radio plans

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

XXVIIIe ANNÉE
No 168 — OCTOBRE 1961
1.25 NF
Prix au Maroc : 144 FM

Dans ce numéro :

A la recherche du déphaseur idéal : le cathodyne

★

Signal tracer original

★

Distorsiomètre à transistors

★

La réception du 2e programme TV

etc..., etc...

et

LES PLANS EN VRAIE GRANDEUR

d'un

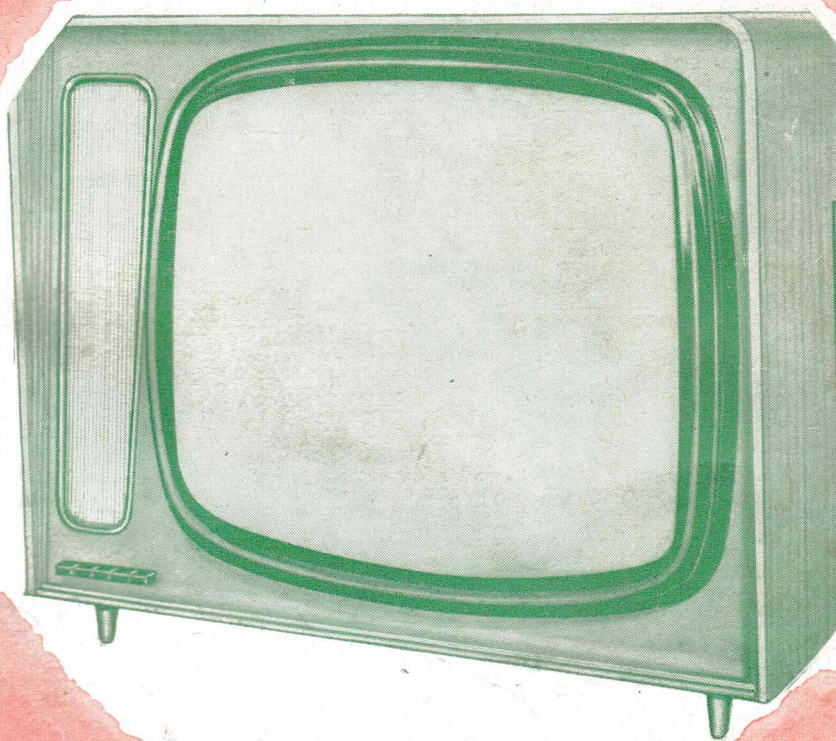
ÉLECTROPHONE ÉCONOMIQUE ET DE FAIBLE ENCOMBREMENT

d'un

RÉCEPTEUR PORTATIF A 7 TRANSISTORS A CIRCUITS IMPRIMÉS

et de ce

TÉLÉVISEUR MODERNE



A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL (1

LE CATHODYNE

(DEUXIÈME PARTIE)

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Dans notre dernier article, nous avons étudié le déphaseur CATHODYNE ou à CHARGES ÉQUILIBRÉES. C'est, avec le montage PARAPHASE (ou tube déphaseur) un des plus anciens systèmes.

Nous avons montré que le fonctionnement du système n'est pas aussi simple qu'il peut paraître. En particulier, il est caractérisé par un taux de contre-réaction qui est égal à 50 %.

Il en résulte que le gain maximal que peut donner l'étage est de 2. En pratique, il est toujours un peu plus petit et compris entre 0,8 et 0,95. Cela veut dire, en réalité, que 80 à 95 % de la tension appliquée est reportée entre les extrémités de CHACUNE des charges équilibrées.

Nous avons également expliqué pourquoi le montage peut présenter un fort déséquilibre dans la gamme des fréquences les plus élevées. Il suffit, pour cela, qu'une capacité trop importante soit en parallèle sur la résistance de charge de cathode. En réalité, c'est le rapport de la résistance et de la réactance de la capacité qui compte.

Il y a donc intérêt à réduire la valeur des résistances de charge. Nous avons d'ailleurs montré que la perte d'amplification qui en résulte est très faible.

Dans l'article ci-dessous, nous continuerons l'analyse du montage et nous nous efforcerons d'arriver à une conclusion. Après quoi, nous donnerons quelques schémas d'utilisation pratique.

La question de l'impédance interne.

Ne pouvant attaquer la symétrie du montage cathodyne sur la question du gain en tension fourni par les deux branches, les détracteurs du montage ont cherché d'autres arguments. Ils ont prétendu démontrer que les deux « sources » constituent le cathodyne ne présentent pas la même *impédance interne*. En d'autres termes, si l'on admet que le schéma équivalent est celui que nous avons reproduit sur la figure 1, les deux résistances R_1 et R_2 ne doivent pas être égales.

Et ils concluent : le montage n'est donc pas symétrique...

On peut facilement répondre à toutes ces objections :

1° Le schéma « équivalent » de la figure 1 n'équivaut pas du tout au montage cathodyne. Car, dans ce dernier, il n'y a pas deux sources. Il y a une seule source qui alimente deux résistances égales *montées en série*. Les deux résistances étant nécessairement traversées par la même intensité, il en résulte que la même tension existe entre leurs extrémités... ;

2° Je n'entrerai pas dans la discussion mathématique justifiant le fait que les deux « sources » présentent des résistances intérieures différentes...

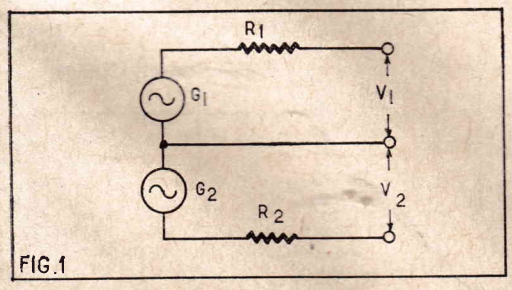


FIG. 1. — *C'est en partant de ce schéma qu'on prétend généralement que les deux « sources » du montage cathodyne présentent des résistances internes différentes. En réalité il n'y a qu'une seule source : le tube électronique.*

On fait dire aux équations tout ce qu'on veut. Les procédés employés pour cette démonstration sont discutables.

En revanche, ce qui n'est pas discutable et, par conséquent, beaucoup plus satisfaisant, c'est la lecture d'un appareil de mesure. On peut mesurer l'impédance interne des deux « sources ». *Or, on trouve qu'elles sont égales.*

3° On peut même aller encore beaucoup plus loin. En admettant même que le schéma de la figure 1 soit réellement *équivalent*, tout le monde est d'accord pour admettre que les tensions V_1 et V_2 sont bien égales, à circuit ouvert.

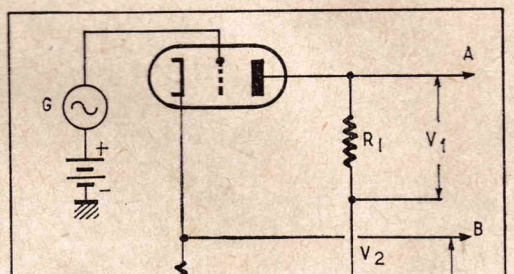


FIG. 2. — *Même si l'on considère qu'il y a deux « sources » tout le monde est d'accord pour admettre que les deux tensions V_1 et V_2 sont d'égales valeurs à condition qu'aucune intensité de courant ne circule dans les branches A et B.* Or, c'est toujours dans ces conditions que fonctionne un montage cathodyne.

Dans ces conditions, aussi longtem
que le système demeurera à circuit ouve
l'écart (éventuel) entre les impédan
internes *n'aura rigoureusement aucune con
quence.*

Les deux tensions V_1 et V_2 (*fig.* 2) res
ront égales et en opposition de phase,
condition qu'aucune intensité ne circ
dans les branches A et B.

Or, c'est toujours dans ces conditi
qu'on utilise un montage cathodyne.
sert à attaquer un étage final en classe
ou en classe AB_1. Jamais personne n'a
l'idée d'utiliser ce circuit déphaseur p
l'attaque d'un étage de grande puissa
en classe AB_2 ou en classe B. De tou
manières, ce serait impossible, par su
de la grandeur des résistances mises
jeu.

Que deviennent, dans ces conditi
les critiques relatives à la différence d'im
dance de sortie des deux sources ?

4° Et quand bien même on admet
cette différence. On pourrait encore éc

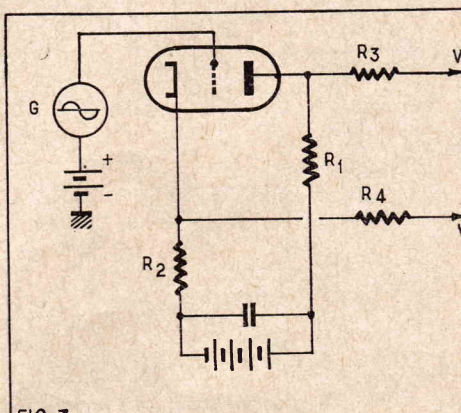


FIG. 3. — *On pourrait d'ailleurs équili
l'inégalité des impédances en adoptant
résistances de compensation convenables
et R_3.*

(1) Voir les nos 164 et suivants de *Radio-Plans*.

librer cet écart. On pourrait par exemple prévoir deux résistances comme R_3 et R_4 de la figure 3 pour rétablir exactement l'équilibre.

En admettant même que l'on ne connaisse pas exactement l'impédance des deux sources, il est toujours possible de choisir $R_3 = R_4$ de manière que ces deux résistances soient beaucoup plus grande que l'impédance de deux sources en question.

Nous pouvons donc conclure maintenant que le déphaseur cathodyne n'est peut-être pas le déphaseur « idéal », mais en toute exactitude c'est le plus simple et le meilleur des montages déphaseurs.

Toutefois, pour qu'il conserve toutes ses qualités, il est indispensable de prendre certaines précautions. C'est ce que nous allons examiner maintenant en étudiant les montages pratiques.

MONTAGES PRATIQUES DE CATHODYNES

Le plus simple des montages.

Bien entendu, la présence d'une résistance dans le circuit de la cathode détermine une chute de tension en courant continu. Il faut que le point de fonctionnement ne sorte pas des parties droites de la caractéristique.

On peut faire d'une pierre deux coups et déterminer la valeur de la résistance pour qu'elle soit, à la fois, la résistance de couplage et la résistance de polarisation.

Cela limite automatiquement la valeur de cette résistance.

On arrive ainsi au montage ultra-simple de la figure 4.

Quel tube électronique faut-il utiliser ? Puisque la résistance de charge est nécessairement réduite, il faut utiliser des tubes à grande pente. D'autre part, nous l'avons déjà fait remarquer, la valeur de crête de la tension alternative que le montage peut fournir est limitée par la tension continue U qui correspond à la polarisation du tube amplificateur.

Considérons, par exemple, la caractéristique dynamique qui correspondrait aux valeurs de résistance indiquées sur la figure 4. Nous avons représentée cette courbe figure 5. Avec le tube utilisé, la valeur correcte de polarisation est de 2 V. On a bien, en effet, 2 000 Ω × 1 mA = 2 V. Mais il est évident que l'amplitude des variations instantanées d'intensité est limitée, d'une part, à 1,9 mA et à 0,2 mA de l'autre. Cela suppose une amplitude de tension comprise entre, 3,5 et 0,5 V. Toute amplitude plus forte amènerait de la distorsion. Cela correspond à une tension maximum de 1,5 V ou 3 V de crête à crête.

Et, dans le cas présent, c'est aussi la tension de sortie que peut fournir le montage déphaseur puisqu'on retrouve nécessairement la même tension entre les extrémités de R_2 et entre les extrémités de R_1.

Si l'amplitude d'attaque dépassait les valeurs indiquées, il y aurait un sévère écrêtage, d'un côté, par suppression du courant d'anode, et de l'autre, par naissance du courant de grille.

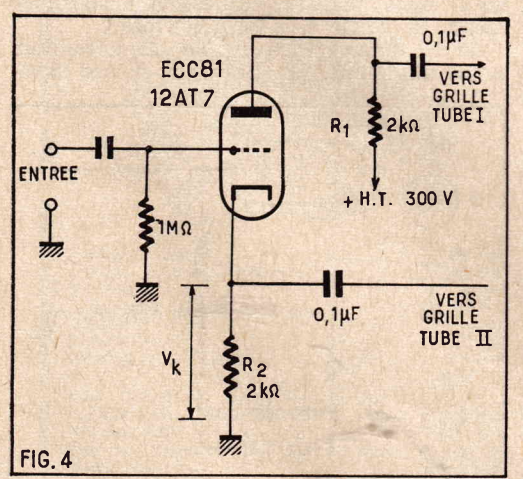


FIG. 4. — *Le plus simple des montages cathodynes $R_2 = R_1$ est choisie pour que Vk corresponde à la tension de polarisation normale. Toutefois la tension de crête maximale que peut fournir le montage est précisément Vk — ce qui peut être insuffisant.*

Remarquons, en passant, que ce montage équipé d'un élément ECC81 (ou 12AT7) est couramment utilisé en télévision pour obtenir des impulsions en opposition dans un comparateur de phase symétrique. L'écrêtage est, dans ce cas, recherché pour éliminer les composantes parasites.

En « haute fidélité » il faut, naturellement, éviter ce « rabotage ». Dans ces conditions, le montage ne pourrait fournir que des tensions insuffisantes pour attaquer l'étage de puissance. On pourrait toutefois prévoir des étages d'amplifications intermédiaires.

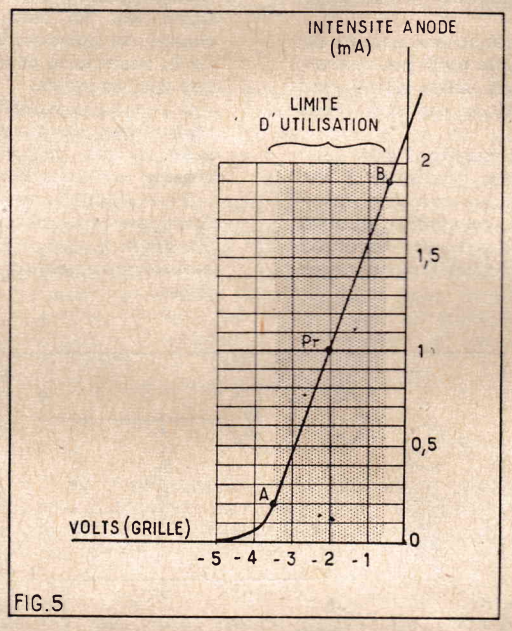


FIG. 5. — *Le point de repos étant Pr déterminé par Vg, les limites de fonctionnement sont les points A et B, ce qui correspond à 3 V de crête à crête ou 1,5 V de crête.*

On peut aussi remplacer le tube 12AT7 par un véritable tube de puissance. On prendra, par exemple, une pentode EL84, transformée en triode en reliant directement la grille écran à l'anode.

Alimenté sous une tension de 300 V, avec des résistances de charge appropriées, le tube peut fournir des tensions de l'ordre de 5 à 6 V (valeur de crête) — qui sont suffisantes, pour attaquer un tube EL84 et lui faire donner toute sa puissance.

Un premier montage.

Un tube de réception du modèle courant, comme un tube ECC83 (ou 12AX7) peut fournir une tension de sortie de l'ordre de 50 volts. On peut donc considérer qu'il est tout à fait inutile d'utiliser un tube de puissance pour fournir la tension d'entrée de l'amplificateur de puissance. Il faut alors imaginer un montage différent du précédent, dans lequel la chute de tension entre les extrémités de la résistance de cathode ne détermine pas, en même temps, la polarisation.

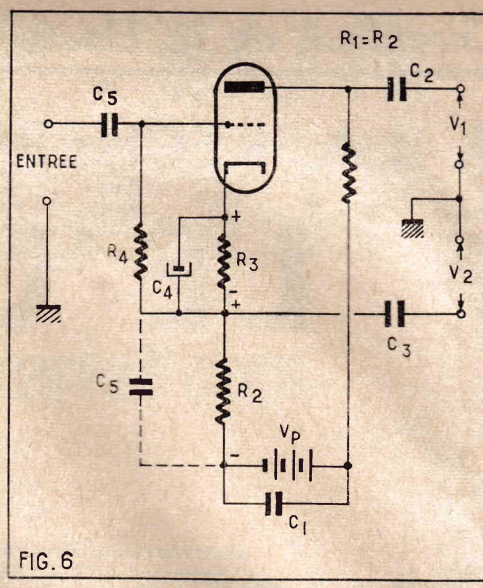


FIG. 6. — *Un montage classique. La polarisation du tube est déterminée par la chute de tension dans R_3. Toutefois, la présence d'une capacité parasite C_5 présente de graves conséquences.*

On peut se servir de la résistance de cathode pour obtenir la polarisation, comme dans les montages classiques, mais comme la chute de tension ainsi obtenue serait trop considérable, on n'en prendra que la fraction désirable.

Le montage correspond ainsi à la figure

La polarisation est donnée par la chute de tension entre les extrémités de R

Pour annuler l'effet de contre-réaction la résistance R_3 est shuntée par un condensateur de très forte valeur (50 à 100 µF

Les deux résistances R_1 et R_2 sont d'égales valeurs.

On notera que le condensateur C_4 ne doit pas être mis à la masse. Comme c'est un élément d'assez gros volume, il présente une capacité notable par rapport à la masse. Il en résulte que tout se passe comme si on avait ajouté une capacité en parallèle avec R_2.

Nous avons signalé plus haut que la présence d'une telle capacité était une cause de déséquilibre pour les fréquences élevées. N'est-il pas possible d'éviter cet inconvénient ?

Une variante plus intéressante.

Quel que soit le montage cathodyne adopté, nous avons reconnu qu'il y aura toujours un effet de contre-réaction, dont le taux correspond à 50 %. Ce n'est pas

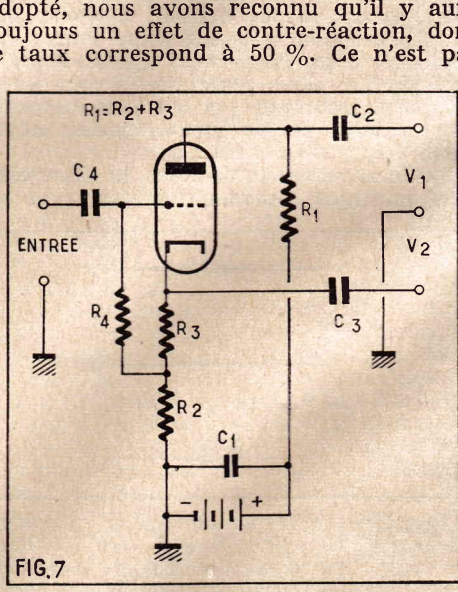


FIG. 7. — *Ce montage est préférable à celui de la figure 6.*

l'annulation du petit supplément de contre-réaction dans R_3 qui modifiera beaucoup les résultats.

Cette remarque étant faite, il est certain que le montage de la figure 7 est bien préférable.

D'ailleurs, si l'on a soin de prendre $R_1 = R_2 + R_3$, le taux de contre-réaction demeure inchangé et l'on n'ajoute aucune capacité parasite complémentaire au niveau de la cathode.

Un autre montage.

L'emploi d'une résistance de cathode élevée amène une polarisation excessive. Les schémas des figures 6 et 7 nous donnent déjà des solutions pour tourner cette difficulté. Une autre solution peut être envisagée : on peut compenser cet excès de polarisation négative en appliquant, à la grille, une polarisation positive compensatrice.

Rien n'est plus simple que d'emprunter cette polarisation à la source d'anode. On arrive ainsi à la figure 8. Les deux résistances R_4 et R_5 constituent un diviseur de tension. Il suffit de régler R_5 pour que le point de fonctionnement du tube soit correct.

Il est certain que la consommation anodique de ce montage est un peu plus grande puisqu'il faut bien alimenter le diviseur de tension. En réalité : c'est tout à fait négligeable puisque le pont constitué par $R_4 + R_5$ mesure, par exemple, 10 MΩ. Avec une tension anodique de 300 V, la consommation est donc de 300 /10 = 30 mA ce qui est sans aucune importance.

Aucune capacité parasite n'est ramenée à la cathode. C'est donc un schéma hautement recommandable.

Détermination des éléments.

Quelle valeur faut-il choisir pour la résistance R_1 ?

La réponse à cette question découle de la confrontation entre plusieurs considérations contradictoires.

Nous savons déjà que la courbe de reproduction du montage sera d'autant meilleure que la résistance de charge totale sera plus faible. Si nous voulons reproduire une bande de fréquences très étendue nous avons donc intérêt à choisir une résistance R_1 d'assez faible valeur.

Toutefois, il ne faut pas oublier qu'un tube *triode* fournit une distorsion d'autant plus petite que la résistance de charge est plus élevée.

Et, surtout, il faut savoir de quelle tension de sortie nous devons disposer pour attaquer l'étage de puissance.

Admettons que celui-ci soit constitué par deux tubes EL84 montés en push-pull classe AB, alimentés sous 300 V. Un tel étage peut fournir une puissance de sortie de 17 W avec 4 % de distorsion. Il ne faut pas prétendre que cette puissance soit beaucoup plus grande pour une audition dans un appartement. Il n'est pas question de faire trembler les vitres et d'ameuter les voisins. Il se peut fort bien qu'avec une audition de puissance moyenne relativement faible, des pointes de puissance instantanée aussi grandes puissent se produire. Et votre amplificateur méritera précisément le qualificatif : *haute fidélité*, s'il peut « encaisser » ces pointes sans qu'un excès de distorsion se manifeste.

Or, pour que l'étage final puisse fournir cette valeur maximale de 17 W, il faut que l'attaque de chacune des grilles atteigne 10 V efficaces... Ce qui correspond à 10 $\sqrt{2}$ ou 14,14 V *de crête*, quand il s'agit d'une tension sinusoïdale.

En réalité, il ne s'agit jamais de tensions sinusoïdales et le rapport entre la valeur efficace et la valeur de crête peut être, dans ce cas très différent de $\sqrt{2}$.

Dans ces conditions, il est préférable de prévoir une marge de sécurité et de choisir $R_1 = R_2$ de manière à disposer d'une tension un peu plus élevée.

Nous prendons, par exemple, pour effectuer le déphasage un tube ECC83 ou 12AX7. Les conditions normales de fonctionnement sont :

Tension d'anode : 250 V;
Polarisation : — 2 V;
Intensité-anodique : 1,2 mA.

Nous disposons d'une tension anodique de 300 V. Nous choisirons dans ce cas, des résistances $R_1 = R_2 = 15\,000\ \Omega$.

La chute de tension entre les extrémités de chacune d'entre elles sera de $15\,000 \times 1{,}2 \times 10^{-3} = 18$ V.

Soit 36 V pour les deux. La tension entre anode et cathode sera 300 — 36 = 264 V.

Il faudra régler $R_5 + R_4$ de telle sorte que la tension exacte de la grille soit de : 18 — 2 = 16 V.

Il ne reste plus qu'à déterminer maintenant le diviseur de tension $R_4 — R_5$. Rien

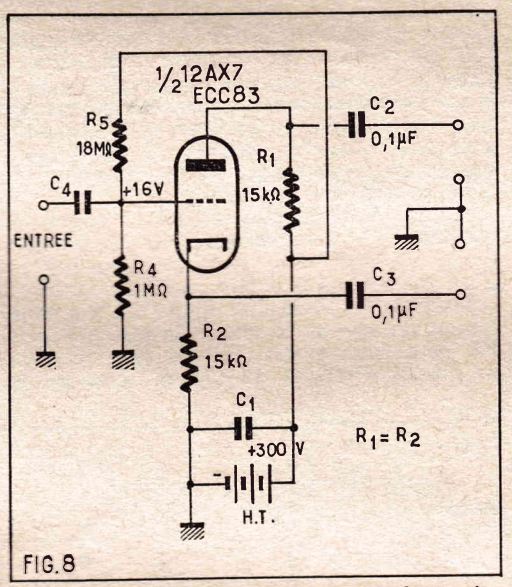


FIG. 8. — *On peut ainsi ramener la tension de grille une valeur correcte au moyen d'un « pont » diviseur de résistance. La consommation de $R_4 + R_5$ doit demeurer négligeable.*

n'est plus facile. Si l'on choisit $R_4 = 1$ MΩ, la chute de tension dans cette résistance devra être de 16 V. Il faut donc prévoir une intensité de 16 μA.

La chute de tension dans R_5 devra être de : 300 — 16 = 284 V et sa valeur sera donc de : 284 /16 soit environ 18 MΩ.

Comparaison avec le déphaseur de Schmitt.

Le montage déphaseur de Schmitt est équipé d'un tube double triode ECC83, par exemple. Le gain en tension qu'il donne dans les meilleures conditions d'utilisation est de l'ordre de 25 à 30.

Pour comparer sur des bases d'égalité, le montage déphaseur cathodyne, il faut naturellement supposer que ce dernier est équipé du même tube. Mais, dans ce cas, nous avons un élément supplémentaire que nous pouvons utiliser. Et celui-ci nous fournira un gain.

Nous arriverons ainsi au montage de la figure 9, par exemple. Avec une résistance de charge de 100 000 Ω, le gain fourni par le tube ECC83 peut facilement être calculé, en tenant compte du fait que

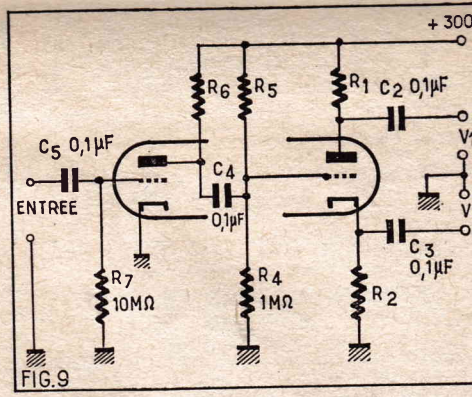


FIG. 9. — *Si l'on veut comparer le « ga entre le montage cathodyne et le déphas de Schmitt, il faut ajouter un élément tube amplificateur, comme dans le mon ci-dessus.*

sa résistance interne est de 62 500 Ω son coefficient d'amplification de 10

Le calcul donne : $\frac{100 \times 100\,000}{100\,000 + 62\,500}$

c'est-à-dire environ 60.

Où donc est, dans ces conditions supériorité du déphaseur de Schmitt ?

Dans le cas du montage de la figu pour obtenir de chaque côté du mon symétrique les 10 V (efficaces) nécess pour fournir la puissance maximal suffit d'introduire à l'entrée 10 /60 ou 0, environ.

Pour une si faible tension, on avantageusement utiliser le montage trée à polarisation par courant de g Dans ces conditions, on prendrait R 200 000 Ω, par exemple et $R_7 = 10$ Le gain serait alors de l'ordre de 75...

Ce premier élément, travaillant une impédance de charge plus él fournit une plus faible distorsion... E le condensateur de découplage de cat étant supprimé, on évite une disto de phase dans les fréquences les plus ba

Encore une variante.

En partant d'une tension anodique basse pour le tube préamplificateur peut aussi réaliser une liaison di entre le tube préamplificateur et le déphaseur. On arriverait ainsi au mon de la figure 10.

Nos lecteurs remarqueront que la ch du tube d'entrée est constituée par résistance variable. En réalité, c'est résistance à collier dont la valeur est aj une fois pour toutes, ou du moins, un tube ECC83 donné.

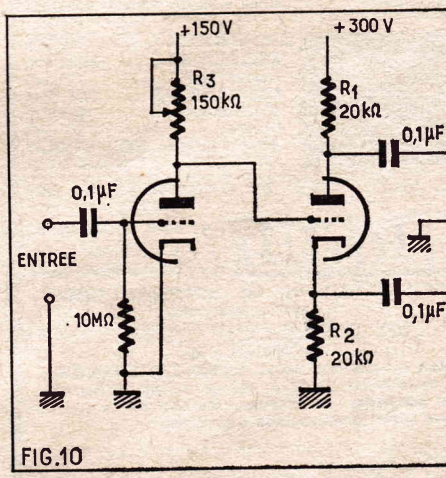


FIG. 10. — *L'emploi d'un couplage peut être très avantageux.*

* * * *

● MAGNÉTOPHONES ●

« MATCH 62 »

2 vitesses : 9,5 et 19 cm. Rebobinage rapide AV et AR. Compteur incorporé avec remise à zéro manuelle. Ecoute à l'enregistrement, mixage des deux entrées. **BANDES PASSANTES** : en 9,5, 40 à 14 000 p /s. En 19 : 40 à 16 000 p /s.
PRÉSENTATION : Mallette gainée en plastique lavable 2 tons. Livré avec 1 bobine vide, un cordon pour l'enregistrement radio ou PU et 1 micro (dim. : 390 × 280 × 170 mm).

PRIX NET : 585 NF.

NOUVEAU MODÈLE FAMILIAL

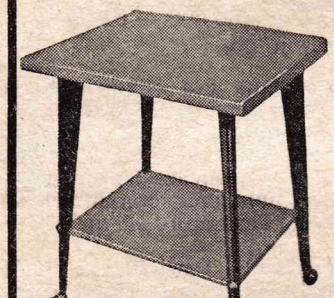
« BG 23 »

(Importé d'Allemagne.)
Vitesse de déplacement : 9,5. Double piste standard. Effacement automatique.
Commandes par touches. Vitesses rapides. AV et AR. Compteur automatique.
BANDE PASSANTE : 60 à 12 000 p /s. Livré avec micro, cordon et 1 bobine pleine de 360 m.
(dim. : 335 × 285 × 176 mm).

PRIX NET : 590 NF. (housse gratuite)

Pour ces deux modèles, notice spéciale contre enveloppe timbrée.

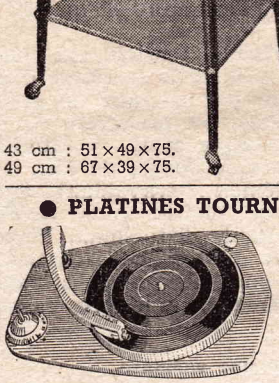
● TABLES DE TÉLÉVISION ●



Gainage en plastique
4 coloris unis havane, vert, rouge, jaune au choix
43/49 cm. 57
54/59 cm. 65
Même modèle mais entièrement verni : noyer ou palissandre.
43/49 cm. 63
54/59 cm. 72

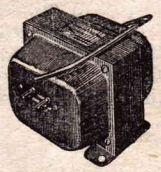
43 cm : 51 × 49 × 75.
49 cm : 67 × 39 × 75.
54 cm : 67 × 59 × 75.
59 cm : 75 × 39 × 75.

● PLATINES TOURNE-DISQUES ●



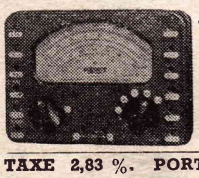
4 vitesses
16, 33, 45, 78 tours,
110-220 V
50 périodes
ARRÊT AUTOMATIQUE

Philips, 74.50 - Radiohm, 68.00
Radiohm stéréo..... 88.50
PATHÉ MARCONI - Nouveaux modèles 1961.
Mélodyne 5201Z, **78.00**, Mélodyne **stéréo 530 IZ, 81.00**
Mélodyne **changeur stéréo 320IZ, 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..... **12.80**
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

Mabel **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

Le gain fourni par l'ensemble amplificateur-déphaseur est de l'ordre de 50. Cela veut dire qu'il suffit d'une tension de 10/50 de volt, ou 0,2 V à l'entrée pour fournir une tension d'attaque de 10 V à chacune des grilles des tubes de sortie.

On peut donc dire qu'un montage comme celui de la figure 9 ou de la figure 10, associé à un étage symétrique équipé de deux tubes EL84 est vraiment un amplificateur à haute fidélité.

La courbe de transmission du montage de la figure 10 est reproduite sur la figure 11. Les deux tensions demeurent rigoureusement égales pour les deux voies et c'est précisément pour cette raison que nous n'avons tracé qu'une seule courbe.

La bande passante s'étend de 10 p/s jusqu'au delà de 30 000 p/s. On pourrait, bien entendu, prévoir un correcteur de courbe entre l'étage préamplificateur et l'étage déphaseur.

Le gain serait suffisant pour cela — car en effet, il ne faut pas oublier qu'un correcteur est en réalité un filtre et qu'il apporte, par conséquent, une certaine atténuation.

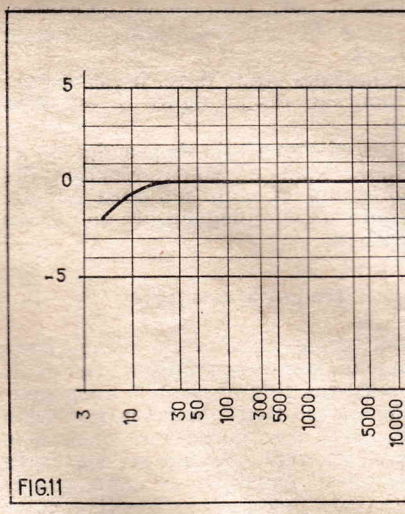


FIG. 11. — *Courbe de transmiss déphaseur cathodyne. Cette courbe perfection du déphasage car elle lument identique pour les deux voi*

La mise au point.

Quel que soit le montage utilisé, la mise au point est toujours très facile et peut être effectuée sans qu'il soit nécessaire de mettre en œuvre toute une batterie d'appareils de mesure : générateurs, voltmètres à tubes électroniques, des versiomètres, etc...

La première opération consiste à vérifier que les résistances d'anode et de cathode sont bien d'égales valeurs. Il suffit pour cela d'un ohmmètre... ou tout simplement d'un contrôleur sensible.

Il ne faudrait pas surtout s'aviser de mesurer la tension entre les extrémités de R_1 et de R_2, successivement, au moyen d'un voltmètre à *faible résistance interne*, comme nous l'indiquons figure 12. En effet, quand on mesure la chute de tension entre les extrémités de R_2, on modifie le taux de contre-réaction, en courant continu et

mieux, naturellement, d'employer mètre à tube électronique.

Si l'on ne dispose que d'un vol faible résistance interne (2 000 Ω au moins). On peut très bien u montage de la figure 12 *b*. On pe fois, mesurer l'égalité des résist mesurant l'égalité des chutes de car il n'y a pas d'effet de contre-

Quand on mesure la chute de entre les extrémités de V_2, on mo l'intensité de courant dans le ci par conséquent, la chute de tensi les extrémités de l'autre résistan la perturbation est exactement quand il s'agit de mesurer la tension entre les extrémités d résistance.

Cette fois, il n'y a plus de tub nique, se manifestant comme un actif...

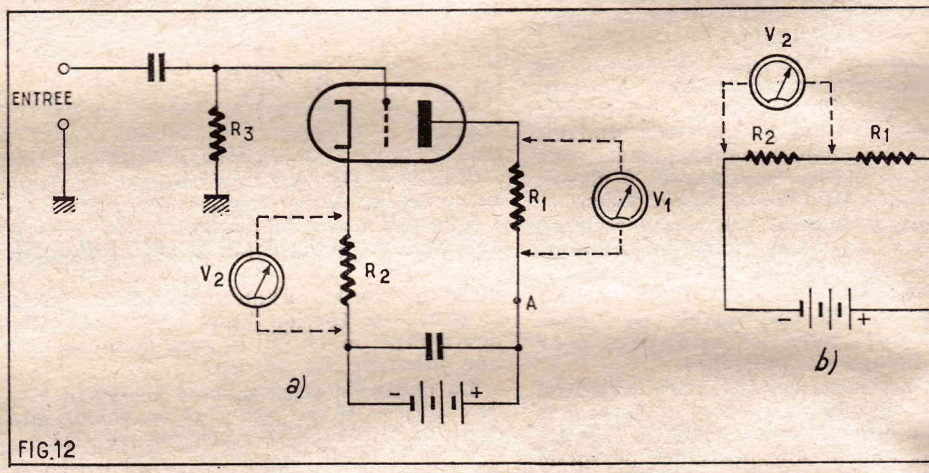


FIG. 12. — *Il ne faut pas considérer que le schéma figure 6 soit le schéma équivale*

il en résulte une augmentation d'intensité anodique qui peut être notable.

Pour que la perturbation puisse être considérée comme négligeable, il faut que la résistance interne de l'appareil de mesure soit très grande par rapport aux résistances. Cette condition ne serait pas réalisée avec un appareil de mesure mesurant, par exemple, 2 000 Ω par volt. En effet, pour la déviation totale, le courant qui doit traverser le cadre est de 0,5 mA. C'est donc du même ordre de grandeur que celui qui traverse les résistances R_1 et R_2.

En revanche, cette condition est réalisée d'une manière acceptable par un appareil mesurant 20 000 Ω par volt. Il est encore

Réglage de la polarisation.

Le réglage de la polarisation un peu délicat, avec certains sch cathodyne. On ne doit naturelleme tuer qu'après avoir amené les de tances R_1 et R_2 à être d'égale v

Si l'on dispose d'un voltmètre électronique, il est toujours po mesurer directement la tension q entre cathode et grille. Mais ce possible avec un contrôleur *même si sa résistance interne est tr*

Le plus simple est de vérifier l anodique en plaçant l'appareil

(Suite pa

SIGNAL TRACER ORIGINAL

par

Alain GERMAIN

Les dessins et schémas qui illustrent cette note doivent permettre à l'amateur radio la réalisation de cet intéressant appareil.

Le signal-tracer se compose d'un amplificateur BF de bonne qualité, d'un générateur de signaux et d'un certain nombre de sondes. Tous ces appareils sont ici réunis en un seul. La seule difficulté consiste à éviter des inductions. Ce n'est qu'une question de soin et de blindage. A l'entrée de l'ampli on trouve un inverseur HF-BF, ce qui permet de prendre le signal à n'importe quel endroit du récepteur examiné. A la sortie, nous trouvons un commutateur à 3 positions qui permet de brancher soit un haut-parleur incorporé, soit un haut-parleur extérieur, soit un voltmètre. Le générateur de signaux est un multivibrateur qui donne d'excellents résultats. Je n'ai pas eu l'occasion de vérifier la forme des signaux à l'oscilloscope, mais avec les valeurs indiquées les harmoniques sont encore parfaitement audibles dans le bas de la gamme OC. L'alimentation est classique. On remarquera toutefois le grand nombre de cellules de filtrage destinées à supprimer les inductions indésirables.

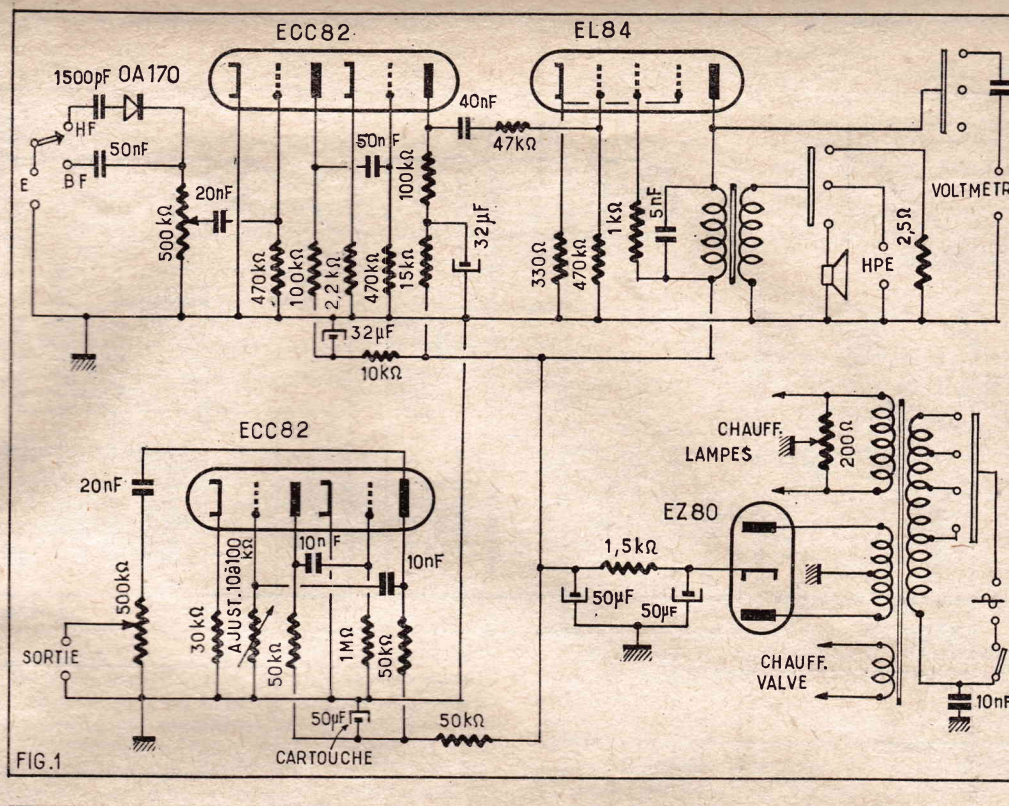


FIG.1

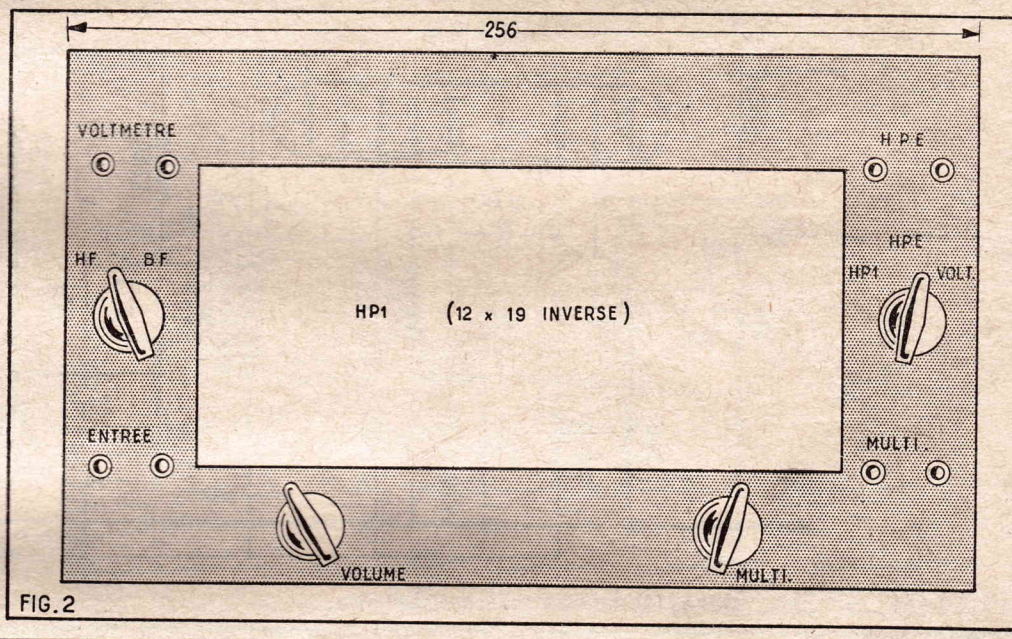


FIG.2

Ci-dessous : le châssis.

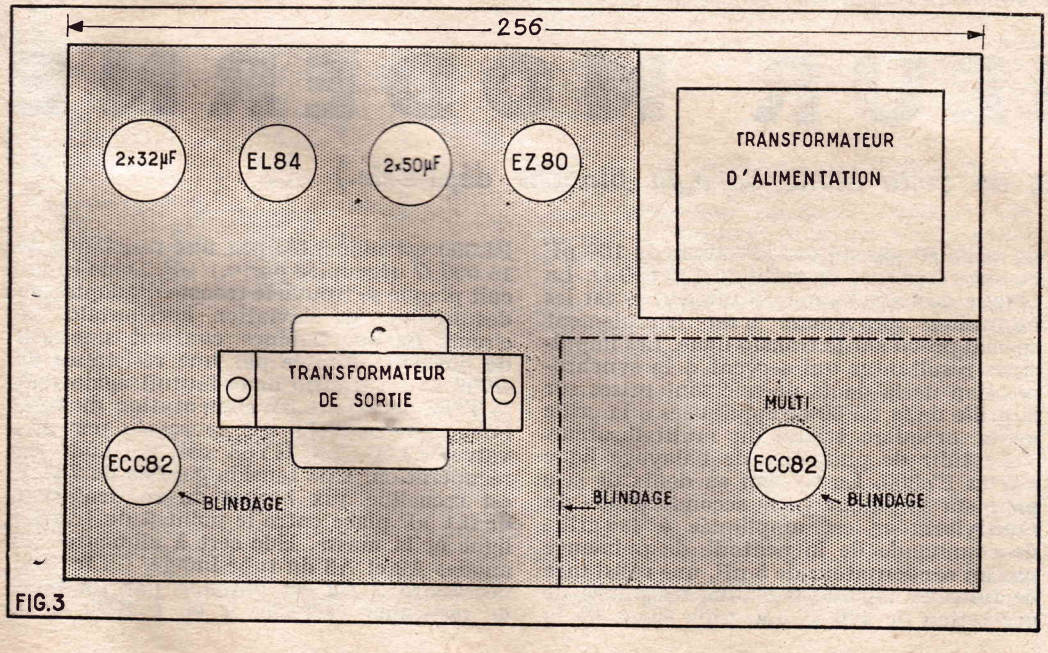


FIG.3

Ci-dessus : le panneau avant.

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

LA SOUDURE ÉLECTRIQUE

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

PRIX : **0,75 NF**

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

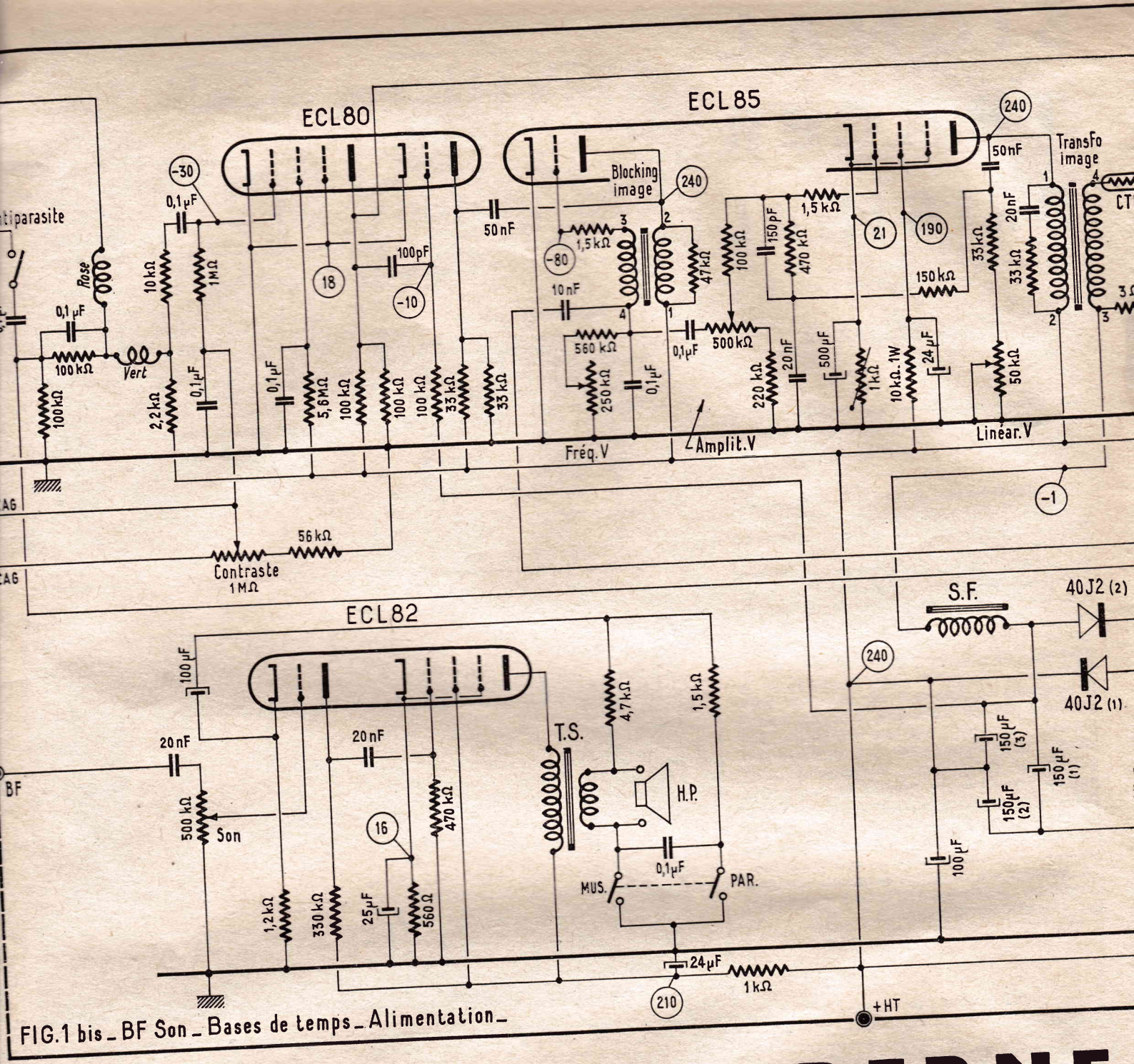


FIG.1 bis _ BF Son _ Bases de temps _ Alimentation _

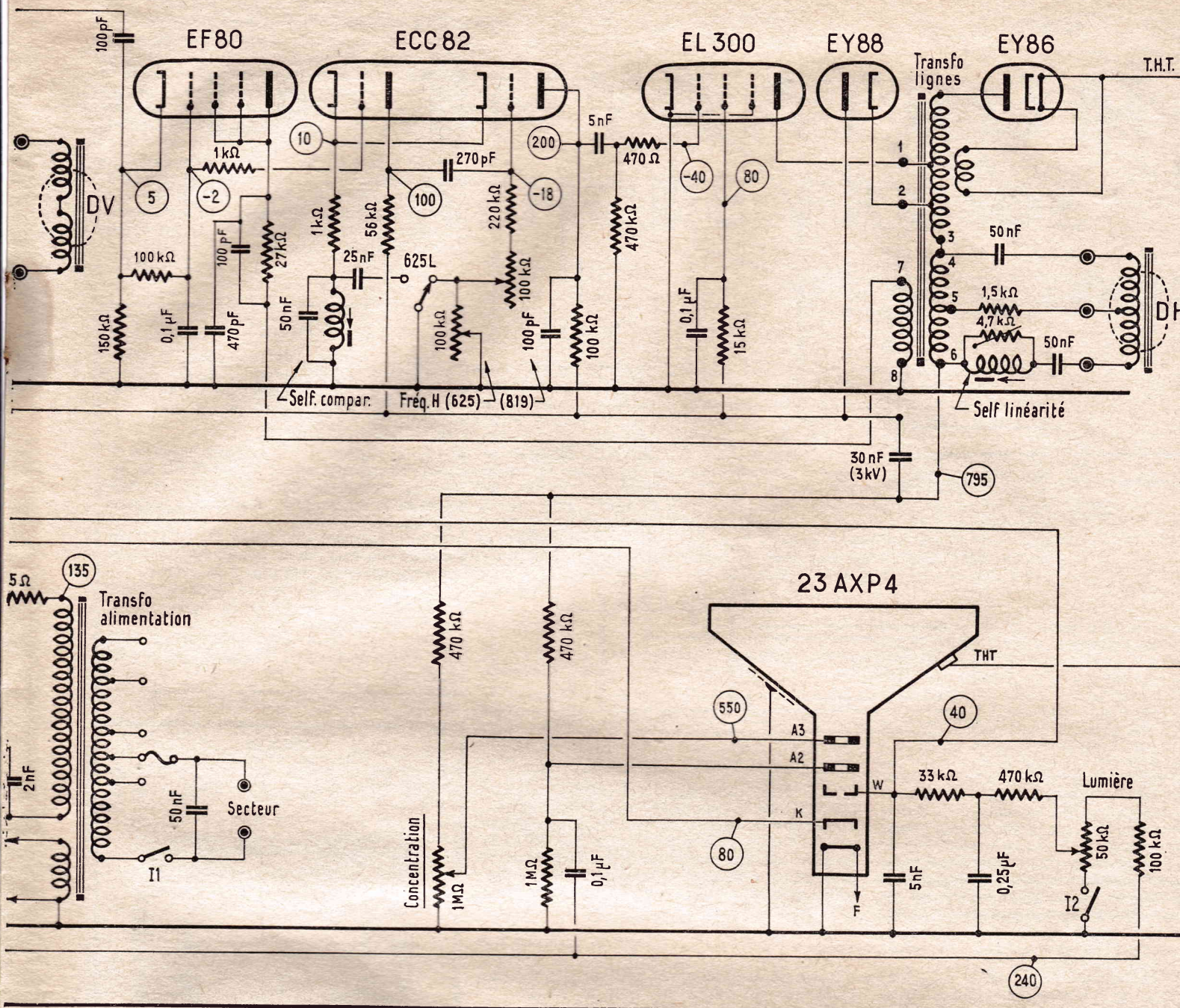
TÉLÉVISEUR MODERNE

(Voir le début de cette étude dans la planche dépliable.)

fait par une résistance variable placée en fuite dans le circuit grille de la seconde triode. En 819 lignes, cette résistance est constituée par un potentiomètre de 100 000 Ω en série avec une 220 000 Ω. Pour obtenir la fréquence requise pour le balayage en 625 lignes, on ajoute en série avec ces éléments un autre potentiomètre de 100 000 Ω. La commutation de tous ces éléments se fait à l'aide d'un inverseur à poussoir.

La synchronisation est obtenue par un comparateur de phase qui met en œuvre une EF80. Nous avons déjà expliqué le fonctionnement de ce dispositif aussi n'insisterons-nous pas. Disons simplement que les tops de synchronisation pris à la sortie de la séparatrice sont appliqués à la cathode de la EF80 par un condensateur de 100 pF et une résistance de fuite de 150 000 Ω. La plaque de cette lampe est alimentée par les impulsions provenant d'un enroulement spécial prévu sur le transfo ligne. Les impulsions résultantes qui servent à la synchronisation de la dents de scie sont prises sur la grille de la EF80 et appliquées à la grille de la première triode du multivibrateur.

Le tube de puissance de balayage ligne est un EL300. La tension en dents de scie prise sur la plaque de la seconde triode du multivibrateur est ampliquée à la grille de commande de la pentode de puissance par un condensateur de 5 nF, une résistance de fuite de 470 000 Ω et une résistance de protection de 470 Ω. La grille écran de la EL300 est alimentée par une résistance de 15 000 Ω découplée par 0,1 μF. Dans le circuit plaque se trouve le transfo d'adaptation des bobines de déviation horizontale. Le circuit de ces bobines contient une self de linéarité shuntée par une résistance de 4 700 Ω. Le transfo ligne fournit également la THT nécessaire à l'alimentation du tube image. Cette THT est redressée par une valve EY86. La EY88 est la diode de récupération. Une tension gonflée de 795 V est recueillie aux bornes du condensateur de 0,1 μF placé entre le point 6 du transfo ligne et la masse. Elle sert à alimenter les anodes A2 et A3 du tube image. La tension nécessaire à A2 est obtenue par un pont de résistance (470 000 Ω et 1 MΩ). Celle



appliquée à A3 est réglable par un potentiomètre de 1 MΩ en série avec une 470 000 Ω et sert à obtenir la concentration.

La luminosité est commandée en faisant varier la tension du Whenelt par un potentiomètre de 50 000 Ω en série avec une 100 000 Ω. L'interrupteur solidaire du potentiomètre est utilisé pour couper le circuit à l'extinction afin d'éviter la tache brillante qui risque, à la longue, de détériorer l'écran du tube image. La liaison entre le curseur et le Whenelt se fait par une résistance de 470 000 Ω et une de 33 000 Ω avec des condensateurs en fuite vers la masse (0,25 µF et 5 nF) par un condensateur de 10 nF, on applique également au Whenelt la tension de relaxation image de manière à supprimer les traces de retour de balayage.

L'alimentation.

Elle utilise un transformateur comprenant un secondaire HT donnant 135 V et un enroulement de chauffage. La HT est redressée par deux diodes au silicium 40J2 montées en doubleur de tension avec les condensateurs électrochimiques 150 µF (1) et (2). Cette HT redressée et doublée, est filtrée par une cellule composée d'une self à fer, d'un condensateur électrochimique d'entrée de 150 µF et d'une de sortie de 100 µF. La self étant placée dans le moins

permet d'obtenir la tension de pola
de — 10 V nécessaire à la grille de l
ECL80 (base de temps image). L
HT générale contient une autre ce
filtre formée d'une résistance de
et d'un condensateur électrochim
24 µF. La HT de sortie de cette ce
de 210 V.

RÉALISATION PRATIQUE (fig. 2, 3 et 4).

Les plans de câblage qui illustrent cet article sont suffisamment explicites et il serait superflu de donner une énumération détaillée des opérations de montage et de câblage. On suppose d'ailleurs que l'amateur qui entreprend un téléviseur est suffisamment expérimenté pour suivre seul un plan de câblage.

On commence, bien entendu, par l'équipement du châssis en respectant pour les différentes pièces l'implantation que nous indiquons.

Le câblage se réalise de la façon habituelle. On réalise en premier les mi
masse sur les supports de lampe, les
tiomètres, etc. Les points de mas
obtenus par soudure directe sur le

Avec du fil de câblage isolé on
le circuit d'alimentation filament d
pes. On pose les connexions forn
ligne HT et d'une façon générale tout
qui entrent dans la composition
férents circuits. Les connexions
en fil isolé seront autant que
placées contre la tôle du châssis, de
à renforcer leur rigidité et à aérer le

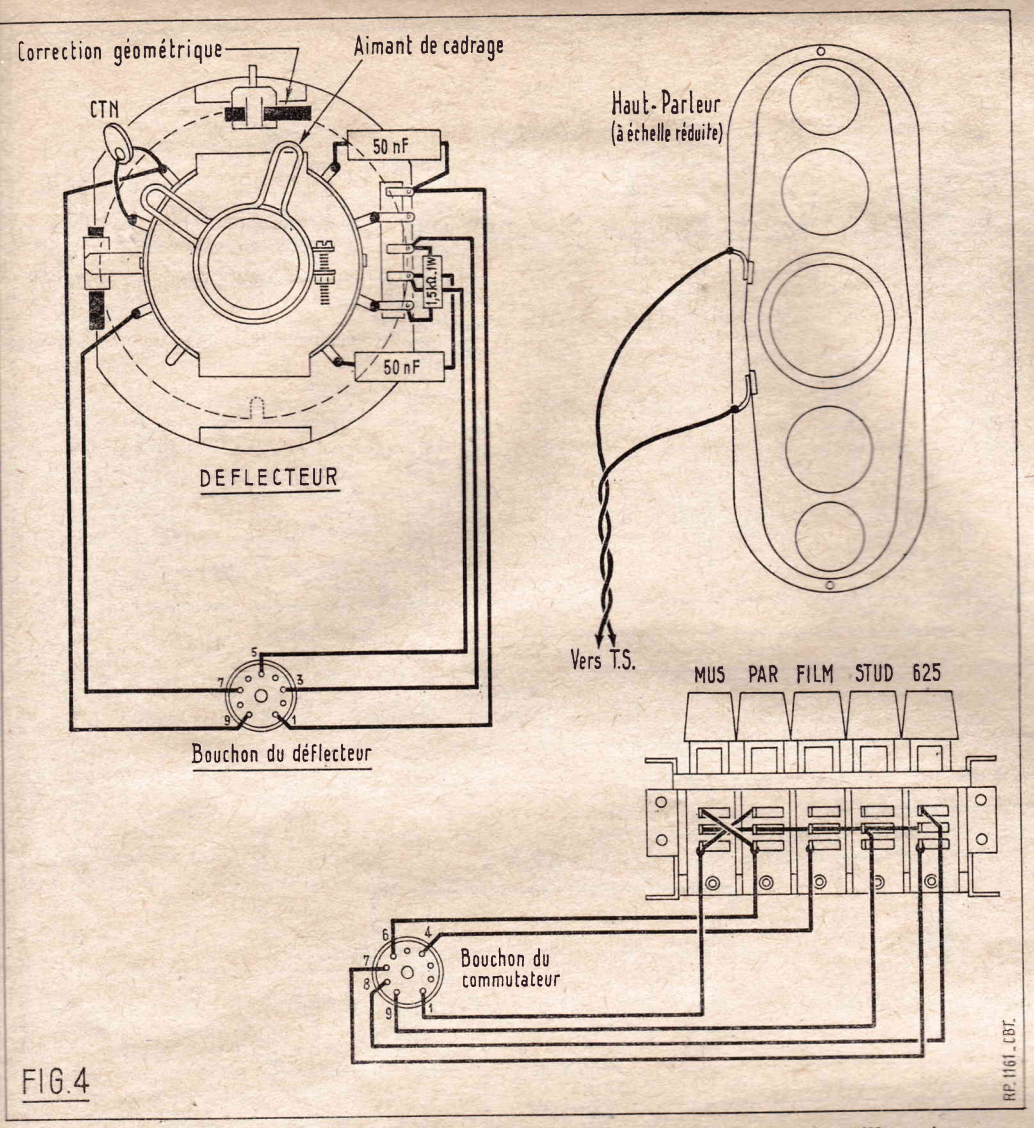


FIG.4

En procédant étage par étage, on met en place les différents condensateurs et résistances. Pour éviter toute erreur ou omission, il est bon de cocher sur le plan de câblage chaque élément ou chaque connexion aussitôt après sa mise en place sur l'appareil.

Pour terminer, on exécute les liaisons du bloc de déviation et du support du tube. D'une façon générale, on veillera à respecter par tout le câblage la disposition représentée sur les plans, car c'est la plus rationnelle. Est-il utile de rappeler qu'il faut faire de bonnes soudures? Sur un téléviseur, plus que sur n'importe quel autre appareil, un mauvais contact est désastreux pour le fonctionnement.

Mise au point.

Disons immédiatement qu'il ne faut jamais régler un téléviseur en dehors d'une émission (mire électronique ou mire TV).

Avant toute chose, on place le cavalier fusible du transformateur sur la position correspodant à la tension exacte du secteur ou sur la position immédiatement supérieure, mais jamais inférieure. En cas de secteur fluectuant, il est conseillé d'utiliser un régulateur automatique de tension. Après la mise sous tension, il est prudent de mesurer la HT filtrée.

Après vérification complète du câblage, on met le tube image et les lampes en place. On enfile sur le col du tube le déviateur de manière que celui-ci épouse parfaitement le cône du tube. Rappelons que les tubes 110° ne nécessitent aucun piège à ions.

Le cadrage de l'image sera effectué par les cadreurs magnétiques montés sur le déviateur. Les aimants placés sur des languettes de cuivre servent à effectuer des corrections de géométrie.

Au début tous les potentiomètres seront réglés à mi-course et dans ces conditions, on vérifie les tensions aux différents points du montage pour s'assurer qu'elles sont conformes à celles indiquées sur le schéma.

Le support du tube est alors mis en place sur le culot. On doit à ce moment recevoir l'image et le son, après réglage des potentiomètres de fréquence ligne et image.

L'appareil étant très sensible, il sera nécessaire, dans les localités voisines d'un émetteur, d'utiliser un atténuateur. Il est bon, en conséquence, de se munir d'atténuateurs de 6, 10, 20 et 30 dB. Pour déterminer celui qu'il faut utiliser, on met le potentiomètre de contraste au minimum. On branche l'atténuateur juste suffisant pour ne plus recevoir qu'une image à peine perceptible même avec décrochage. La manœuvre du potentiomètre de contraste sera alors très souple, permettant de passer d'une image très faible à une image surcontastée.

Il peut être nécessaire de revoir l'accord de l'oscillateur de la platine HF. On effectue ce réglage lorsque l'appareil est bien chaud. On place le bouton de l'oscillateur à mi-course et on règle au maximum de « son » le noyau oscillateur de la barrette canal. Ce réglage est fait une fois pour toutes l'ajustage devant être obtenu, par la suite, avec le bouton oscillateur.

Mise au point de l'image.

Sur la mire de définition R.T.F. et uniquement sur cette mire, on règle l'amplitude verticale, le fait de retoucher ce bouton implique en général de retoucher le bouton de linéarité verticale. On s'assure que les fréquences lignes et image tiennent bien et son bien centrées.

On règle la self du comparateur de phase avec un signal très faible. On peut vérifier le réglage en ôtant et en remettant la fiche d'antenne l'image devant raccrocher à chaque manœuvre. On peut alors rectifier définitivement les réglages concentration, cadrage et amplitude.

Pour recevoir la 2e chaîne, on connecte le convertisseur UHF. On met le rotacteur sur la position 625 lignes bande IV. On enfonce la touche 625 lignes et on cherche à l'aide du bouton d'accord du convertisseur l'émetteur désiré.

A. BARAT.

ERRATA

Sur le plan de câblage figure 3, entre 7 du support ECL85 et la ligne + HT, il s'agit d'une résistance de 10 000 Ω et non d'un condensateur de 10 nF.

SUR LE SCHÉMA :

A la figure 1, les condensateurs C placés respectivement entre 12-15 et 14-15 du rotacteur font 1, 5 pF et non 1,5 nF. Ils sont à coefficient négatif de température.

La résistance de 33 000 Ω, 1 W d'alimentation plaque de triode 6U8 aboutit à la ligne + HT et non à la masse.

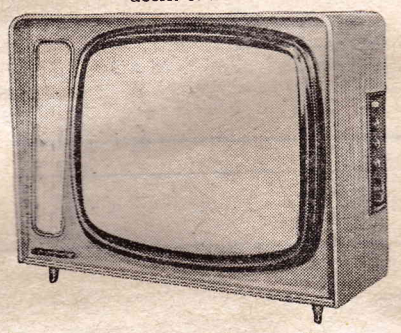
A la figure 1 *bis*, le potentiomètre « FREQ V » aboutit à la ligne + HT et non à la masse.

Sur la ECL80 séparatrice la tension 18 V est relative à l'écran et non à la cathode.

DEVIS DU

NÉO-TÉLÉ 62-59

décrit ci-contre



Dim. : 620×490× **profondeur** 240 mm.
ÉCRAN RECTANGULAIRE extra-plat **de 59 cm. Déviation 110 degrés.**
★ **625 lignes.** Bande IV - ★ **819 lignes** français.
Protection du tube image par plexiglas filtrant, genre **« TWIN-PANEL »**

Téléviseur très longue distance { Sensibilités : Image : 20 μV Son : 5 μV

Antiparasite son et image.
Comparateur de phase. Commande automatique de gain. Alimentation offrant toute sécurité par transformateur et sélecteur silicium.
Châssis basculant permettant l'accessibilité facile de tous les éléments.

COMPLET, en **pièces détachées avec** platine HF préréglée, **sans** ébénisterie **774.16**
Avec platine HF préréglée et **ébénisterie** **998.16**
CABLÉ, RÉGLÉ EN ORDRE DE MARCHE... **1250.00**
Supplément pour convertisseur UHF **2e chaîne**..... 140.00

CIBOT-RADIO 1 et 3, rue de REUILLY, PARIS-XIIe.
C.C.P. 6129-57 PARIS — Tél. : DID. 66-90

VOIR NOTRE PUBLICITÉ PAGE 4 DE COUVERTURE

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

Distorsiomètre à transistors — Fréquencemètre

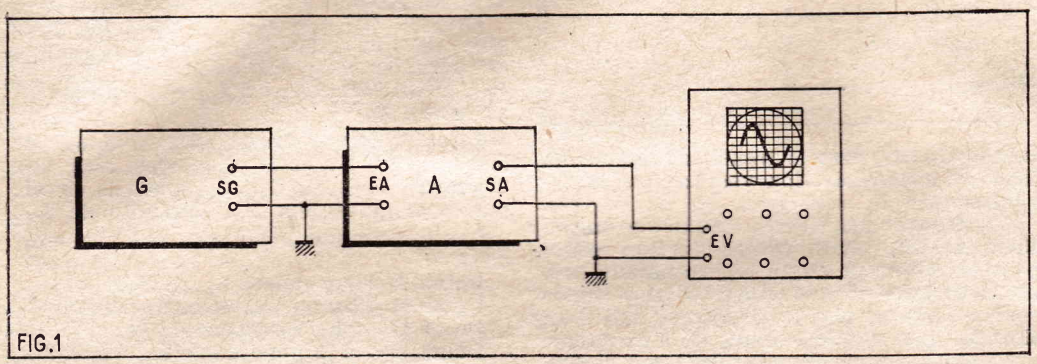


FIG.1

Distorsiomètre.

L'appareil dont nous allons donner la description utilise uniquement des transistors. Il est alimenté sur batterie. Etudié et réalisé par Glenn E. Johnson, il permet de mesurer la distorsion harmonique d'un signal recueilli à la sortie d'un amplificateur basse fréquence quelconque.

Rappelons d'abord le principe de la mesure de la distorsion harmonique.

Si l'on applique à l'entrée d'un amplificateur basse fréquence un signal sinusoïdal unique, ce signal est reproduit à la sortie avec une certaine distorsion. Il s'agit, à l'aide du distorsiomètre, de déterminer quel est le pourcentage des signaux indésirables, créés par l'amplificateur qui se sont ajoutés au signal utile à amplifier.

Une méthode visuelle rudimentaire consiste à observer le signal de sortie sur l'écran d'un oscilloscope cathodique de mesures.

Pour cela, on réalise le montage de la figure 1 composé d'un générateur basse fréquence de signaux sinusoïdaux, de l'amplificateur dont on désire connaître la distorsion et d'un oscilloscope cathodique.

On applique les signaux du générateur à l'entrée de l'amplificateur en faisant varier la fréquence, par exemple entre 20 Hz et 20 000 Hz.

D'autre part, il faut également faire varier l'amplitude du signal. Pour cela, il convient de connaître celle qui représente le niveau maximum admissible de l'amplificateur considéré, soit 40 mV, par exemple, de niveau. On appliquera à l'entrée de l'amplificateur des signaux de 40 mV et ensuite, successivement, des signaux de plus en plus faibles, par exemple, 20 mV, 10 mV, 5 mV, 2 mV, 1 mV.

On constatera, en général, que plus le signal est faible, moindre est la distorsion. Au-delà, du niveau maximum admissible. la distorsion augmente très rapidement.

Le reste du montage de la figure 1 comporte un oscilloscope de mesures dont l'entrée verticale est reliée à la sortie de l'amplificateur.

La figure 2 montre deux montages de liaison entre l'amplificateur et l'oscilloscope. Dans la position *a*, on a remplacé la bobine mobile du haut-parleur par une charge purement résistive R, ayant la même valeur que l'impédance nominale de cette bobine, par exemple 2, 4, 8 ou 15 Ω. Dans le montage *b* on a laissé en place la bobine mobile du haut-parleur.

En somme, la tension BF de sortie, comportant le signal sinusoïdal pur plus les signaux de distorsion, sont appliqués aux

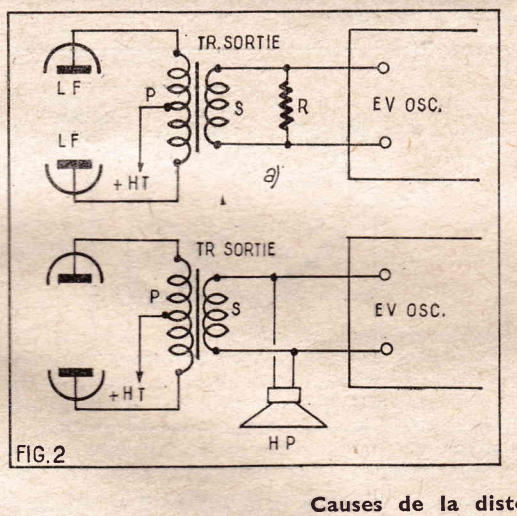


FIG.2

plaques de déviation verticale de l'oscilloscope.

On règle ce dernier de manière que la base de temps oscille soit sur la même fréquence que celle du signal fourni par le générateur soit sur *b*2, *b*3, ou *f f*4. Dans ce cas, on verra une, deux, trois ou quatre branches de sinusoïde sur l'écran.

La synchronisation sera effectuée par le signal lui-même et, pour cela, on disposera le commutatuer « synchro » sur la position « synchro intérieure ». Si aucune distorsion n'existe en verra sur l'écran un sinusoïde

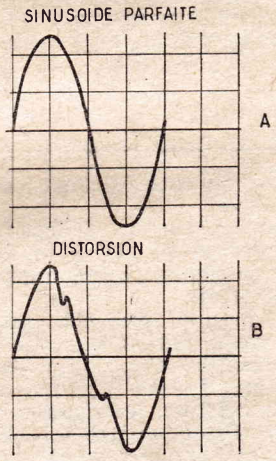


FIG.3

de forme parfaite (*fig.* 3A). S'il y a distorsion la « sinusoïde aura une forme différente comme, par exemple, celle de la figure 3.

Une simple observation visuelle ne permet de déceler que de fortes distorsions dépassant 5 %, ce qui est beaucoup car un très bon amplificateur ne doit pas créer plus de 1 % (et parfois 0,1 %) de distorsion.

Causes de la distorsion harmonique.

Si l'on applique à l'entrée d'un amplificateur un signal sinusoïdal, il n'y a pas de distorsion si les variations de la tension de sortie sont proportionnelles à celles de la tension d'entrée.

Si la proportionnalité n'est pas obtenue, la forme du signal de sortie s'écarte de la sinusoïde et la théorie comme les mesures démontrent qu'en plus du signal à la fréquence *f* dite fondamentale, l'amplificateur a créé des signaux aux fréquences 2*f*, 3*f*, 4*f*... *nf*, que l'on nomme harmonique 2, 3, 4... n.

C'est alors qu'intervient le distortiomètre. Dans un appareil de mesures de ce genre, on applique à l'entrée le signal distordu composé de la fondamentale à la fréquence *f* et des harmoniques 2*f*, 3*f*... etc.

Grâce à un circuit convenable, on élimine le signal *f* de sorte qu'il ne reste que les harmoniques dont on mesure l'amplitude ce qui fournit une valeur numérique de leur importance.

Appareil de Glenn E. Johnson.

Entièrement à transistors, ce distorsiomètre est alimenté sur une batterie de 6 V seulement.

Il utilise trois transistors NPN du type 2N170, ainsi qu'on le voit sur le schéma général du montage de la figure 4, la figure 5 indiquant l'aspect et le brochage des transistors 2N70 : E = émetteur, B = base, C = collecteur. Comme ce sont des transistors NPN, le + est du côté collecteur

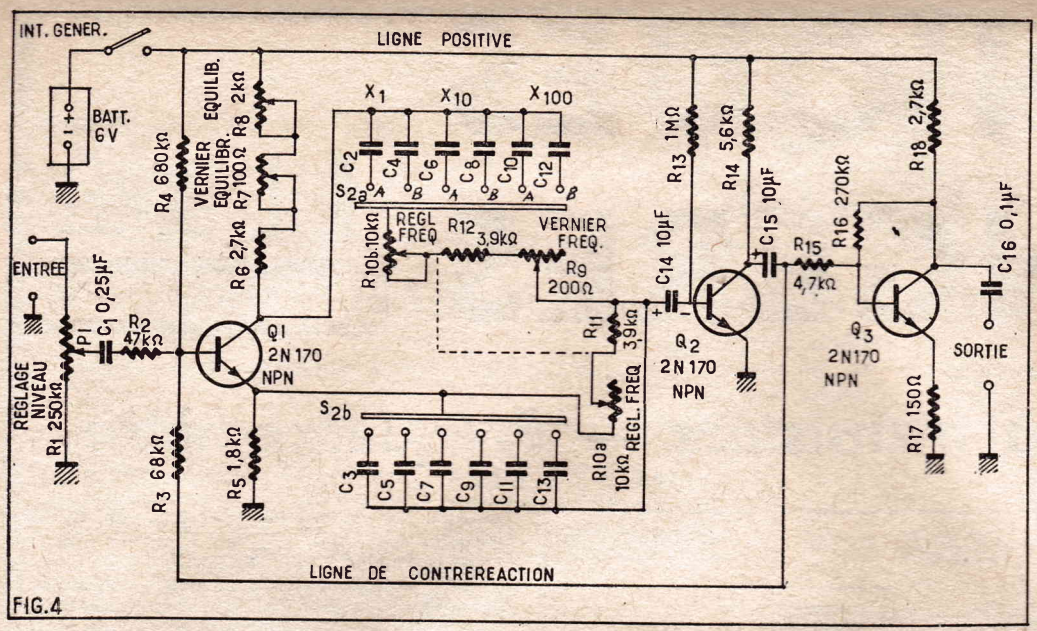


FIG.4

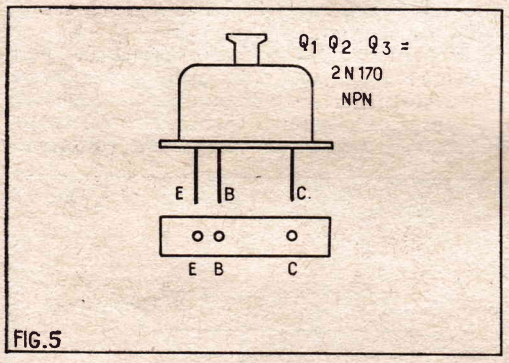


FIG.5

teur et le — du côté émetteur, contrairement aux PNP.

Au distorsiomètre de Johnson, il faut appliquer environ 70 MV à l'entrée pour obtenir 1 V de signaux harmoniques de distorsion à la sortie.

On peut mesurer avec cet appareil des distorsions aussi faibles que 0,1 %.

Grâce à l'emploi d'une alimentation sur batterie et aux faibles impédances de ces circuits à transistors, les signaux parasites créés par le distorsiomètre lui-même sont négligeables et l'appareil donne des indications correctes utilisables en pratique.

Fonctionnement.

La tension à analyser est appliquée au réglage de niveau R_1 disposé à l'entrée. C'est un potentiomètre de 250 kΩ conjugué avec l'interrupteur général de l'alimentation disposé entre la ligne positive (retour des circuits de collecteurs et de bases) et le pôle + de la batterie.

Le signal dosé par R_1 est transmis par C_1 de forte valeur et R_2 à la base du transistor Q_1, type 2N170 monté en déphaseur, circuit essentiel du distorsiomètre.

On obtient au collecteur et à l'émetteur deux signaux en opposition de phase qui sont appliqués à un point de Wien. Celui-ci supprime le signal fondamental et ne donne à la sortie que les harmoniques.

Il est nécessaire que le distorsiomètre n'atténue pas le second harmonique en même temps que le signal fondamental et pour cela, on a prévu un circuit de contre-réaction énergique.

La sortie du pont de Wien donne donc l'ensemble des harmoniques qui est appliqué au premier amplificateur basse fréquence à transistor Q_2 monté avec entrée à la base et émetteur à la masse.

Remarquer que tous les points de masse sont reliés au négatif de la batterie.

De la sortie collecteur de Q_2 part la liaison C_{15} R_{15} vers le transistor final et la ligne de contre-réaction vers la base de Q_1 comportant la résistance R_3 de 68 kΩ.

On trouve ensuite Q_3, deuxième amplificateur BF, avec contre-réaction entre base et collecteur due à R_{18} commune aux circuits base et collecteur et une autre contre-réaction par la résistance R_{17}, non shuntée par condensateur, de l'émetteur.

La sortie est au collecteur de Q_3 par l'intermédiaire de C_{16}.

On branche le signal de sortie à un voltmètre électronique ou à un oscilloscope monté en voltmère.

Notions sur le pont de Wien.

Il s'agit de régler les éléments variables R et C du pont de Wien, de manière que le signal fourni par ce pont soit aussi réduit que possible, c'est ce que l'on nomme le réglage de zéro.

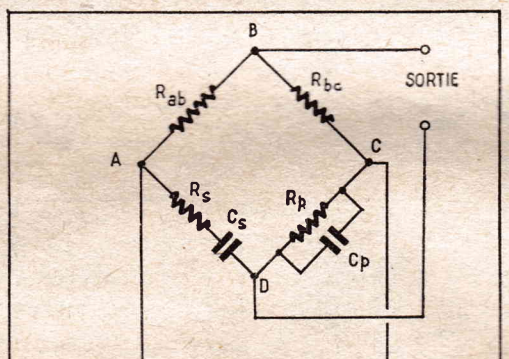


FIG.6

Nous indiquons à la figure 6 le schéma des éléments essentiels du pont de Wien qui se compose de quatre branches :

Branche AB, résistance R_{ab}.

Branche BC, résistance R_{bc}.

Branche CD, circuit RC parallèle composé de R_p et C_p.

Branche DA, circuit RC, série composée de R_s et C_s.

Si un signal *uniquement* à la fréquence f est appliqué à l'entrée, on obtient un signal nul à la sortie si les relations d'équilibre de ce pont sont remplies. Celles-ci sont, rappellons-les :

$$4\,r^2\,R_p\,R_s\,C_p\,C_s\,f = 1.$$

$$\frac{R_{ab}}{R_{bc}} = \frac{R_s + C_p}{R_p + C_s}$$

Dans de nombreux ponts, on simplifie le réglage de zéro en faisant :

$R_s = R_p = R.$

et $C_s = C_p = C.$

d'où l'on tire :

$$\frac{R_{ab}}{R_{bc}} = \frac{R_s + C_p}{R_p \quad C_s} = 2$$

et $2\,r\,R\,C f = 1.$

Le pont du distorsiomètre.

Si l'équilibre est réalisé pour la fréquence f il n'y a aucune tension fondamentale à la sortie, mais uniquement les harmoniques, car, pour ceux-ci, l'équilibre n'est pas réalisé.

Sur le montage pratique de la figure 4, les quatre branches du pont sont :

Branche EB : résistance R_6 R_7 et R_8 montées en série.

Branche BC : résistance R_5. Il faut considérer qu'au point de vue des signaux alternatifs, les points + batterie et masse (— batterie) sont confondus et correspondent au point B du pont.

Branche CD : circuit parallèle RC composé de l'une des capacité C_3, C_5... C_{13}, en parallèle avec les résistances R_{10a} — R_{11}, aboutissant ainsi à C_{14} qui correspond au point D.

Branche DA : circuit série composé de la résistance R_9 et R_{10b} en série avec une des capacités C_2, C_4, C_6... C_{12} mises en circuit par le commutateur S_{2a}, solidaire de S_{2b}.

Les quatre points du pont de Wien sont donc :

Point A : au collecteur de Q_1.

Point B : au + et — batterie.

Point C : à l'émetteur de Q_1.

Point D : à la jonction de R_{11}, R_9 et R_{10a}.

Dans le montage de Glenn E. Johnson, les valeurs des capacités C_2 à C_{13} sont :

$C_2 = C_3 = 0{,}5\ \mu F.$

$C_4 = C_5 = 0{,}15\ \mu F.$

$C_6 = C_7 = 50\,000$ p.

$C_8 = C_9 = 15\,000$ pF.

$C_{10} = C_{11} = 5\,000$ pF.

$C_{12} = C_{13} = 1\,500$ pF.

Toutes d'excellente qualité et à faible tolérance, par exemple 5 % au plus.

On voit que, conformément à ce qui a été indiqué plus haut à propos du schéma général du pont de Wien (*voir fig.* 6), l'égalité $C_s = C_p$ est réalisée dans toutes les positions du commutateur S_{2a} — S_{2b}.

D'autre part, on doit réaliser à l'aide de R_8 et de son vernier R_7 la relation :

$$\frac{R_6 + R_7 + R_8}{R_5} = 2$$

ce qui est possible, car $R_5 = 1{,}8$ kΩ et l'ensemble réglable $R_6 + R_7 + R_8$ peut atteindre 3,6 kΩ.

Enfin, il faut encore, pour obtenir l'équilibre, que l'on ait $R_s = R_p$, c'est-à-dire, dans le distortiomètre :

$R_{10b} + R_{12} + R_9 = R_{11} + R_{10a}$

ce qui, en égard les valeurs de ces résistances, est possible grâce aux réglages des potentiomètres R_{10a} et R_{10b} conjugués, et du vernier R_9.

Méthode de mesure.

On connaît la fréquence du signal appliqué à l'entrée, donc on peut placer le commutateur de gammes S_{2a} — S_{2b} sur la position convenable donnée par le tableau ci-après, déterminé d'après la relation $2\,r\,f\,RC = 1$.

TABLEAU I

Fréquence (Hz)	Capacités	Position de S_2
23 à 80	0,5 µF	X 1 (A)
75 à 270	0,15 µF	X 1 (B)
230 à 800	50 000 pF	X 10 (A)
750 à 2 700	15 000 pF	X 10 (B)
2 300 à 8 000	5 000 pF	X 100 (A)
7 500 à 27 000	1 500 pF	X 100 (B)

Les valeurs des fréquences sont approximatives quant aux limites.

Voici, d'autre part, au tableau II, quelques valeurs de fréquences comprises entre 23 Hz et 270 Hz en fonction de la résistance $R_s = R_p$ dont la composition a été indiquée plus haut.

TABLEAU II

Fréq.	$R_s = R_p$	Fréq.	$R_s = R_p$
23	13,9 kΩ	75	13,9 kΩ
25	12,7	85	12,5
30	10,6	100	10.6
40	7,95	125	8,48
50	6,35	180	7,08
60	5,3	200	5,3
70	4,55	225	4,7
80	3,9	270	3,9

En tournant le commutateur sur les positions X 10 et X100, on obtient les fréquences dix et cent fois plus grandes, respectivement, avec les mêmes valeurs des résistances, en position A et B.

Le tableau II donne des valeurs approximatives de R_s et R_p.

Il est bon d'utiliser pour R_{10a} et R_{10b} deux potentiomètres bobinés de 10 kΩ linéaires dont le cadran sera gradué en valeurs de R_s et R_p.

Aussi, lorsque R_{10a}, R_{10b} sont à zéro, les résistances en service seront $R_{11} = R_{12} =$ 3,9 kΩ. On graduera le cadran à partir de 3,9 kΩ (position $R_{10a} = R_{10b} = 0$) jusqu'à 13,9 kΩ (position $R_{10a} = R_{10b} =$ 10 kΩ).

Connaissant la fréquence du signal on pourra placer les curseurs de R_{10a} et R_{10b} sur la position indiquée par le tableau II qui est proche de la position exacte.

Ceci fait, on observera l'indicateur de sortie (voltmètre ou oscilloscope). On réglera simultanément R_7 (équilibrage) et R_{10a} — R_{10b} jusqu'à réduction du signal au minimum.

Ensuite, en agissant sur les verniers, on s'efforcera de diminuer encore l'amplitude du signal.

Ayant obtenu le minimum de signal de sortie, on déterminera son amplitude, de laquelle sera déduite la distorsion.

Pour cela, il est nécessaire que l'appareil soit étalonné afin que la lecture de la distorsion soit immédiate.

On procédera à l'aide de tensions et fréquences connues.

Soit, par exemple, à mesurer la distorsion d'un signal sinusoïdal à 400 Hz. Si l'on applique à l'entreé du distorsiomètre 1 V à 400 Hz, on ne recueillera à la sortie, après les opérations de réglage de zéro indiquées plus haut, qu'une faible tension représentant uniquement les signaux harmoniques aux fréquences 800, 1 200, 1 600... Hz.

Par contre, si l'on ne touche pas au réglage le zéro effectué pour 400 Hz, et on applique à l'entrée un signal à 800 Hz, le pont laissera passer ce signal et on obtiendra à la sortie une déviation importante de l'indicateur.

Il suffit pour étalonner cet indicateur d'appliquer des signaux harmonique 2 d'amplitude comme par exemple 1, 0,5, 0,25, 0,1 V et plus faibles. Le pourcentage de distorsion se déterminera par le rapport

$$D = \frac{\text{tension de sortie d'harmonique \%}}{\text{tension totale d'entrée}}$$

Supposons que l'indicateur, étalonné comme il a été précité plus haut, marque une tension correspondant à 1 mV et que la tension appliquée à l'entrée est de 40 mV. La distorsion est :

$$D = \frac{1}{40} = \frac{2,5}{100}$$

ou D = 2,5 %.

Remarque importante : l'étalonnage de l'indicateur effectué suivant la méthode décrite n'est valable que pour la position dans laquelle se trouvait le curseur du potentiomètre R_1 car la tension d'entrée est mesurée généralement aux bornes de R_1 et non entre le point P_1 et la masse.

Il convient par conséquent de mesurer la tension d'entrée entre P_1 et masse dans tous les travaux effectués avec ce distorsiomètre ou de connaître l'atténuation effectuée par R_1.

Construction de l'appareil.

La figure 7 indique l'aspect du panneau avant du distorsiomètre avec les divers boutons de commande des éléments variables : R_1 = réglage du niveau d'entrée combiné avec l'interrupteur général, R_{10} les deux potentiomètres conjugués de 10 kΩ bobinés, du pont de Wien, S_2 les deux commutateurs conjugués à 6 positions, R_7 vernier d'équilibrage, R_8 équilibrage, R_9 vernier de R_{10}.

A gauche se trouve le câble d'entrée du signal à analyser et à droite le câble de branchement du signal de sortie à l'indicateur de tension.

Nous conseillons à nos lecteurs de graduer R_1 en valeurs indiquant la réduction de tension qu'effectue ce potentiomètre.

Ainsi, avec le curseur à la masse, on marquera la graduation zéro. Avec curseur au maximum, on obtiendra la graduation 1 et pour les positions intermédiaires des factions décimales de 1.

Si la tension appliquée est E volts, la tension entre curseur et masse sera évidemment NE, N étant l'indication du cadran.

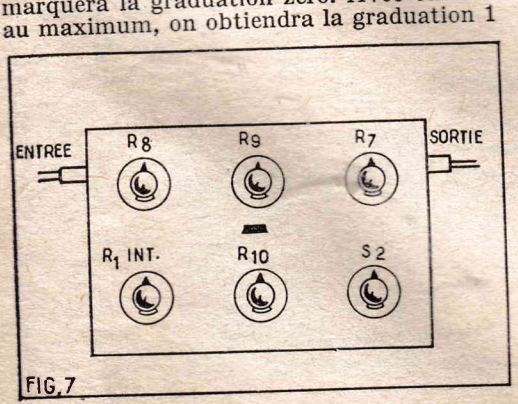


FIG.7

Fréquencemètre à diode.

Une autre application du pont de Wien est le fréquencemètre BF qui est préconisé par Sylvania et dont le schéma est donné par la figure 8. On comprend aisément que l'équilibre du pont dépend de la fréquence, il est possible d'identifier cette dernière par la valeur des résistances variables du pont qui réalisent cet équilibre.

Revenons au schéma du pont de Wien de la figure 6 que nous avons établi pour expliquer le fonctionnement du distorsiomètre.

On a vu que si $R_{ab} = 2\,R_{bc}$ et si $C_p = C_s$, l'équilibre est obtenu pour $R_s = R_p$.

Si l'on pose $C_p = C_s = C$ et $R_p = R_s = R$, on a la relation $2\,r\,R\,C\,f = 1$, de laquelle on tire :

$$f = \frac{1}{2\,r\,R\,C}$$

et on voit que si C est fixe, f est inversement proportionnelle à R.

Dans le montage, Sylvania de la figure 8 on a adopté la valeur particulière de la capacité ci-après :

$C_p = C_s = C = 10\,000 + 3\,000 + 800$ pF ce qui donne C = 13 800 pF = 138 10^{-10} F.

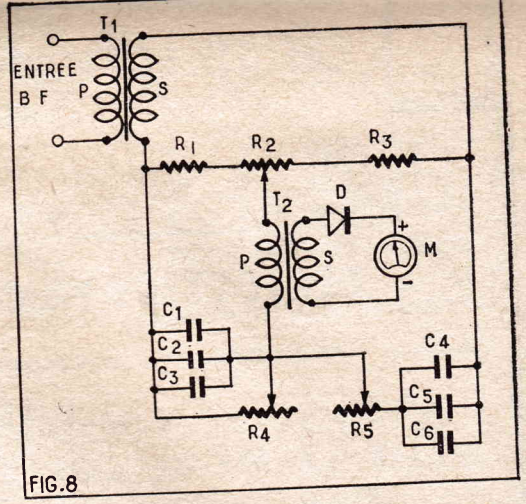


FIG.8

La formule qui donne f s'écrit alors :

$$f = \frac{10^{-}}{6,28 \times R \times 138} \text{ hertz}$$

et comme 6,28 × 138 = 867, il vient finalement :

$$f = \frac{11\,500\,000 \text{ hertz}}{R}$$

avec R en ohms

ou $R = \frac{11\,500\,000 \text{ ohms}}{f}$

avec f en hertz.

Il est donc facile de connaître la valeu de f si le potentiomètre double R_4-R_5 es étalonné en résistances. Le tableau II ci-après donne la valeur de f en fonction d R.

TABLEAU III

f (hertz)	R (ohms)	f (hertz)	R (ohms)
25	461 000	700	16 500
30	386 000	800	14 400
40	289 000	900	12 800
50	231 000	1 000	11 500
60	192 000	1 500	7 700
75	154 000	2 000	5 780
100	115 000	2 500	4 620
150	77 000	3 000	3 850
200	57 800	3 500	3 300
250	46 200	4 000	2 890
300	38 500	4 500	2 570
350	33 000	5 000	2 130
400	28 800	5 500	2 090
450	25 700	6 000	1 920
500	21 300	7 000	1 650
550	20 900	8 000	1 440
600	19 200	9 000	1 290
650	17 700	10 000	1 150

Plus simplement, si l'on dispose d générateur BF étalonné en fréquen on étalonnera le cadran de R_4-R_5 dire ment en fréquences.

Les valeurs des éléments du mont de la figure 8 sont :

R_1 = 1 kΩ 0,5 W, R_2 = potentiom bobiné 1 000 Ω, R_3 = 2 kΩ 0,5 W, R R_5 = potentiomètres linéaires de 500 Ces deux potentiomètres doivent être b chés de telle façon que la résistance en vice soit la même dans les deux ; C C_4 = 10 000 pF, $C_2 = C_5$ = 3 000 pF, C C_6 = 800 pF.

Les deux transformateurs sont des m les BF de qualité moyenne destinés à r deux étages, rapport 1/1 à 1/5, D = d Sylvania type 1N34A. M = microamp mètre 0 — 200 μA indicateur de zéro

Références : 1° Distorsiomètre : *Me harmonic distorsion* par Glenn E. Joh (*Radio Electronics*, vol. 30, n° 6).

2° Fréquencemètre : *Audio frequency* (*40 uses for germanium diodes, bro Sylvania Electric*).

TÉLÉVISEUR MODERNE

permettant la réception en 819 lignes

DE TOUS LES CANAUX FRANÇAIS ET EUROPÉENS

et en 625 lignes, de la 2e chaîne

Dans un avenir très proche, la 2e chaîne, qui a fait prononcer beaucoup de paroles et couler beaucoup d'encre va enfin être mise en service. Il est alors naturel que les amateurs qui projettent de monter un téléviseur désirent que celui-ci puissent recevoir cette nouvelle chaîne. C'est pour répondre à ce vœu que nous publions la description qui va suivre.

Ce téléviseur est équipé d'un tube cathodique à écran panoramique rectangulaire de 59 cm et à très grand angle (110°). Il est doté d'un rotacteur à 12 positions qui peut être muni de barrettes correspondant aux canaux susceptibles d'être reçus dans la région où l'appareil est utilisé. Signalons immédiatement que chaque barrette comporte 6 bobines commutées, ce qui assure

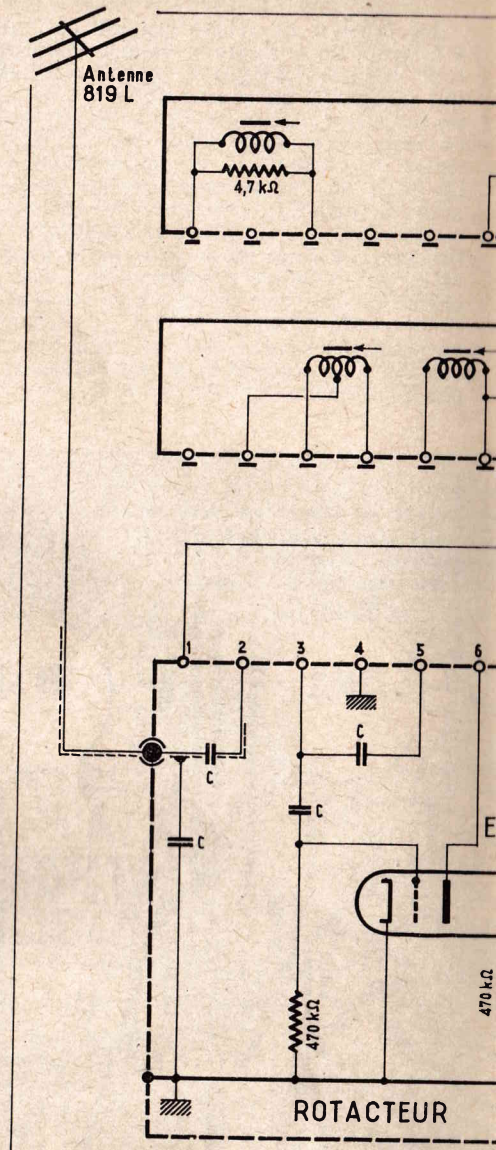
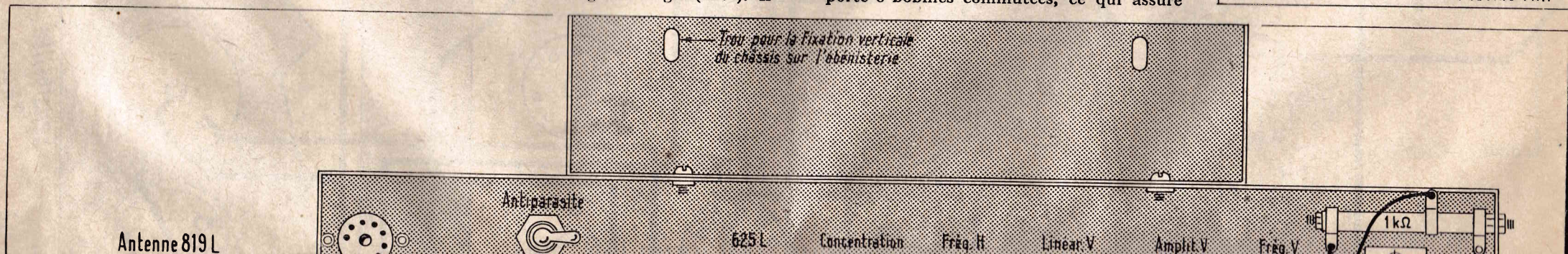
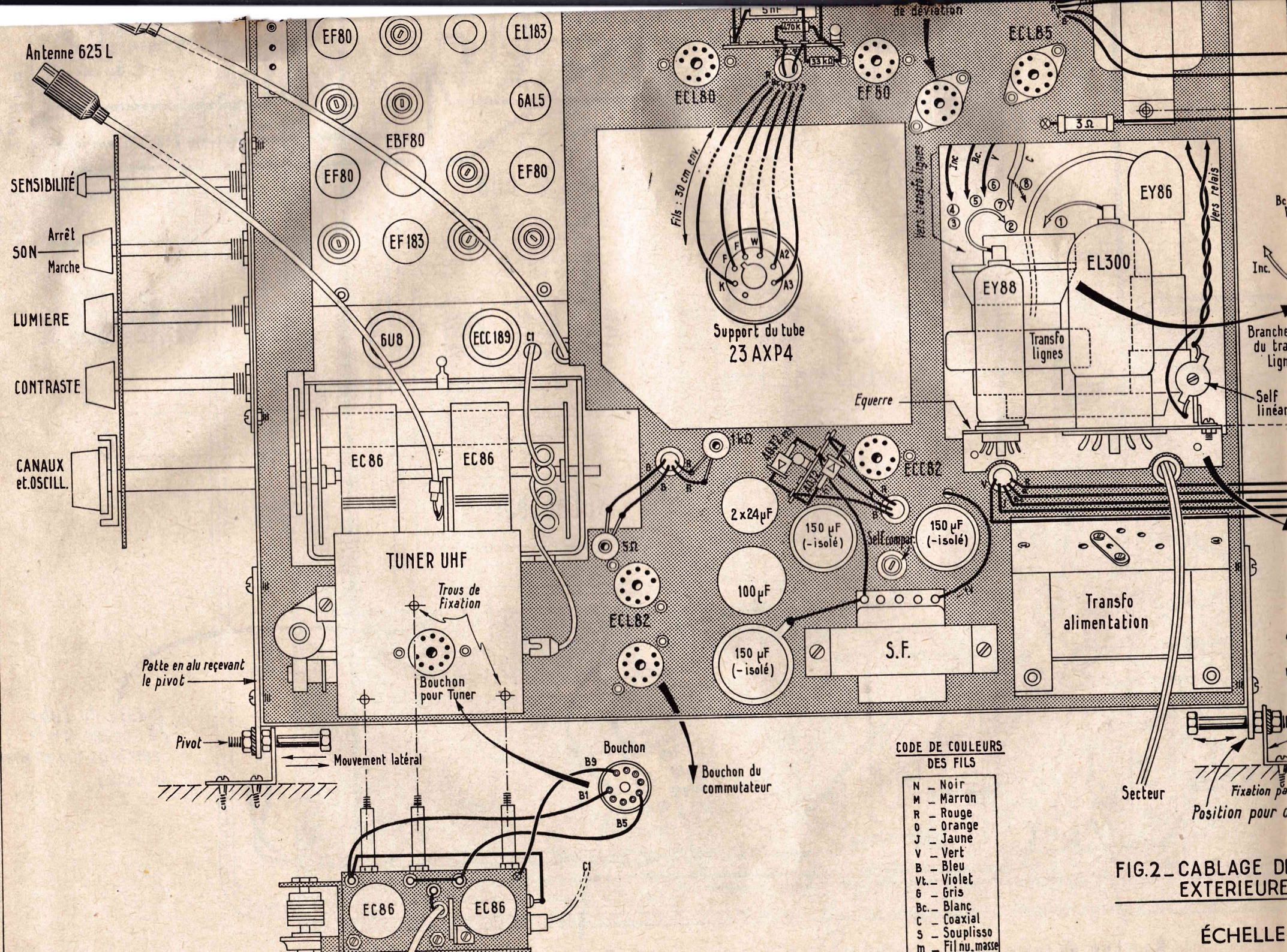


FIG.1_Rotacteur_Tuner_Platine M.F.



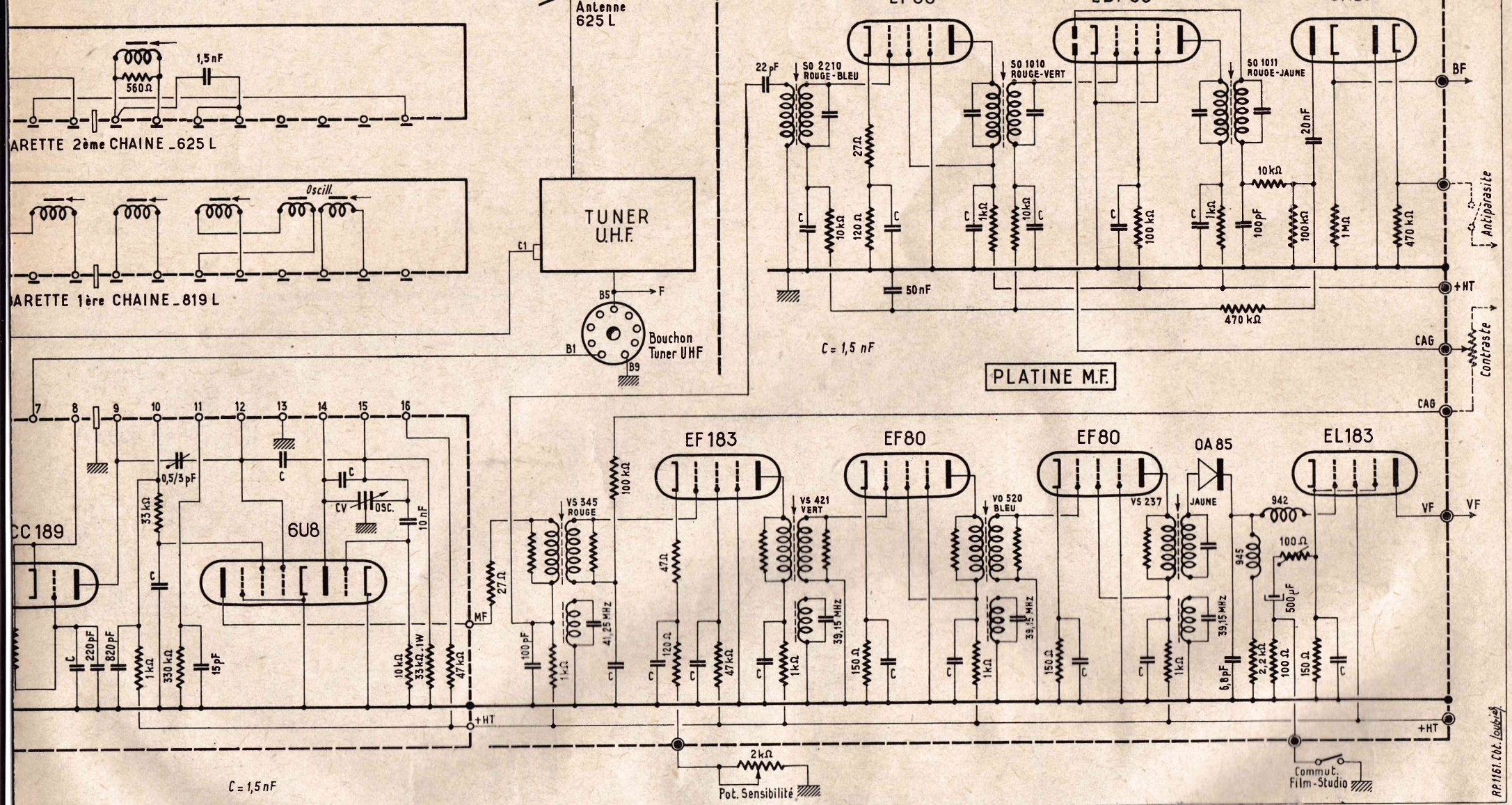


CODE DE COULEURS DES FILS

N	Noir
M	Marron
R	Rouge
O	Orange
J	Jaune
V	Vert
B	Bleu
Vt.	Violet
G	Gris
Bc.	Blanc
C	Coaxial
S	Souplisso
m	Fil nu, masse

FIG.2_CABLAGE DE EXTERIEURE

ÉCHELLE



un gain très élevé (32 dB) avec un rapport signal /bruit remarquable.

En 819 lignes, tous les canaux français et européens de la bande III peuvent être reçus. En bande IV (2e chaîne), il suffit d'utiliser la barrette spéciale 625 lignes à bande passante réduite (6,5 MHz) et de placer à l'endroit prévu sur le châssis le convertisseur UHF nécessaire. Ce convertisseur, pour éviter toute difficulté, doit être acquis précâblé. Il couvre la bande de 450 à 800 MHz à l'aide d'un réglage continu de l'accord.

Ce téléviseur comporte encore de nombreux perfectionnements tels que circuit CAG, anti-parasites son et image, dispositif de stabilisation de la hauteur de l'image, etc.

Afin de simplifier le travail du réalisateur, on a utilisé une platine HF entièrement précâblée et étalonnée depuis l'antenne jusqu'à la vidéo et la sortie détection son. Cette platine permet des réceptions parfaites à très longue distance.

Détail pratique intéressant, ce téléviseur est monté sur un châssis vertical pivotant qui permet d'accéder avec une grande facilité à toutes les parties sans même avoir à démonter les boutons de commande se trouvant sur un des côtés de l'ébénisterie. Il suffit, avant de faire basculer le châssis, d'effectuer un déplacement latéral de l'ensemble qui a pour effet de dégager tous ces boutons.

Transfo. images

alors des étages amplificateurs. FI, qui précèdent ceux qui existent normalement pour la réception en 819 lignes. A noter que ces derniers restent en fonction en réception 625 lignes, puisqu'ils suivent la pentode 6U8.

La chaîne image.

Toute la partie que nous venons d'examiner est commune à la réception de l'image et du son. Après le circuit plaque de la pentode 6U8, la platine HF se divise en deux chaînes : la chaîne image et la chaîne son. Nous allons commencer par examiner la première. Elle comporte 3 étages d'amplification F1, le premier équipé par une EF183 et les deux autres par des EF80.

TÉLÉVISEUR MODERNE (Suite.)

La grille écran de la EL183 est reliée à la ligne HT. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 2 000 Ω en série avec deux selfs de correction. La cathode du tube image est reliée au point de jonction des deux selfs par un pont formé de deux résistances de 100 000 Ω, dont l'une est shuntée par un condensateur de 0,1 μF. Cette cathode est également reliée à la cathode d'une diode contenue dans une 6AL5 par un condensateur de 0,1 μF, un interrupteur et une résistance de fuite de 470 000 Ω. La plaque de cette diode est à la masse. Ce circuit constitue l'antiparasite image. Un parasite violent se traduisant par une forte impulsion, débloque la diode qui écrête ainsi l'impulsion et fait disparaître sur l'écran la trace blanche que provoquerait la perturbation. L'interrupteur sert à supprimer ce dispositif antiparasite.

La Chaîne son.

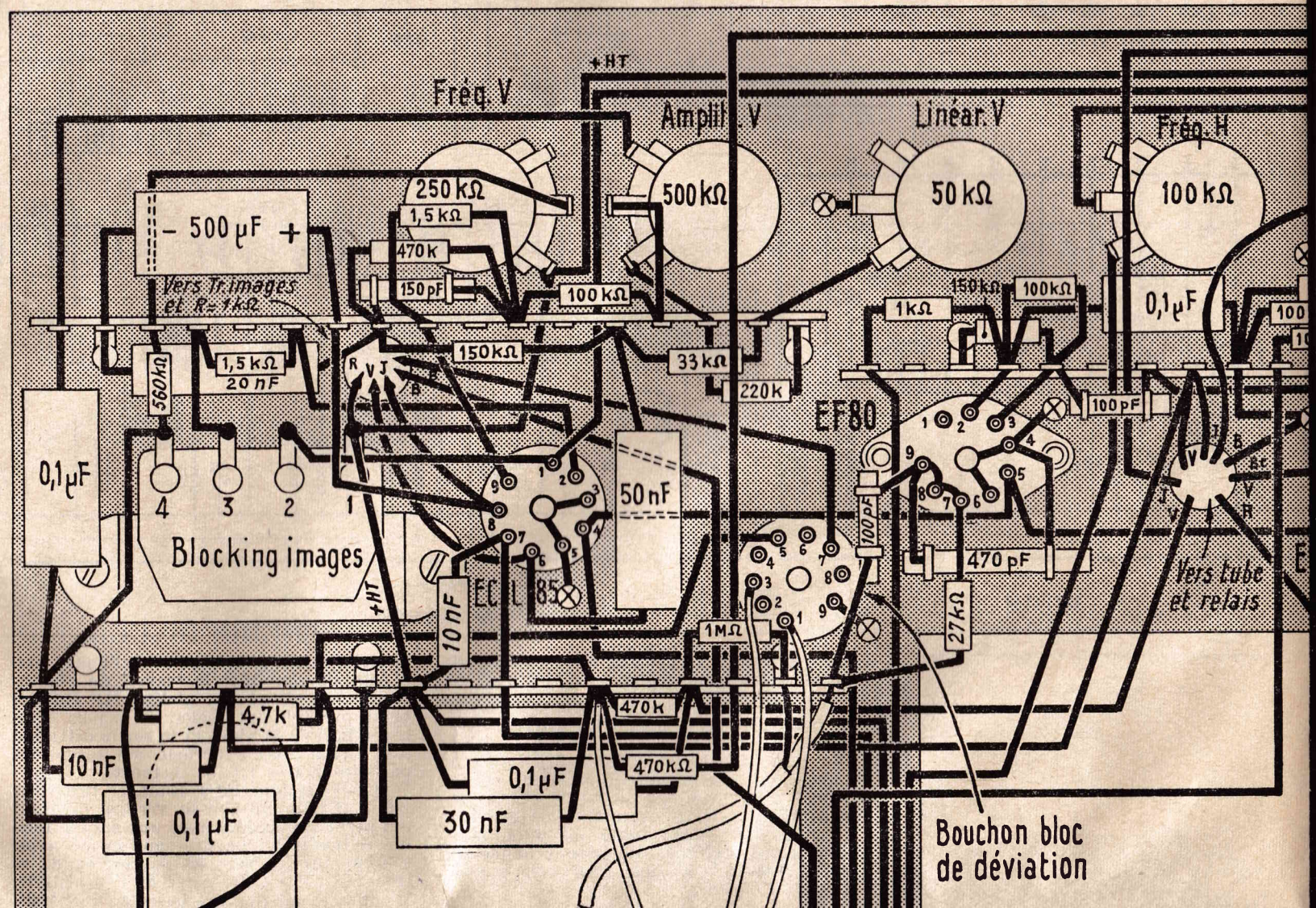
Le signal son est prélevé au sommet de la résistance de découplage du circuit plaque de la pentode 6U8. Il est transmis au primaire du premier transfo de la chaîne son par un condensateur de 22 pF. Ce transfo comme tous ceux de la chaîne est accordé sur 39,15 MHz. Son secondaire attaque la grille de commande d'une EF80 qui équipe le premier étage MF. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 120 Ω découplée par 1,5 nF. Dans ce circuit cathode se trouve également une résistance de 27 Ω non découplée qui introduit un certain effet de contre-réaction. Cet étage est soumis au régulateur antifading. La tension de VCA est transmise par une cellule formée d'une 10 000 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF. La lampe qui équipe le second étage MF est la partie pentode d'une EBF80. La liaison entre les deux étages se fait par un transfo MF. La cathode de cette pentode est à la masse et son écran est alimenté par une résistance de 100 000 Ω découplée par 1,5 nF. Cet étage est lui aussi soumis au régulateur antifading. La tension de régulation lui est transmise par une cellule identique à celle indiquée pour le 1er étage. Le circuit plaque de chaque lampe MF contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 1 000 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF. Le circuit plaque de la pentode EBF80 attaque une des diodes à l'aide d'un troisième transfo MF. Cette diode procure la détection du signal son. La charge du circuit détecteur est formée d'une résistance de blocage HF de 10 000 Ω et d'une résistance de 100 000 Ω, le tout shunté par un condensateur de 100 pF. Le signal BF

Enfin, entre plaque et masse se trouve une autre résistance de 100 000 Ω.

Le balayage image.

Les tops de synchronisation pris dans le circuit plaque de la séparatrice sont appliqués à la grille de la triode ECL80 par un circuit différentiateur composé d'un condensateur de 100 pF et d'une résistance de 100 000 Ω. Cette triode est fortement polarisée (— 10 V) de façon que seule les pointes positives correspondant au tops images débloquent la lampe, ce qui a pour effet de faire apparaître dans la résistance de 33 000 Ω qui charge le circuit plaque des impulsions négatives de forte amplitude. Ces impulsions sont transmises par un condensateur de 50 nF à la plaque de la triode qui équipe le relaxateur, où elles assurent la synchronisation des dents de scie engendrées.

Le relaxateur image est du type blocking. La triode est contenue dans une ECL85 et est associée à un bobinage oscillateur à circuit magnétique en fer (transfo blocking). L'enroulement plaque est shunté par une résistance de 47 000 Ω et en série avec l'enroulement grille se trouve une résistance de 1 500 Ω. Ces deux résistances servent à éviter les oscillations parasites. La fréquence de la tension en dents de scie qui apparaît aux bornes du condensateur de 0,1 μF placé entre l'extrémité 4 de l'enroulement grille et la masse est réglée par un potentiomètre de 250 000 Ω en série avec une résistance de 560 000 Ω.



de constante de temps dont les éléments sont une résistance de 470 000 Ω et un condensateur de 50 nF.

Le signal BF est transmis par un condensateur de 20 nF à la plaque de la seconde diode 6AL5 qui entre dans la composition du dispositif antiparasite son. Entre la cathode de cette diode et la masse se trouve une résistance de 1 MΩ. Cette cathode est également reliée au potentiomètre de volume (0,5 MΩ) par un condensateur de 20 nF. Un parasite violent a pour effet de bloquer la diode qui ne transmet plus pendant toute la durée de l'impulsion parasitaire. Cette interruption est de trop faible durée pour être perceptible, mais elle a l'avantage de supprimer le bruit du parasite.

Avec l'amplificateur BF de la chaîne son, nous abordons la partie qui sera à câbler. Cet amplificateur est équipé par une ECL82. La grille de commande de la section triode est attaquée par le curseur du potentiomètre de volume. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 1 200 Ω qui entre dans la composition d'un circuit de CR venant du secondaire du transfo de sortie. Ce circuit comprend un condensateur de 100 μF une résistance de 4 700 Ω, une de 1 500 Ω et un condensateur de 0,1 μF. Un commutateur à poussoir « Musique-Parole » permet d'éliminer le condensateur de 0,1 μF et ainsi de modifier la courbe de transmission de l'ampli BF de manière à la rendre favorable suivant le cas, à la reproduction de la musique ou de la parole.

La plaque triode est chargée avec une résistance de 330 000 Ω. Cette plaque attaque la grille de commande de la section pentode qui équipe l'étage final. La liaison se fait classiquement par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 470 000 Ω. La pentode est polarisée par une résistance de cathode de 560 Ω shuntée par 25 μF. Dans le circuit plaque, nous voyons le HP et son transformateur d'adaptation.

LES BASES DE TEMPS

Séparatrice.

Le signal vidéo pris au sommet de la résistance de charge de 2 000 Ω de l'étage EL183 est transmis à la grille de commande de la section pentode d'une ECL80 par une résistance de 10 000 Ω en série avec un condensateur de 0,1 μF. La résistance de fuite de cette grille fait 1 MΩ. Cette pentode fonctionne en séparatrice, c'est-à-dire sert à extraire les tops de synchronisation du signal vidéo. Nous avons assez souvent expliqué le fonctionnement de cet étage pour ne pas avoir à insister. Vous remarquerez que la cathode est à la masse. La grille écran est alimentée sous une faible tension (18 V), obtenue par une résistance

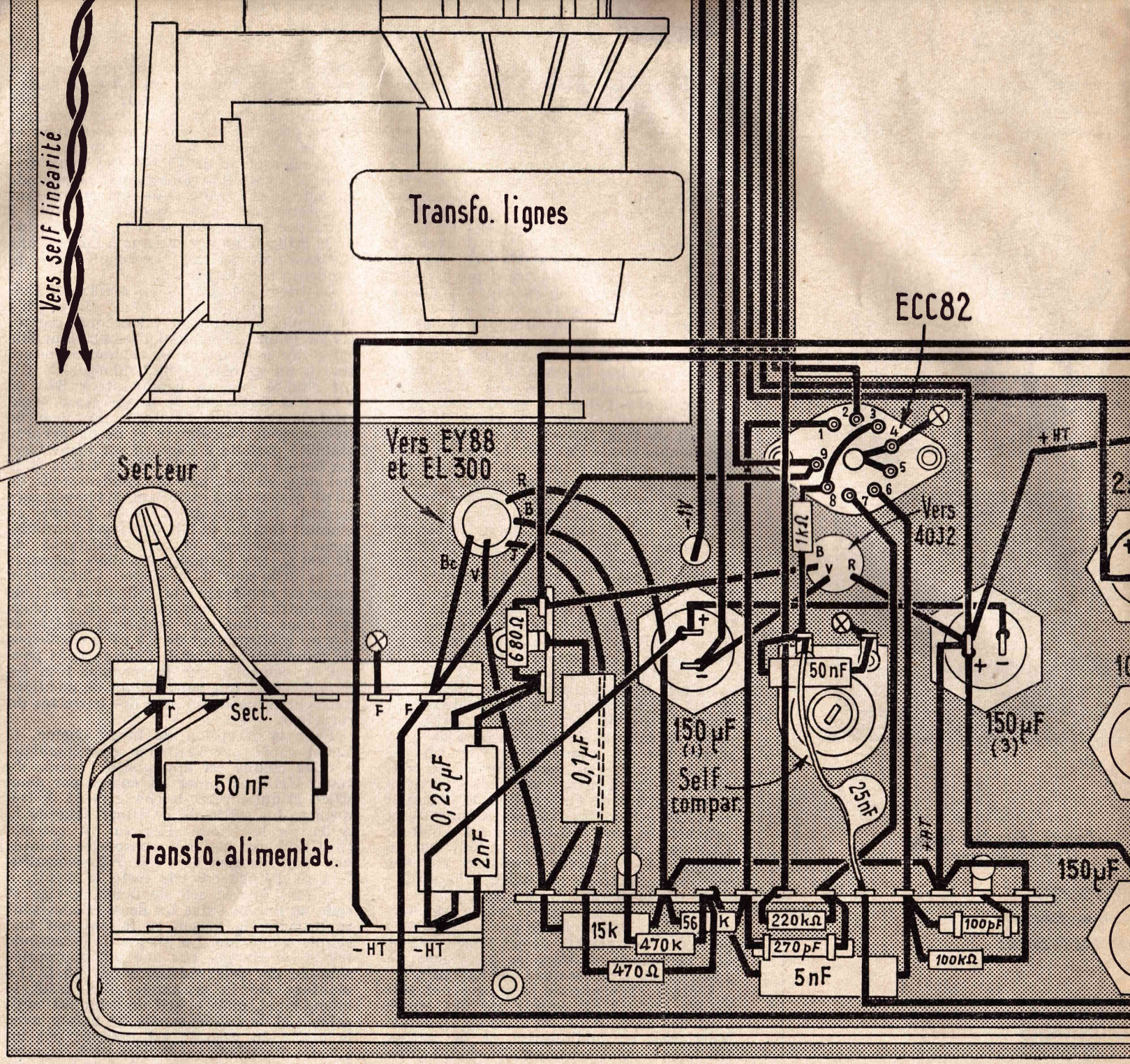


Fig.3. Câblage de la face intérieure du châssis

tode de la ECL85 par un circuit de liaison qui comprend un condensateur de 0,1 μF, un potentiomètre d'amplitude de 500 000 Ω en série côté masse avec une 220 000 Ω. Entre le curseur de ce potentiomètre et la grille de commande de la pentode, nous voyons une résistance de 100 000 Ω et une de 1 500 Ω. Entre le point de jonction de ces deux résistances et la plaque, un circuit de contre-réaction complexe a été prévu. Il contient notamment un potentiomètre de 50 000 Ω utilisé en résistance variable. Ce circuit sert à obtenir la linéarité verticale. Le réglage se faisant évidemment par le potentiomètre de 50 000 Ω.

par un condensateur de 500 μF. Le réglage de la résistance permet aussi d'agir sur la linéarité du balayage vertical. La grille écran de cette pentode est alimentée à travers une résistance de 10 000 Ω découplée par un condensateur de 24 μF. La liaison entre le circuit plaque de cette lampe et les bobines de déviation verticale se fait par un transformateur d'adaptation (transfo image). Le primaire de ce transfo est shunté par un condensateur de 20 nF en série avec une 33 000 Ω. Ces éléments contribuent à améliorer la linéarité du balayage. Dans le circuit secondaire sont insérés une résistance CTN et une résistance de 3 Ω.

une polarisation de — 1 V qui contribue au cadrage.

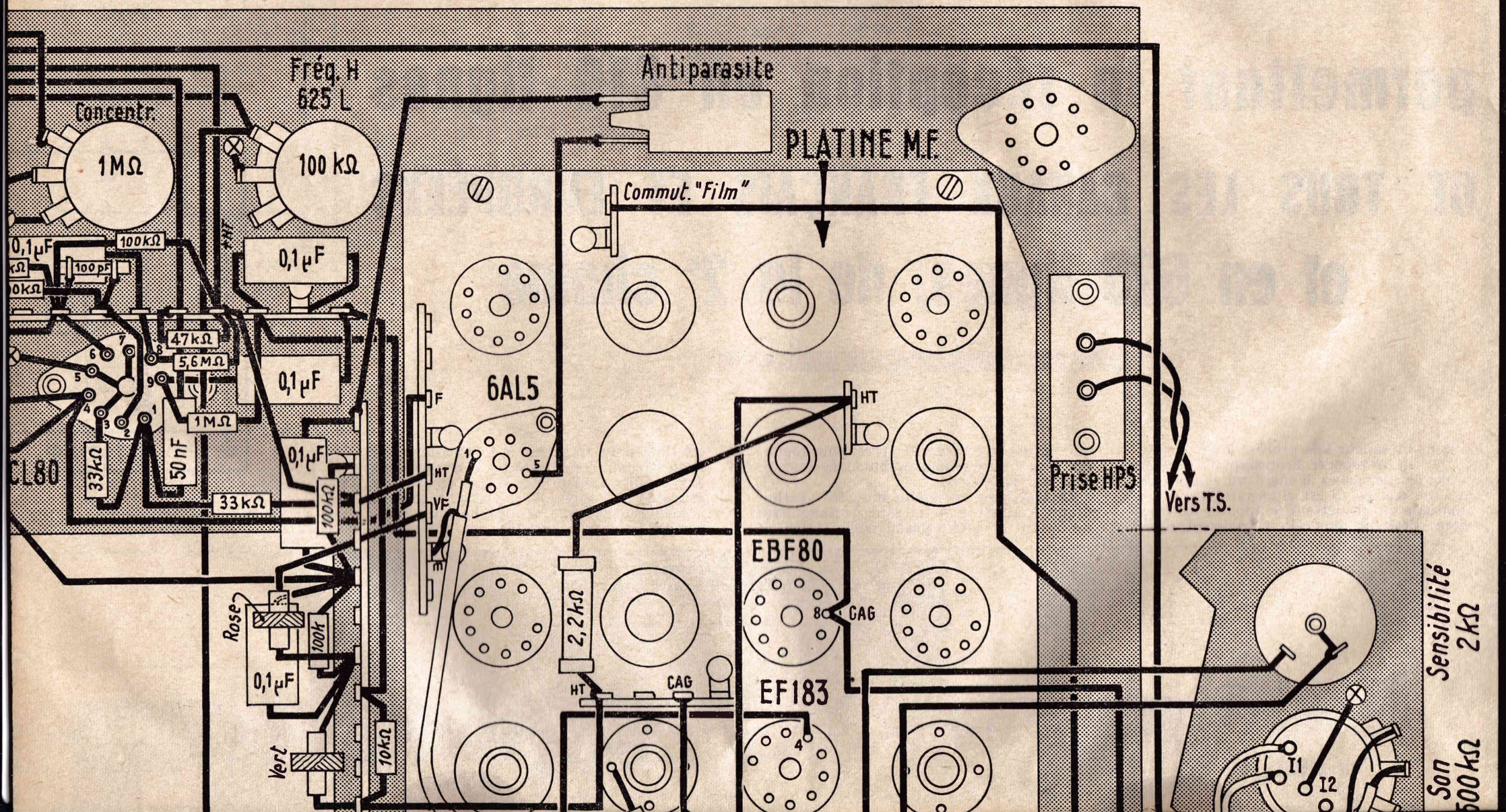
Le balayage ligne.

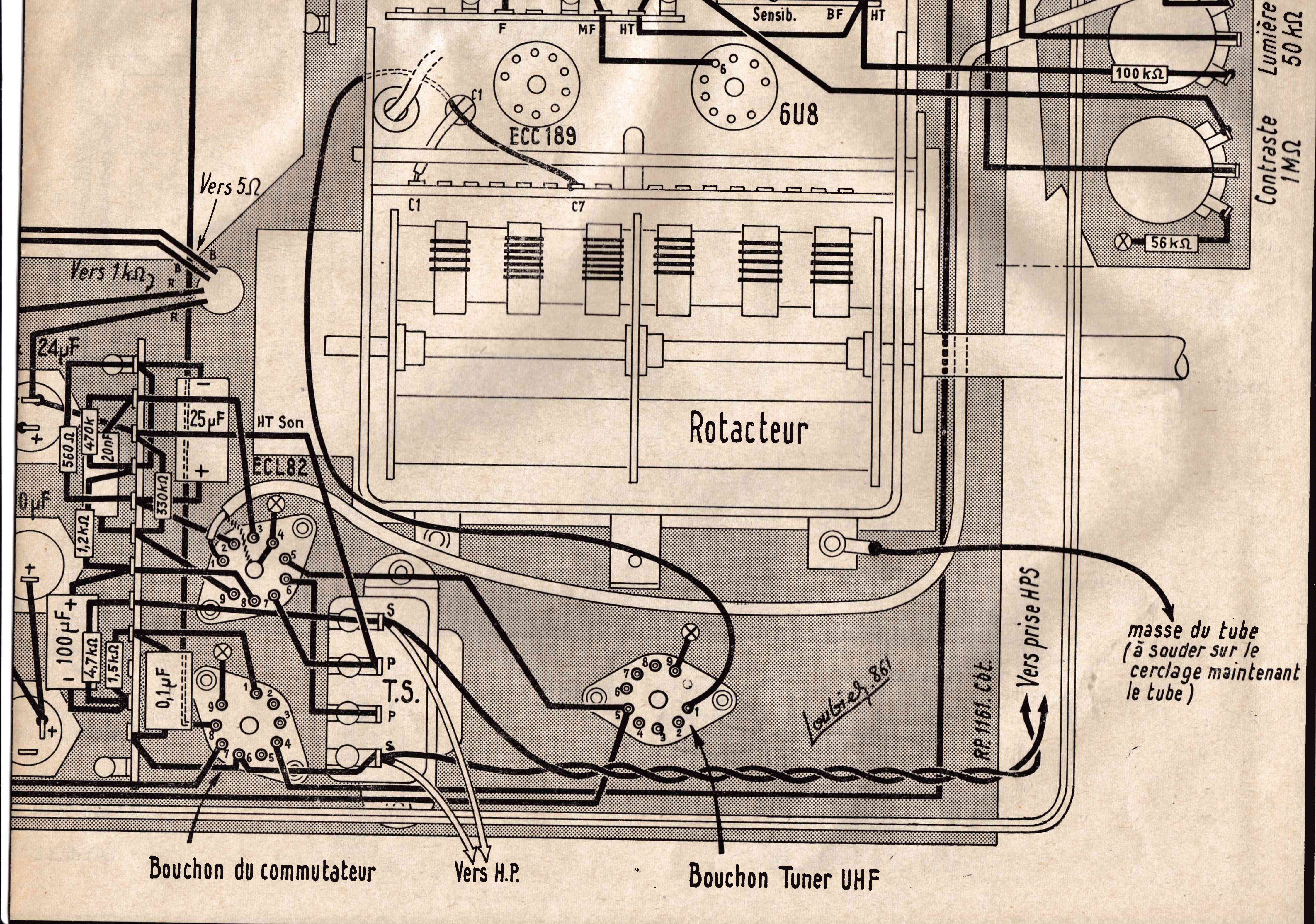
La tension en dents de scie nécessaire à ce balayage est produite par un multivibrateur à couplage cathodique utilisant une double triode ECC82. La plaque de la première triode est chargée par une 56 000 Ω et celle de la seconde par une 100 000 Ω. L'oscillation de relaxation est produite par le couplage créé par le condensateur de 270 pF placé entre plaque première triode et grille seconde triode, et la résistance de

self accordée par un condensateur. Ce circuit est accordé au voisinage de la fréquence ligne et sert à la stabiliser.

La fréquence de balayage ligne est différente selon qu'il s'agit d'une émission 819 lignes ou 625 lignes (elle est plus grande dans le premier cas que dans le second). Il faut donc sur le récepteur destiné aux deux définitions, obtenir ces deux fréquences. En 819 lignes, la self est accordée par un condensateur de 50 nF ; en 625 lignes, la condensateur est doublé par un 25 nF. Le réglage de la fréquence du multivibrateur se

(Suite page 22.)





Vers 5Ω
Vers 1kΩ
24μF
560Ω
470k
20nF
25μF
HT Son
ECL82
330kΩ
1,2kΩ
100μF
4,7kΩ
1,5kΩ
0,1μF
T.S.
F
MF
HT
Sensib.
BF
HT
ECC189
6U8
C1
C7
Rotacteur
100kΩ
56kΩ
Lumière 50kΩ
Contraste 1MΩ
masse du tube (à souder sur le cerclage maintenant le tube)
Vers prise HPS
RP 1161. Cbt.
Bouchon du commutateur
Vers H.P.
Bouchon Tuner UHF

LE THYRATRON A CATHODE FROIDE

Par Roger DAMAN Ingénieur E. S

Les thyratrons à cathode froide sont des composants électroniques parfaitement stables et qui se distinguent par une consommation d'énergie exceptionnellement réduite. Il est, en effet, souvent intéressant de prévoir des dispositifs de veille ou de sécurité contrôlés par l'électronique. L'inconvénient majeur d'un tube à cathode chaude, c'est qu'il faut CHAUFFER cette cathode en permanence, même si le dispositif de sécurité ne doit entrer en action que quelques fractions de seconde par jour... Les thyratrons à cathode froide n'offrent pas cet inconvénient. Ils ont eu, pendant longtemps, une mauvaise réputation : on les accusait d'être inconstants. Entendez par là que leurs caractéristiques se modifiaient sous l'influence de facteurs incontrôlables assez mal définis.

L'industrie électronique moderne a su vaincre ces difficultés. C'est ainsi que le Thyratron Z 803 U de LA RADIOTECHNIQUE est un élément aussi parfaitement sûr qu'un tube électronique. Une partie de la documentation qui nous a servi à établir l'étude ci-dessous est empruntée aux INFORMATIONS TECHNIQUES publiées par la firme citée plus haut.

Qu'est-ce qu'un thyratron ?

Bien que la réponse à cette question ait déjà été publiée ici même, il ne sera sans doute pas inutile de rappeler les principes essentiels du fonctionnement d'un thyratron.

En principe, un thyratron est constitué comme un tube triode : il comporte une *cathode*, une *électrode de commande (ou grille)* et une *anode*. Il en diffère essentiellement par le fait que ces électrodes ne sont pas placées dans le vide, mais dans un gaz ou une vapeur : argon, hélium, hydrogène, vapeur de mercure, etc. La présence de cette atmosphère change radicalement le fonctionnement.

En effet, admettons que la cathode soit chaude et que la tension de grille soit négative par rapport à la cathode. Si nous appliquons à l'anode une tension positive croissant à partir de zéro (tensions de la cathode), d'abord il ne se passera rien — ou — plus exactement, le tube se comportera à peu près comme un tube à vide. Mais, pour une certaine tension d'anode, le courant s'établira *brusquement* dans le tube. Il y aura : *amorçage*, c'est-à-dire éclatement d'un *arc électrique* entre cathode et anode. Il faut prendre des précautions pour que l'intensité de courant soit limitée, car la résistance de l'arc est *négative*.

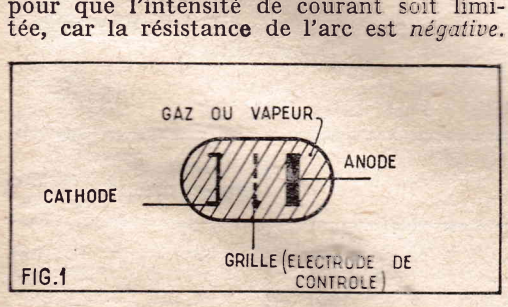


FIG. 1. — *Le schéma de principe d'un thyratron est analogue à celui d'un tube triode. Mais l'ampoule n'est pas vide : elle est emplie d'un gaz ou d'une vapeur.*

En pratique, d'ailleurs, la construction des électrodes est tout à fait différente de celle qu'on utiliser pour un tube triode.

A partir de ce moment, quelques faits essentiels doivent être signalés :

1° La chute de tension dans le tube est indépendante de l'intensité de courant. Bien mieux, elle aurait plutôt tendance à diminuer quand l'intensité augmente. C'est précisément une des conséquences du fait que la résistance de l'arc est négative ;

2° Quand l'arc est amorcé, la grille perd tout pouvoir de contrôle. Elle est absolument impuissante à faire cesser la décharge. Celle-ci demeure amorcée aussi longtemps que la tension existe entre cathode et anode. Pour faire cesser l'arc, il faut couper l'alimentation anodique par un moyen quelconque ou annuler l'intensité de courant qui traverse le tube ;

3° La *tension d'amorçage*, c'est-à-dire la tension anodique pour laquelle l'arc éclate

entre cathode et anode dépend essentiellement de la tension négative appliqu l'électrode de contrôle. Dans les thyra « triodes », fonctionnant avec une élect de commande négative, on peut défini *rapport de commande* constant. Si, exemple, celui-ci est de 100, cela veut que si la tension négative de grille augmentée d'un volt, il en résulte qu tension d'amorçage est augmentée de 1

Nous pouvons conclure de tout qu'un thyratron est un dispositif qui tionne par tout ou rien. Il est conduc ou il ne l'est pas du tout. Il est donc milable à un interrupteur. Pour tenir co de la chute de tension interne — d'aille peu près indépendante de l'intensité peut le représenter au moyen du ci équivalent reproduit figure 2. Pou thyratron à vapeur de mercure, la v de la tension U est d'environ une quinz de volts.

Qu'est-ce qu'une émission par cathode froide ?

Dans un tube électronique du modèle courant, l'émission électronique est assurée au moyen d'une cathode *chaude*. Une cathode chaude peut être constituée tout simplement par un filament de tungstène porté à une température suffisamment élevée. Dans le cas du tungstène cette température est de l'ordre de 2 800° par exemple.

Certains oxydes des métaux alcalino-terreux, comme le baryum ou strontium ont la propriété d'émettre des électrons en abondance, à des températures beaucoup plus basses. Les tubes de réception classiques sont équipés de cathodes à oxydes dont la température normale de fonctionnement est de l'ordre de 900 à 1 000°.

Il n'en demeure pas moins qu'il faut chauffer cette cathode et qu'il en résulte une consommation permanente de courant. Ce chauffage a pour but de communiquer une vitesse suffisante aux électrons libres circulant à l'intérieur de la cathode. Il faut que cette vitesse soit suffisante pour leur permettre de franchir la *barrière de potentiel* que constitue la surface de la cathode. Dans le cas du tungstène, cette barri une « hauteur » de 4,52 V.

Pour les oxydes émissifs de bar strontium, elle ne dépasse guère 1 V.

Il existe un autre moyen de faire é les électrons libres d'un métal : c'est quelque sorte — d'aller les « pompe

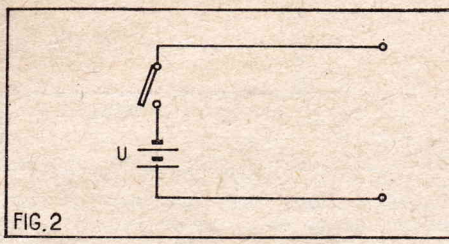


FIG. 2. — *Schéma équivalent d'un t tron. C'est un interrupteur en série avec force électromotrice. En effet : la chu tension est pratiquement indépendant l'intensité de courant qui traverse le tub*

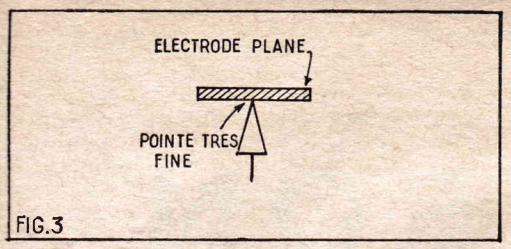


FIG. 3. — *On peut utiliser le « pouvoir des pointes » pour obtenir un champ électrique de très forte intensité au moyen d'une tension relativement faible.*

l'intérieur de la cathode au moyen d'un *champ électrique*. Cela revient à dire qu'il suffit d'appliquer une tension suffisamment élevée entre anode et cathode...

Si l'on fait le calcul, on constate que cette émission *par cathode froide* pourrait atteindre des valeurs fantastiquement élevées : de l'ordre de 5 400 000 A par centimètre carré, pour le tungstène. Il va dans dire que le tube aurait fini en feu d'artifice avant qu'on ne puisse en arriver là...

Ajoutons, d'ailleurs, que la valeur du champ électrique en surface devrait attendre des grandeurs également gigantesques : de l'ordre de plusieurs millions de volts par centimètre...

Ces chiffres impossibles à atteindre en pratique, correspondant à l'annulation complète de la barrière de potentiel. Mais on peut, toutefois, obtenir des intensités déjà notables sans en arriver jusque-là.

On peut arriver à réaliser des valeurs importantes de champ électrique à l'aide de tensions relativement faibles par différents procédés. Un champ électrique s'exprime, par exemple, en volts par mètre. Il existe un champ de 1 V par mètre entre électrodes parallèles de très grandes dimensions (en théorie infiniment grandes) écartées de 1 m et entre lesquelles on fait naître une différence de potentiel de 1 V... Si ce même volt est appliqué entre deux plaques séparés par 1 mm, le champ électrique est de 1 000 V par mètre. Et si les deux plaques étaient séparées par 1 micron ou 1/1.000 de mm, il serait de 1 000 000 V par mètre... Et cependant, il suffirait, pour obtenir cela, d'une simple tension de 1 V.

Il est, bien entendu, impossible de placer deux électrodes parallèles à une aussi faible distance que 1 μ... Mais il est cependant possible d'obtenir un effet pratiquement équivalent à l'aide d'astuces électroniques, comme de provoquer la naissance d'un état spécial du gaz intérieur qu'on appelle un *plasma*.

On peut aussi augmenter artificiellement le *gradient de potentiel* — c'est-à-dire le champ électrique — en utilisant le *pouvoir des pointes* que connaissaient déjà les physiciens du XVIII[e] siècle... Avec la disposition de la figure 3 la valeur du champ électrique, au niveau de la pointe très fine peut atteindre des valeurs assez considérables pour qu'une émission par cathode froide s'établisse pour des tensions dépassant à peine une centaine de volts.

On améliore encore l'émission en utilisant des surfaces cathodiques spécialement traitées pour lesquelles le *potentiel de sortie* est très bas.

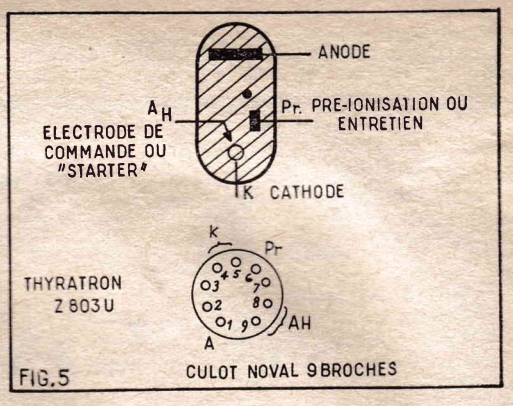


FIG. 5. — *Disposition des électrodes et brochage du tyratron à cathode froide Z803U. L'électrode d'allumage ou de commande est appelée « anode auxiliaire » ou « starter ». On notera aussi l'existence d'une électrode de pré-ionisation ou d'entretien dont le rôle est d'assurer, en permanence, une densité d'ionisation suffisante de l'atmosphère interne. Ainsi, au prix d'une consommation de courant négligeable (25 μA) on assure un fonctionnement parfaitement stable.*

Constitution d'un thyratron cathode froide.

Quand on veut déclencher une émission par cathode froide dans une atmosphère plus ou moins raréfiée, on constate généralement qu'il faut appliquer entre les électrodes une certaine tension dite *d'amorçage*. Après quoi, on peut réduire assez fortement cette tension sans faire cesser, pour cela, la décharge. Pour que celle-ci cesse, il faut diminuer la valeur de la tension appliquée jusqu'à la tension d'*extinction* (*fig. 4*).

On peut obtenir une caractéristique beaucoup plus régulière en entretenant dans le tube une densité ionique suffisante au moyen d'un électrode d'entretien, placée de telle sorte qu'une décharge de très faible intensité se produise entre elle et la cathode.

La disposition schématique, ainsi que le brochage du thyratron Z803 U sont indiqués sur la figure 5. Le culot est du modèle « noval » à 9 broches.

Les caractéristiques sont les suivantes :

Tension d'amorçage de l'anode d'entretien	132 V
Tension d'anode	de 170 à 290 V
Tension d'arc (entre électrode de commande et cathode ou entre anode et cathode)	105 V
Intensité de l'anode d'entretien	2 à 25 μA
Temps de désionisation :	
Pour une intensité anodique compris en 0 et 20 μA	1,5 à 2 ms
Pour une intensité anodique compris en 20 et 60 μA	2 à 16 ms
Temps d'ionisation :	
Pour VH critique + 0,5 V	1,5 à 2 ms
Pour VH critique + 4 V	0,1 ms
Intensité de transfert pour Va = 240 V	50 μA
Résistance dans le circuit d'entretien	10 MΩ ($\pm$ 20 %)

Valeurs limites.

Ces valeurs limites ne doivent être dépassées dans aucune circonstance.	
Tension maximale de l'anode	290 V
Intensité maximale de crête de l'anode d'entretien	8 mA
(On ne doit pas admette une intensité inverse de l'anode d'entretien. Celle-ci se produirait si la tension d'anode tombait au-dessous de 90 V pendant la période d'amorçage du thyratron).	
Valeur initiale de la tension d'entretien	128 à 137 V
Augmentation maximale de la tension d'amorçage de l'anode auxiliaire (quand la tension d'anode passe de 290 à 1 700)	1 %
Tension minimale à l'anode d'entretien	150 V

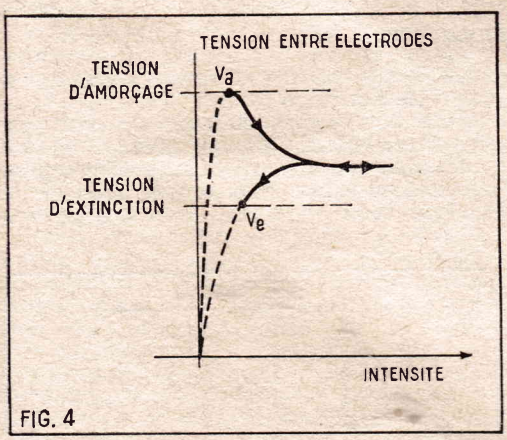


FIG. 4. — *Dans tous les tubes à gaz, l'amorçage de la décharge se produit pour une certaine tension Va alors que l'extinction se produit pour une tension Ve généralement beaucoup plus faible. C'est grâce à la différence entre ces deux tensions qu'il est possible d'obtenir facilement des dents de scie (ou oscillations de relaxation).*

Usages généraux		Montage auto-extincteur	Relais
Intensité de crête cathodique maximale mA	50 à 60	200	60 mA
Intensité moyenne cathodique maximale mA	8 à 15	0,5	5 mA
Temps d'intégration de la moyenne maximale	15	0,5	1 s

Le fonctionnement est le suivant :

Une décharge de très faible intensité (de l'ordre de 10 μA) est entretenue, entre l'anode auxilliaire et la cathode. C'est largement suffisant pour maintenir une ionisation interne permettant l'établissement de la décharge principale entre cathode et anode, à condition que la valeur de la tension de l'électrode de commande soit assez élevée. Quand cette condition est remplie, le courant s'établit dans le circuit d'anode.

Si l'anode auxiliaire (ou de pré-ionisation) n'était pas le siège d'une intensité permanente, le fonctionnement serait beaucoup plus irrégulier. On constaterait, par exemple, que l'amorçage se produit beaucoup plus facilement quand le tube est éclairé que lorsqu'il est dans l'obscurité. Il s'agit d'un simple effet photo-électrique. Sous l'influence de la lumière, la cathode libère des électrons. Ceux-ci sont accélérés par la tension anodique et provoquent des ionisations parmi les molécules du gaz qui emplit l'ampoule. Ainsi la décharge s'amorce beaucoup plus facilement. C'est précisé-

ment la présence de l'électrode auxiliaire d'entretien qui permet la grande stabilité du fonctionnement du thyratron Z803 V.

On peut provoquer l'amorçage, soit en provoquant la décharge d'un condensateur dans l'espace entre starter et cathode — ou en appliquant une tension continue suffisante au starter.

Décharge d'un condensateur (fig. 6).

Le montage est indiqué sur la figure 6. La résistance R4 a pour fonction de limiter l'intensité de décharge du condensateur dans le circuit de starter.

Pour une tension d'alimentation de 170 V, il faut que C ait au moins une capacité de 2 700 pF. Au-delà, il faut porter cette valeur à 5 000 Ω. Pour l'amorçage par courant continu, C1 et R4 deviennent inutiles, mais R3 doit avoir une valeur telle que le courant d'anode auxiliaire soit au moins de 50 μA.

Quand l'arc est amorcé la tension entre la cathode et les différentes électrodes est

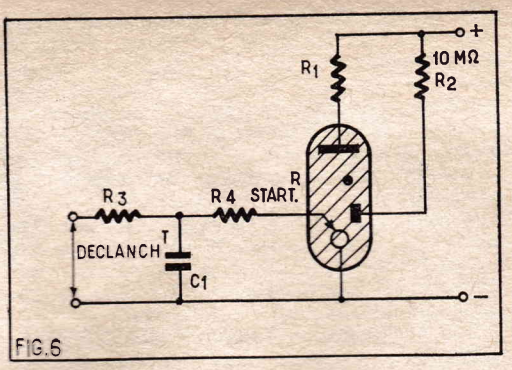


FIG. 6. — *Montage de principe d'un thyratron à cathode froide.*

de 105 V environ. Après extinction, les électrodes reprennent leur tension normale, déterminée par l'intensité de la décharge auxiliaire, au bout d'un temps qui dépend de l'intensité de l'arc.

Relais temporisé.

Nous indiquons figure 7 le montage d'un relais temporisé qui déclenche au bout d'un temps déterminé et reste enclenché.

Le fonctionnement est le suivant :

L'interrupteur K2 est un bouton poussoir qui est normalement fermé.

L'interrupteur R1 est normalement fermé.

Dans ces conditions la tension au point A est peu différente de celle de la masse, puisqu'il est déterminé par le diviseur de tension R1 R2 et que la résistance de R2 est beaucoup plus petite que celle de R1. — Le thyratron n'est donc pas amorcé — parce que la tension de starter est insuffisante.

Or, avec l'interrupteur K1. La tension au point A commence à monter exponentiellement. La vitesse de montée est déterminée par la constante de temps R1 C1.

Par exemple pour R1 = 5 MΩ
et C1 = 1 μF.

La constante de temps est de 5 s. Cela veut dire qu'au bout de 5 s la tension au point A aura atteint 63 % de sa valeur finale. Avec les valeurs indiquées on peut admettre que le temps de déclenchement est de l'ordre de 1,6 R1 C1 — soit, dans l'hypothèse précédente 5 × 1,6 = 8 s.

Au bout de 8 s environ le relais est excité — ce qui fait coller le contact Kt. Le thyratron est alors désamorcé si les résistances R4 et R5 ont été déterminées correctement. A ce moment, en effet, la tension appliquée à l'anode est insuffisante.

Le potentiomètre P sert à régler la tension d'amorçage du thyratron. L'interrupteur K2 coupe le courant d'alimentation du

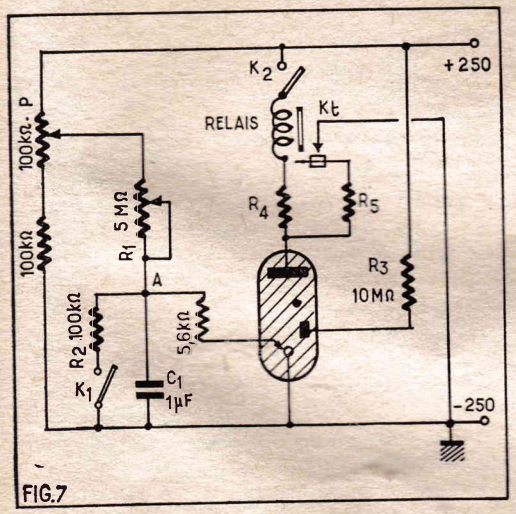


FIG. 7. — *Montage d'un relais temporisé ou d'une minuterie au moyen d'un thyratron à cathode froide. La temporisation (ou délai d'action) du relais est déterminée par la constante de temps de charge du condensateur C1. En modifiant sa valeur, ainsi que celle des résistances de charge, on peut obtenir des temporisations plus ou moins longues.*

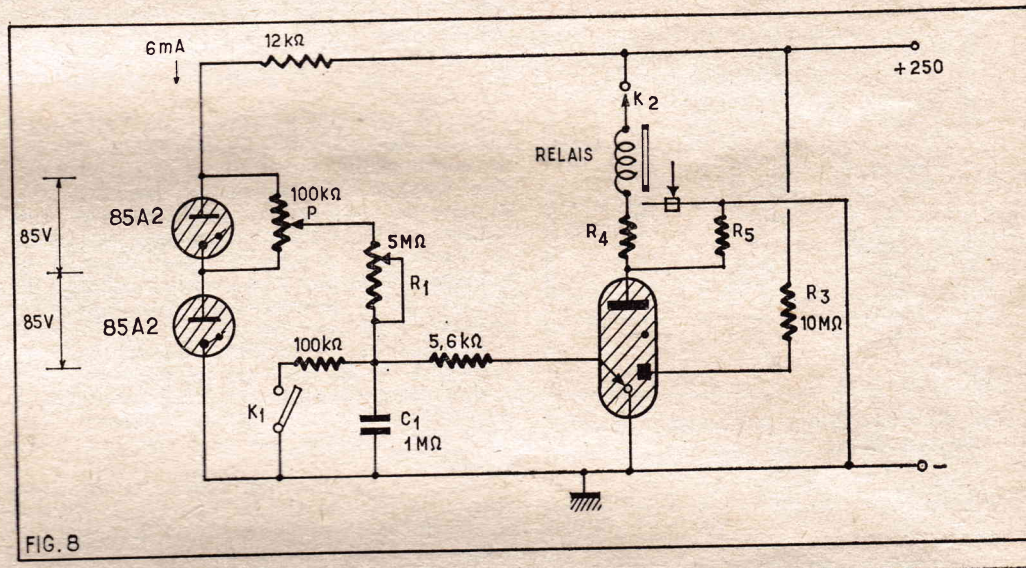


FIG. 8. — *Quand on veut obtenir une grande précision dans la temporisation du relais, il est indispensable de stabiliser la tension de charge du condensateur C1. On peut alors obtenir une précision de l'ordre de 1 % en choisissant des composants à grande stabilité.*

relais et du thyratron pour remettre les choses en l'état primitif.

Les différentes résistances doivent être choisies en fonction de la sensibilité et de la résistance du relais. Le choix de ce dernier n'est pas critique et l'on peut le choisir pour déclencher avec une intensité relativement forte : de 25 à 30 mA par exemple.

La temporisation dépend :

a) De la constante de temps R1 C1 ;

b) Du réglage du potentiomètre P ;

c) De la tension d'alimentation.

Sa durée peut varier entre une petite fraction de seconde et plusieurs dizaines de secondes. Elle peut être précise à moins de 1 % près, à condition de stabiliser la tension d'alimentation et d'utiliser des éléments à haute stabilité. C'est ainsi, par exemple, qu'il faut, dans ce cas, éviter l'emploi de condensateurs de temporisation électrolytiques dont le courant de fuite, toujours présent, dépendrait de facteurs difficilement contrôlables.

Pour obtenir une grande précision de temporisation, il est inutile de stabiliser la totalité de la tension d'alimentation mais seulement la tension de commande. On peut, pour cela, utiliser deux tubes à gaz. Nous donnons figure 8, un exemple utilisant deux tubes 85 A2, dont l'intensité nominale est de 6 mA pour une tension stabilisée de 85 V.

Indicateur de surtension.

Certains équipements électriques ne peuvent supporter de surtension sans risques sérieux de dommages importants.

Or, les variations de tensions du secteur électrique dépassent très souvent les indications signalées sur les contrats.

Il est donc, dans ce cas, particulièrement intéressant de disposer d'un appareil indiquant par un moyen quelconque : visuel ou sonore, le danger de surtension. Par l'intermédiaire d'un relais, il est même fort possible de couper automatiquement l'alimentation du dispositif mis en danger.

Tout cela peut être accompli très simplement par l'intermédiaire d'un thyratron à cathode froide.

Nous indiquons un montage sur la figure 9.

Le seuil d'amorçage est déterminé par la position du potentiomètre P1 — en parallèle avec la tension qu'il s'agit de surveiller

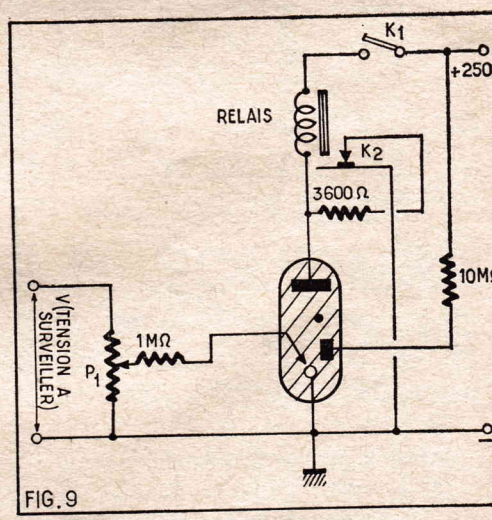


FIG. 9. — *Montage d'un indicateur de surtension. Quand la tension V dépasse la limite fixée, le thyratron amorce et provoque l'enclenchement du relais. Celui-ci peut actionner un dispositif de sécurité ou un signal d'alarme sonore ou visuel.*

Dès que la valeur de cette tension dépasse le niveau prédéterminé, l'amorçage provoque le collage du relais.

La fermeture de K2 fait apparaître le signal de surtension et en même temps élimine le thyratron. En effet, la mise en service de la résistance de 3 600 Ω provoque une chute de tension telle que le thyratron est désamorcé.

Le contact K1 est un bouton poussoir qui permet de remettre les choses en l'état primitif.

Montages relaxateurs.

Comme avec tous les tubes à gaz, il est particulièrement facile d'imaginer des montages « relaxateurs », c'est-à-dire fournissant des tensions en dents de scie ou des impulsions. On utilise pour cela le fait qu'une certaine tension est nécessaire pour provoquer l'amorçage et que l'extension se produit pour une tension notablement plus basse.

Considérons, par exemple, le montage de la figure 10.

Au moment où la tension est appliquée, le potentiel au point A s'accroît exponentiellement, avec une vitesse de variation déterminée par la constante de temps

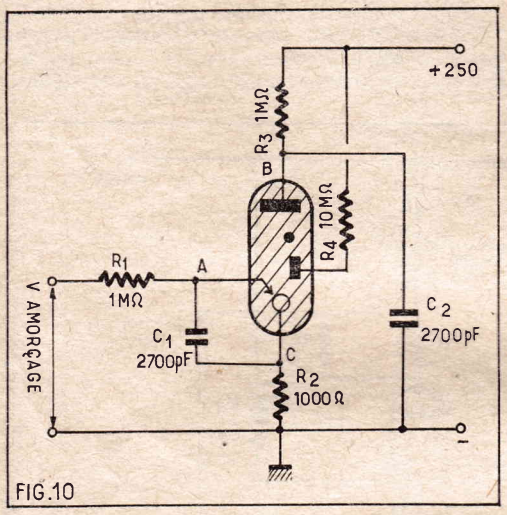


Fig. 10. — *Montage producteur d'oscillations de relaxation.*

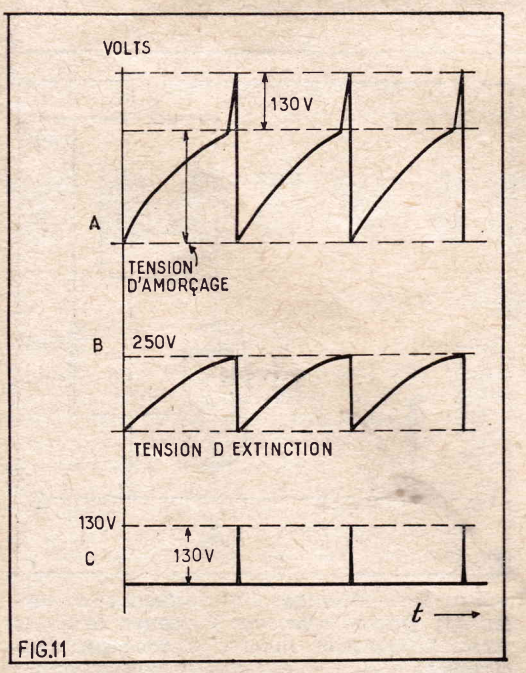


Fig. 11. — *Forme des tensions en différents points du montage figure* 10.

(R1 + R2) C1. Quand la tension d'amorçage est atteinte, la décharge s'établit entre starter et cathode. Dans ces conditions, la tension au point A subit une brusque augmentation égale à la chute de tension dans la résistance R2. Mais la décharge principale s'établit aussitôt, ce qui se traduit par la décharge instantanée du condensateur.

L'amorçage du thyratron provoque une chute de tension telle que la tension cathode-anode tombe au-dessous de la valeur d'extinction. En conséquence, les choses retournent aux conditions initiales.

Les variations de tensions aux différents points du montage sont données sur la figure 11.

Variante du montage.

Nous avons représenté un montage sur la figure 12. Le fonctionnement est à peu près le même. Toutefois, les impulsions recueillies au point C sont négatives. Les formes des tensions sont représentées sur la figure 13.

Exemple d'application :

Dispositif de sécurité d'un brûleur.

Dans les installations de chauffage utilisant le fuel ou le mazout, il est indispensable d'installer un dispositif de sécurité. La mise en route du chauffage est généralement commandée par un thermostat — dès que la température tombe au-dessous d'une valeur déterminée. La pompe se met en marche et pulvérise le combustible liquide dont l'allumage est assuré par un dispositif électrique.

Or, il est indispensable que l'allumage ait bien lieu. En effet, dans le cas contraire, le combustible continue d'être pulvérisé dans le foyer. Si les parois sont assez chaudes il peut en résulter une explosion. On peut utiliser un thermostat placé dans les gaz de la cheminée. Si ceux-ci sont chauds, le système n'agit pas. Dans le cas contraire, le circuit de la pompe est coupé. Mais ce système n'est pas sûr.

On préfère aujourd'hui assurer la surveillance de la flamme au moyen d'une cellule photo-électrique. L'action de celle-ci est instantanée. Le seul inconvénient, c'est qu'il faut associer un amplificateur à la cellule.

On peut utiliser, par exemple, un thyratron à cathode froide. La cellule photo-électrique doit recevoir de la flamme un éclairement minimal d'une cinquantaine de lux. On pourrait envisager l'emploi d'une cellule photo résistante à semi-conducteur si l'influence de la température n'était pas aussi grande. C'est pour cette raison qu'on préfère généralement employer une cellule photo-émissive à gaz.

Le schéma de principe d'un dispositif simple est donné sur la figure 14.

Le système est alimenté à partir d'une tension alternative de 220 V. L'alimentation de la cellule (150 V) peut éventuellement être empruntée à la même source. Il y a lieu toutefois de prévoir un filtrage supplémentaire. En cas de variations considérables du secteur, il peut être intéressant de prévoir une stabilisation de la tension d'alimentation du type à fer saturé, par exemple.

Le condensateur C1 à pour mission d'intégrer les alternances redressées et d'éviter que la tension d'ondulation ne fasse vibrer la palette du relais.

La valeur de déclenchement est déterminée par C2 qui se charge à travers R3. Le condensateur C3 évite le déclenchement sous l'influence des fluctuations de lumière que la flamme peut produire.

En cas d'extinction de la flamme, l'intensité du courant photo-électrique dans la

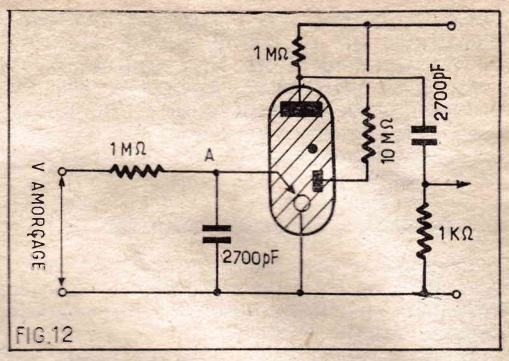


Fig. 12. — *Variante du montage producteur d'oscillations de relaxation.*

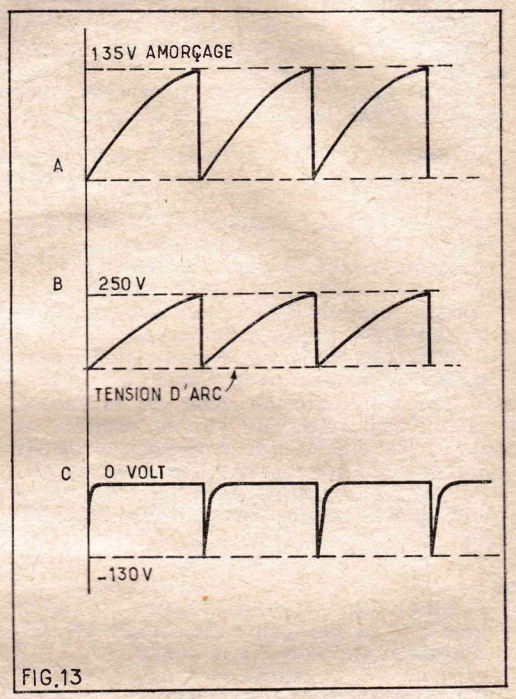


Fig. 13. — *Forme des tensions en différents points du montage figure* 12.

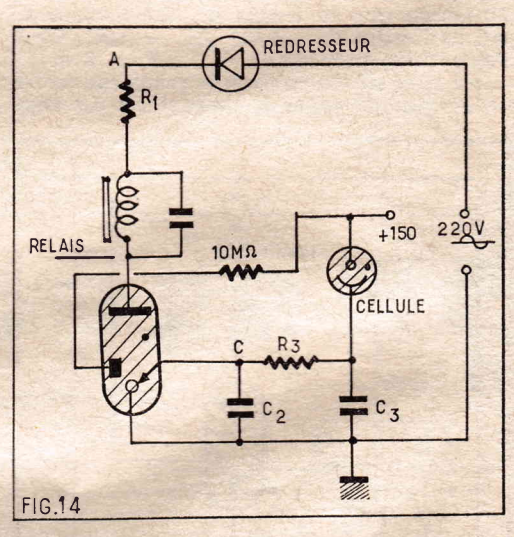


Fig. 14. — *Schéma de principe d'un montage surveillant la bonne marche d'un brûleur à flamme.*

cellule baisse considérablement et la charge du condensateur C2 n'est plus assurée. Dans ce cas, le thyratron s'éteint ; ce qui a pour effet de décoller l'armature du relais et de mettre en service le dispositif de sécurité : coupure de l'alimentation de la pompe, fermeture de la vanne, signal sonore ou lumineux, etc...

GÉNÉRATEUR BF TRÈS SIMPLE A POINTS FIXES

par **Jean HELBER**

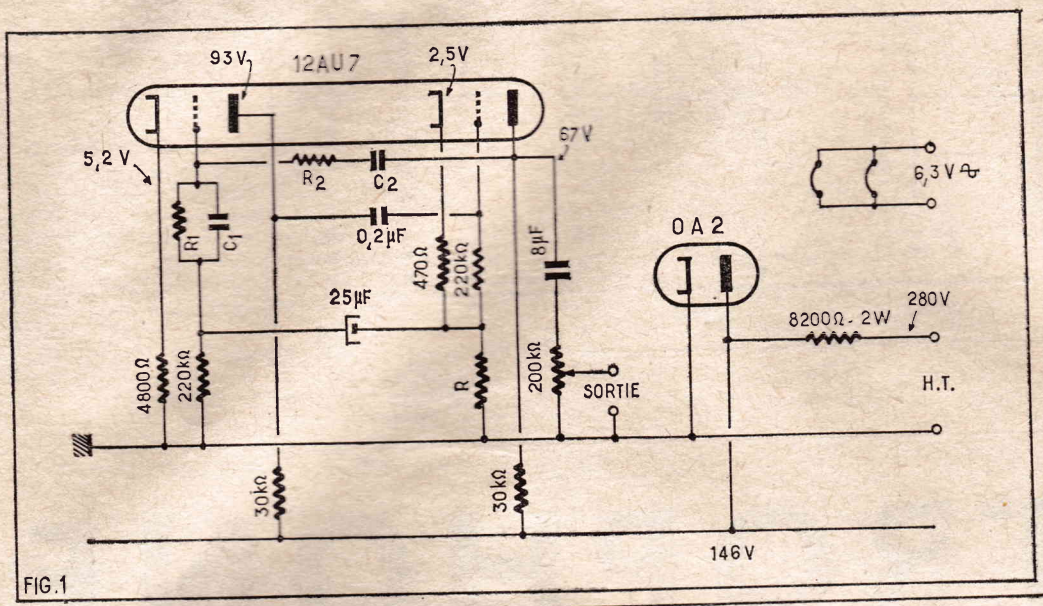


FIG.1

L'amateur radio qui réalise un ampli BF, n'a souvent pas la possibilité de relever la courbe de réponse en fréquence de son montage, car l'achat d'un générateur BF même en pièces détachées, coûte relativement cher.

Or, avec quelques pièces courantes, il est facile de réaliser un générateur à *points fixes*, dont la précision sera suffisante pour ce genre de mesure.

Le montage réalisé est tout à fait classique (*fig.* 1), c'est un oscillateur à pont de Wien. La variation de fréquence n'étant fonction que de 2 variables : 2 résistances (donc très faciles à se procurer), la commutation sera simple. Nous avons utilisé un commutateur à 4 galettes, 16 positions (trouvé dans les surplus) dont le câblage est indiqué figure 2.

L'ensemble tient dans un petit coffret de notre confection (*fig.* 3), tous les éléments sont fixés sur la face avant — commutateur, potentiomètre atténuateur, douilles d'alimentation et de sorties. Quant aux 2 tubes, ils sont montés sur un petit châssis de 50 mm × 100 mm, fixé également sur la face avant et placé à côté du commutateur.

L'alimentation est prélevée sur un montage réalisé précédemment et fournissant 280 V de haute tension et le 6,3 V pour le chauffage de la 12AU7.

La haute tension est stabilisée pour une OA2, la résistance chutrice de 8 200 Ω est

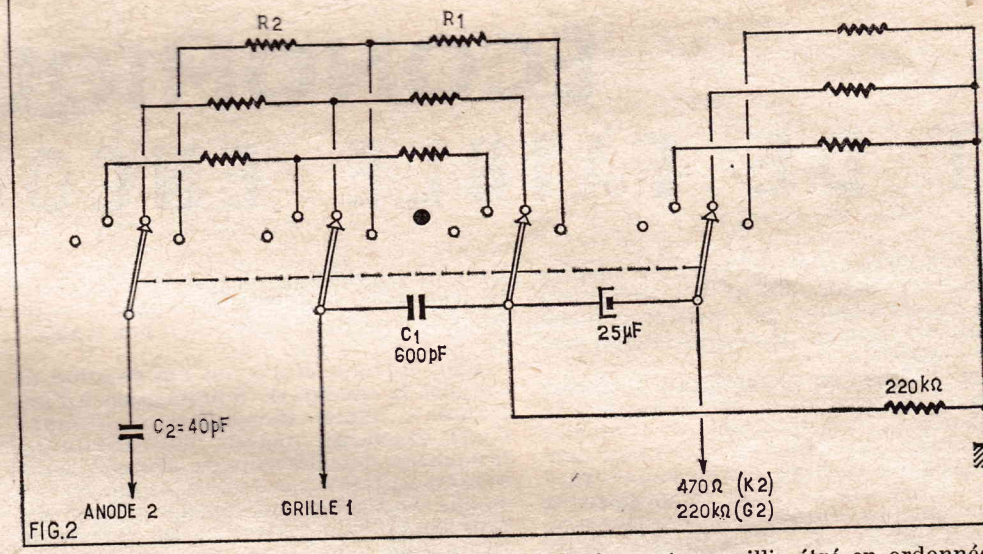


FIG.2

fonction de la haute tension disponible à l'entrée et de la consommation de la 12AU7.

$$R_o = \frac{U_{HT} - 150}{0{,}016}$$

TABLEAU I

R1 = R2	Fréquence en H2
18 kΩ	28 800
24 —	23 000
33 —	17 600
43 —	14 670
68 —	10 730
82 —	7 800
150 —	4 830
200 —	3 920
270 —	3 010
390 —	1 790
620 —	1 290
820 —	720
1,3 MΩ	500
2 —	395
3 —	260
4 —	125

Nous avons R1 = R2. Les différen valeurs ont été choisies de manière à co vrir toute la gamme de la basse fréque avec des écarts sensiblement réguliers valeurs logarithmiques (tableau I). N avons utilisé des résistances à ± 5 %, qui explique la dispersion des fréquenc Celles-ci ont été relevées à l'aide d'un gé rateur BF prêté et d'un oscilloscope faisant des figures de Lissajous. Nous sommes pas descendus en dessous de 125 car nous avons toujours le 50 Hz du sect de disponible, et dans ces basses valeurs c surtout le HP qui est en cause.

La résistance R agit sur la polarisation la première triode et sert à obtenir sinusoïde d'amplitude sensiblement co tante et de forme acceptable, elle a d été ajustée à toutes les positions pour a 5,2 V à K1, relevé à l'aide d'un contrô Metrix 460. Nous avons utilisé des re tances variant entre 150 et 500 Ω.

Pour l'utilisation, nous avons pris papier logarithmique à quatre modules abscisses et en millimétré en ordonné lequel nous avons repéré les fréqu mesurées. Le relevé de la courbe de ré étant fait par la méthode classique.

J. HELBE

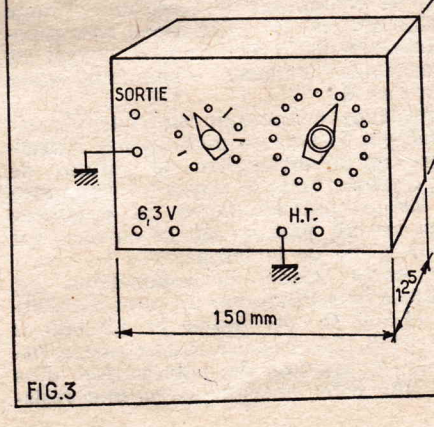


FIG.3

CONVERTISSEURS

2 modèles :

1° Entrée : 6 V. - C.C.
Sortie : 280 V. - C.C. /0,244 A.
2° Entrée : 12 V. - C.C.
Sortie : 280 V. - C.C./0,244 A.
Dimensions : L. 160 mm. Diam. : 90 mm. Poids : 2 700 g.
L'un ou l'autre modèle.
Valeur : 350 NF. Notre prix..... **50** NF
Matériel rigoureusement neuf.

RADIO-RELAIS

18, rue Crozatier, Paris (12e). DID. 98.89

PARKING ASSURÉ

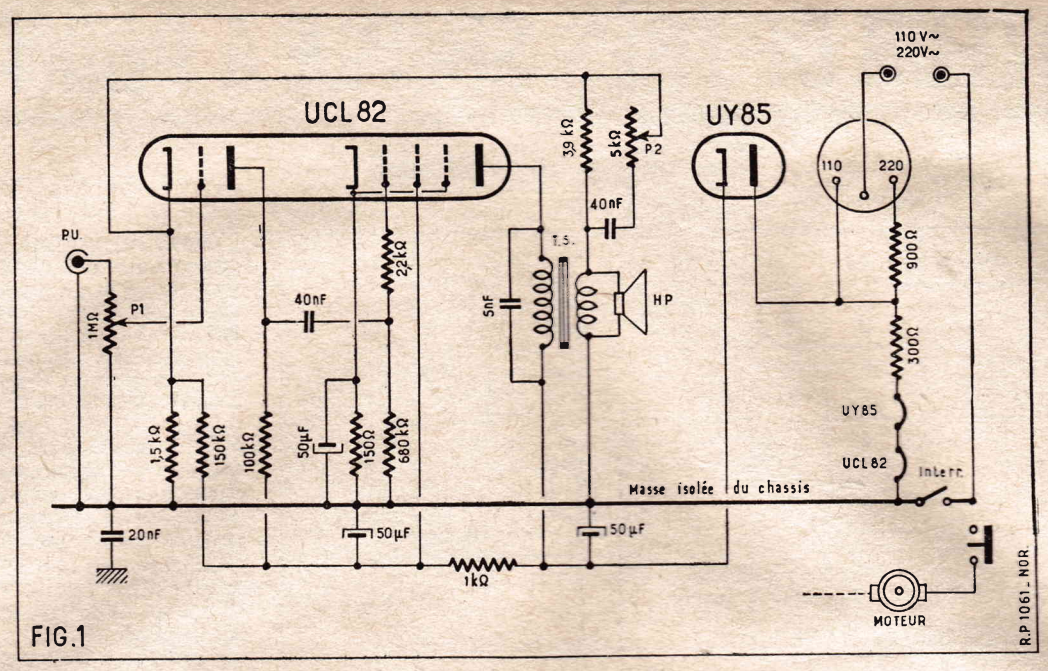


FIG.1

ÉLECTROPHONE ÉCONOMIQUE ET DE FAIBLE ENCOMBREMENT

Cet électrophone a été étudié de manière à avoir des dimensions et un poids aussi faible que possible, ce qui, pour un appareil portatif représente, on en conviendra, une qualité majeure.

Pour obtenir ce résultat, on a utilisé du matériel approprié, en particulier le haut-parleur, bien qu'ayant un diamètre de membrane de 17 cm, est de forme extra-plate, ce qui permet de le fixer dans le couvercle de la mallette. Pour l'amplificateur, on a adopté la formule « tous courants », ce qui évite l'emploi d'un transfo d'alimentation, une pièce lourde et encombrante. Grâce à ces détails et aussi à une disposition judicieuse des différents organes, notre électrophone peut loger dans une mallette de $31 \times 23 \times 13$ cm.

Bien entendu, il n'a pas été question de sacrifier la qualité de reproduction à l'impératif « faibles dimensions ». L'emploi d'une excellente platine, une adaptation rationnelle des éléments de l'ampli confèrent au contraire à cet ensemble une remarquable musicalité qui permet d'apprécier dans toute leur perfection les enregistrements modernes.

Le schéma.

La figure 1 montre le schéma de l'amplificateur qui, dans son ensemble est très simple. Il met en œuvre un tube unique choisi dans la série Noval « tous courants » : la triode pentode de puissance UCL82.

La section triode équipe l'étage préamplificateur et la pentode de puissance l'étage final. On obtient de cette façon une puissance modulée de l'ordre de 1 W, ce qui est très largement suffisant dans une pièce d'appartement.

La grille de commande de la triode est attaquée par la tête de pick-up par l'intermédiaire du potentiomètre de volume de 1 MΩ. Comme vous le voyez la résistance totale de ce potentiomètre est branchée aux bornes du pick-up et le curseur est relié à la grille de la lampe.

Pour cette triode, la polarisation est appliquée à la cathode par un pont de résistances (1 500 Ω coté masse et 150 000 Ω coté + HT). Ce procédé assure une constance de la tension de polarisation plus grande que celle obtenue avec une résistance unique dans le circuit cathode. De plus, la 1 500 Ω forme avec un réseau de résistances et condensateurs un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie. Le réseau en question comprend une résistance de 3 900 Ω shuntée par un condensateur de 40 nF en série avec un potentiomètre de 5 000 Ω monté en résistance variable. Le rapport entre les résistances de 1 500 et de 3 900 Ω donne un fort taux de contre-réaction réduisant dans de grandes proportions les distorsions qui prennent naissance dans la totalité de l'amplificateur. Ce dispositif contribue ainsi à obtenir la musicalité que nous avons mentionnée au début. Mais là ne se borne pas son rôle. La présence du condensateur et celle de la résistance variable de 5 000 Ω donnent à ce circuit un caractère sélectif et réglable. Sélectif parce que le condensateur fait varier le taux de contre-réaction en fonction de la fréquence des courants BF. Plus cette fréquence est basse, plus le taux est réduit. Or, vous savez que le taux de contre-réaction agit directement sur le gain de l'amplificateur en ce sens que plus il est élevé, plus le gain est réduit. Il en résulte avec le circuit que nous examinons que les courants de fréquences basses seront plus amplifiés que les courants de fréquences aiguës. La présence du potentiomètre de 5 000 Ω donne au système son caractère réglable. Selon que la position du curseur mettra plus ou moins de résistance en série avec le condensateur de 40 nF, l'influence de ce dernier variera et on pourra ainsi favoriser plus ou moins la reproduction des « basses ». Il s'agit donc d'un véritable dispositif de contrôle de tonalité qui, en pratique, se révèle extrêmement efficace.

Revenons à notre triode préamplificatrice pour voir que le circuit plaque est chargé par une résistance de 100 000 Ω. Les courants BF amplifiés recueillis aux bornes de cette résistance sont appliqués à la grille de commande de la pentode de puissance par un réseau de liaison classique : condensateur de 40 nF, résistance de fuite de 680 000 Ω et résistance de blocage de 2 200 Ω. Cette pentode est polarisée par une résistance de cathode de 150 Ω découplée par un condensateur de 50 µF. La grille écran est, bien entendu, alimentée directement à partir de la HT filtrée. La liaison entre le circuit plaque et le HP à aimant permanent, dont nous avons déjà donné les caractéristiques, se fait par le traditionnel transformateur d'adaptation. Dans notre cas, ce transformateur présente une impédance primaire de 3 900 Ω. Le primaire est shunté par un condensateur de 5 nF.

L'alimentation est prévue pour deux tensions de secteur : 110 et 220 V. En effet,

bien que le 220 V tende à se généraliser en France, on trouve encore de nombreuses distributions à 110 V. Il est donc indispensable de prévoir les deux possibilités. Lorsque la tension du secteur est de 220 Vl elle est ramenée à 110 V sur cet apparei, par une résistance chutrice de 900 Ω. Vous voyez sur le schéma que cette résistance est mise en service ou non à l'aide d'un répartiteur de tension. Signalons qu'en pratique, ce dernier est celui de la platine tourne-disque.

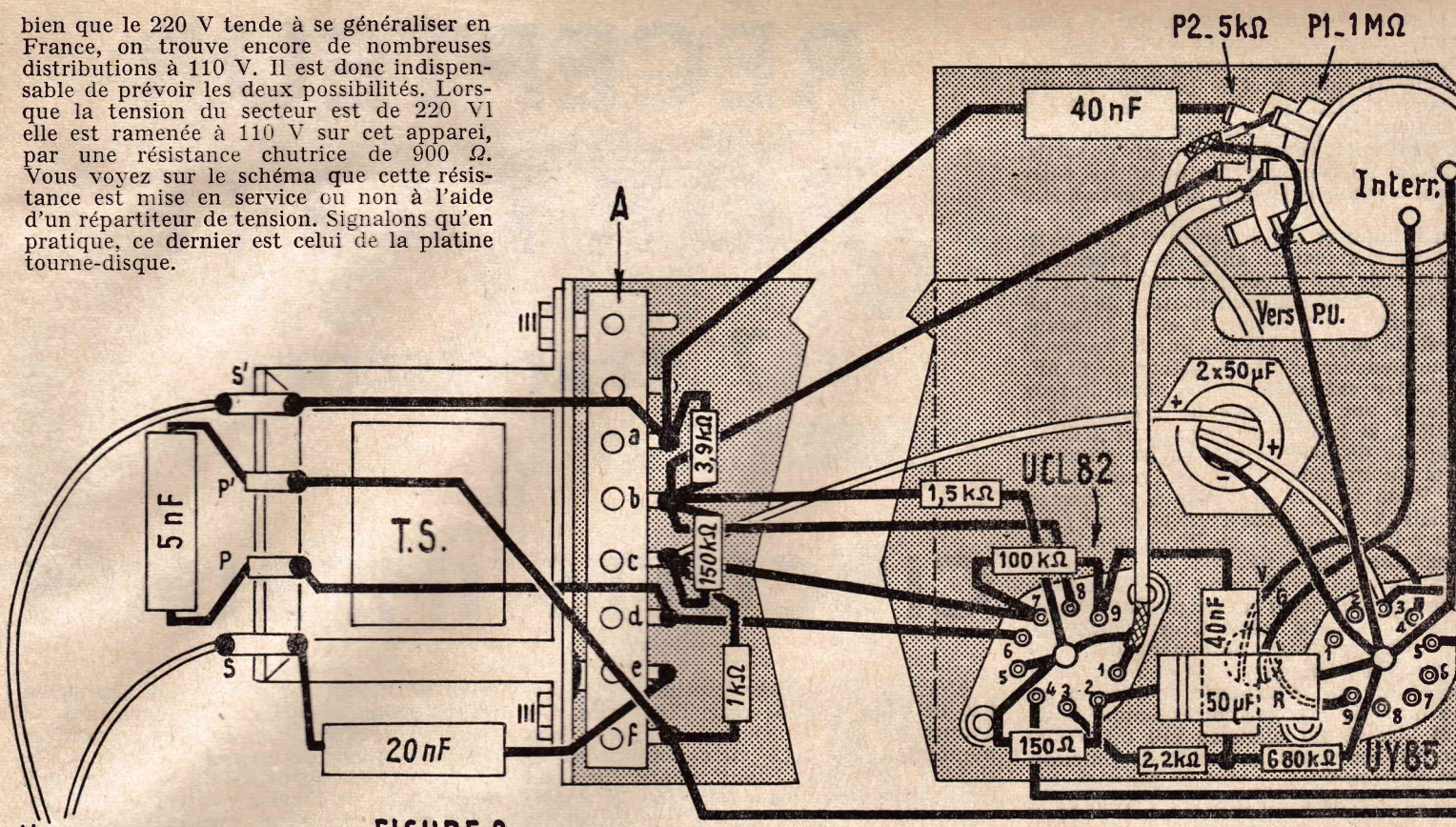


FIGURE 2

Le courant à 110 V est redressé à une alternance par une valve mono-plaque UY85, puis filtré par une cellule constituée par une résistance de 1 000 Ω et deux condensateurs électrochimiques de 50 µF 150 V. Comme c'est l'usage, la tension plaque de la pentode de puissance est prise avant filtrage de manière à éviter une chute trop grande dans la résistance.

Les filaments des deux tubes sont alimentés en série à partir de 110 V, une résistance chutrice de 300 Ω absorbant l'excédent de tension. Il est important que ce soit le filament de la UCL82 qui aboutisse à la masse, car par ce tube contenant l'élément préamplificateur BF, on évite ainsi qu'une trop grande alternative soit appliquée entre filament et cathode, ce qui pourrait être générateur de ronflements.

Un des pôles du secteur étant relié à la ligne de masse, on a, pour supprimer tout risque de court-circuit, isolé cette ligne du châssis par un condensateur de 20 nF.

Réalisation pratique.

La figure 2 illustre la réalisation de l'amplificateur. Il est exécuté sur un petit châssis métallique. A ce châssis, on fixe les pièces principales : les deux supports de lampes, le condensateur électrochimique 2×50 µF, le potentiomètre double à interrupteur (1 MΩ — 5 000 Ω) et le transfo de sortie. Remarquez que ce dernier est placé extérieurement sur une face latérale. A l'intérieur du châssis on dispose sur ses vis de fixation le relais A.

On soude la broche 6 du support UCL82 sur le blindage central, puis on établit la ligne de masse qui réunit le blindage central des deux supports de lampe et la cosse S du transfo de sortie. Entre cette cosse S et la patte de fixation *e* du relais A on soude un condensateur de 20 nF. On connecte une cosse de l'interrupteur et une cosse extrême du potentiomètre P1 au blindage central du support UY85. Avec du fil de câblage isolé on relie la broche 4 du support UCL82 à la broche 5 du support UY85.

On soude le fil — du condensateur électrochimique 2×50 µF sur le blindage central du support UY85, un des fils + sur la broche 3 de ce support et l'autre fil + sur la cosse *c* du relais A. On connecte la broche 3 du support UY85 à la cosse *f* du relais A. Entre les cosses *c* et *f* d relais on soude une résistance de 1 00

Par un fil blindé on relie le curseur potentiomètre P1 à la broche 1 du sup UCL82. La gaine de ce fil est soudée blindage central du support. Sur ce port on relie la broche 6 à la cosse *c* relais A, la broche 7 à la cosse *c* et la br

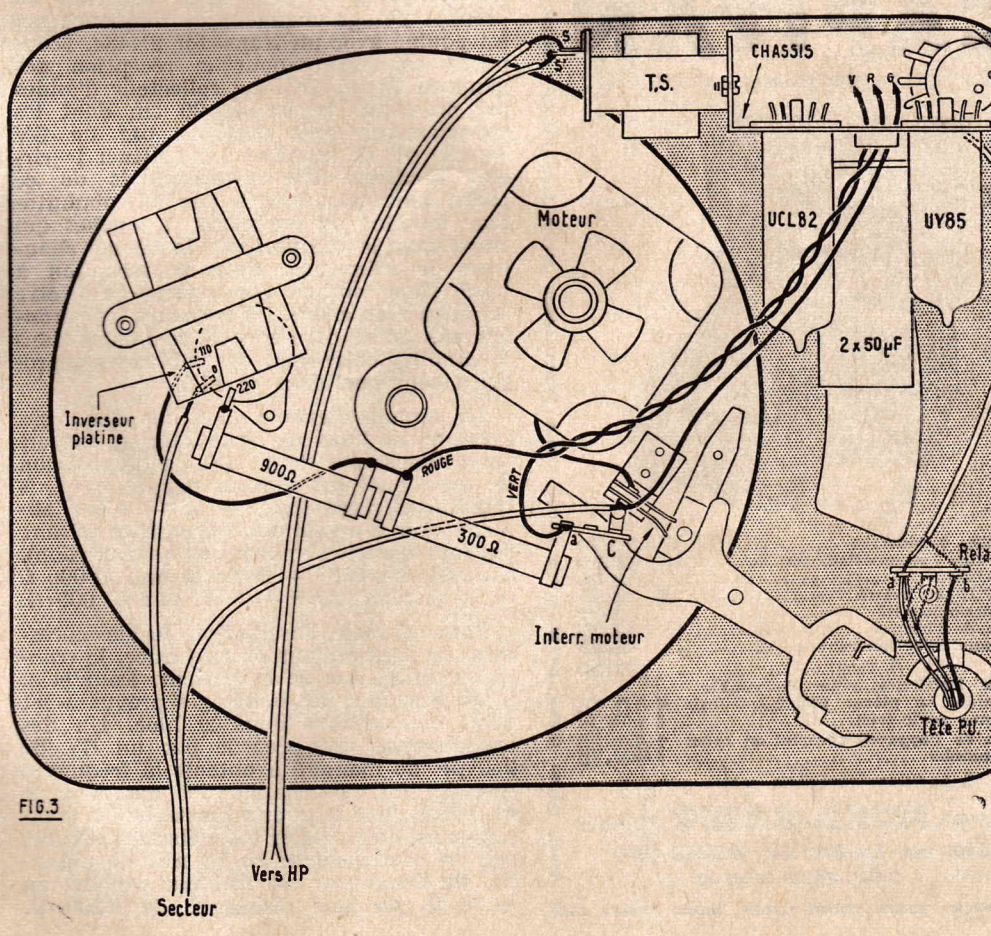


FIG.3

8 à la cosse *b* du même relais. Sur le relais on soude : une résistance de 3 900 Ω entre *a* et *b*, une de 150 000 Ω entre *b* et *c* et une de 1 500 Ω entre *b* et le blindage central du support UCL82. On relie la cosse *b* au curseur du potentiomètre P2 (5 000 Ω) et la cosse *a* à la cosse S' du transfo de sortie. On soude un condensateur de 40 nF entre la cosse *a* et une extrémité du potentiomètre P2.

Sur le support UCL82 on soude une résistance de 100 000 Ω entre les broches 7 et 9, une de 150 Ω entre la broche 2 et le blindage central, un condensateur de 50 µF 50 V entre cette broche 2 et le blindage central du support UY85. Sur la broche 9 on soude encore un condensateur de 40 nF. Sur l'autre extrémité de ce condensateur on soude une résistance de 2 200 Ω qui aboutit à la broche 3 du support UCL82 et une de 680 000 Ω qui va au blindage central du support UY85. On connecte la cosse P du transfo de sortie à la cosse *d* du relais A et la cosse P' à la cosse *f* du même relais. Entre P et P' on soude un condensateur de 5 nF.

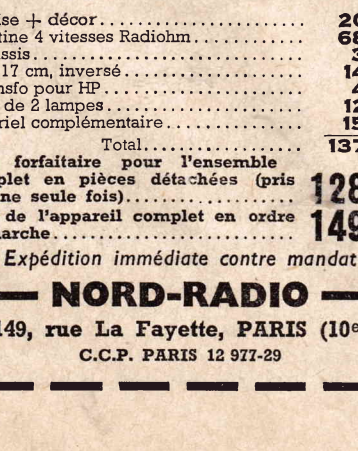
Lorsque tous les câblages sont terminés, on fixe l'amplificateur sous la platine tourne-disque (*fig.* 3). Le relais C est soudé sur une paillette de l'interrupteur d'arrêt automatique. Entre la cosse *a* de ce relais et la paillette 220 du répartiteur de tension on soude en série les résistances bobinées de 300 et 900 Ω. La paillette 110 du répartiteur est connectée au point de jonction de ces résistances. Ce point de jonction est relié à la broche 9 du support UY85, et la cosse *a* du relais C à la broche 4 du même support (fils rouge et vert sur nos figures). La patte de fixation du relais C est reliée à la seconde cosse de l'interrupteur. Le cordon secteur est soudé entre la paillette O du répartiteur et la plaque de fixation du relais C.

(Suite page 57.)

Devis des pièces détachées nécessaires au montage du

CAPITAN

(Décrit ci-contre)



1 valise + décor	20.00
1 platine 4 vitesses Radiohm	68.50
1 châssis	3.00
1 HP 17 cm, inversé	14.50
1 transfo pour HP	4.00
1 jeu de 2 lampes	12.00
Matériel complémentaire	15.00
Total	137.00
Prix forfaitaire pour l'ensemble complet en pièces détachées (pris en une seule fois)	**128.50**
Prix de l'appareil complet en ordre de marche	**149.50**

Expédition immédiate contre mandat

NORD-RADIO

149, rue La Fayette, PARIS (10e)

C.C.P. PARIS 12 977-29

RÉCEPTEUR PORTATIF

7 transistors

à

CIRCUITS IMPRIMÉS

L'emploi du câblage imprimé se généralise de plus en plus dans l'industrie. Ces avantages sur l'ancienne méthode sont nombreux. On peut citer notamment sa rigidité parfaite. Etant donné que les connexions occupent toujours la même place, on obtient toujours une constante pratiquement absolue des capacités et des couplages interconnexion, ce qui, pour la construction en série, permet une qualité suivie. Enfin, les opérations de montage étant simplifiées, l'économie de main-d'œuvre est considérable.

Dans le domaine de l'amateurisme, l'emploi de circuits imprimés est également avantageux puisqu'il évite pratiquement tout risque d'erreur et simplifie à l'extrême les opérations de montage. Grâce à ce procédé même un débutant, pour peu qu'il sache faire de bonnes soudures, peut réaliser avec succès un excellent récepteur.

En utilisant ce mode de construction pour le poste portatif que nous allons décrire, nous donnons à nos lecteurs la possibilité de construire sans difficulté et très rapidement un appareil moderne et d'un fonctionnement impeccable.

Le schéma (fig. 1).

Si nous examinons le schéma en partant du collecteur d'onde, nous trouvons en premier l'étage changeur de fréquence qui est équipé avec un transistor 2N484. L'appareil est prévu pour la réception des gammes PO et GO. Le collecteur d'ondes est un cadre ferrite de 20 cm dont les enroulements sont accordés par un CV de 490 pF de manière à constituer le circuit d'entrée. Les enroulements de ce cadre sont sélectionnés par le commutateur du bloc de bobinages à touches qui entre dans la composition de l'étage changeur de fréquence. Pour la réception à bord d'une voiture une antenne peut être substituée au cadre. Dans ce cas, les enroulements de ce dernier sont remplacés dans le circuit d'entrée par des bobinages appropriés contenus dans le bloc.

Le circuit d'entrée dans les deux cas attaque la base du transistor à travers un condensateur de 50 nF. La polarisation de cette base est obtenue par un pont de résistances placé entre + et — 9 V (l'alimentation générale de l'appareil se faisant par une batterie de pile ayant cette tension). La branche, côté + 9 V, est une 22 000 Ω et la branche, côté — 9 V, une 47 000 Ω.

Pour obtenir l'oscillation locale nécessaire au changement de fréquence, le transistor fonctionne en oscillateur. Pour cela, il est associé à des bobinages prévus à cet effet, et contenus dans le bloc. Un des enroulements est accordé par un CV de 210 pF de manière à obtenir la fréquence d'oscillation convenable. Cet enroulement est placé dans le circuit émetteur du transistor. La liaison avec cette électrode se fait par un condensateur de 50 nF. Le potentiel de l'émetteur est fixé par rapport au + 9 V par une résistance de 1 200 Ω. En outre, cette résistance sert à stabiliser l'effet de température. L'enroulement d'entretien est placé dans le circuit collecteur en série avec le primaire du transformateur MF1 et une cellule de découplage formée d'une résistance de 1 500 Ω et un condensateur de 50 nF. Le primaire du transfo MF comporte une prise qui assure l'adaptation de son impédance à celle de sortie du transistor.

L'amplificateur MF est à deux étages équipés par des transistors 2N481. Le secondaire du transfo MF1 attaque la base du 2N481 qui équipe le premier étage MF. Un pont, formé d'une 15 000 Ω coté + 9 V et une 82 000 Ω côté — 9 V, applique au point froid du secondaire la tension de polarisation de base du transistor. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de 330 Ω découplée par 50 nF. Le circuit collecteur contient le primaire du transfo de liaison MF2 et une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 3 900 Ω et un condensateur de 50 nF. La liaison avec le collecteur se fait comme pour le transfo précédent par une prise d'adaptation prévue sur le bobinage. Une diode (D1) est branchée entre le point « froid » du primaire de MF2 et la prise d'adaptation du primaire de MF1. Il s'agit d'une diode limiteuse. En raison de son sens de branchement, lorsque le signal MF est important (cas d'un émetteur puissant), cette diode devient conductrice. Elle se comporte alors comme une résistance placée en shunt sur le primaire de MF1 et amortit le circuit. Cela a pour effet de réduire l'amplification et évite que le récepteur soit saturé par des signaux trop forts. De par son action, cette diode contribue à la régulation anti-fading.

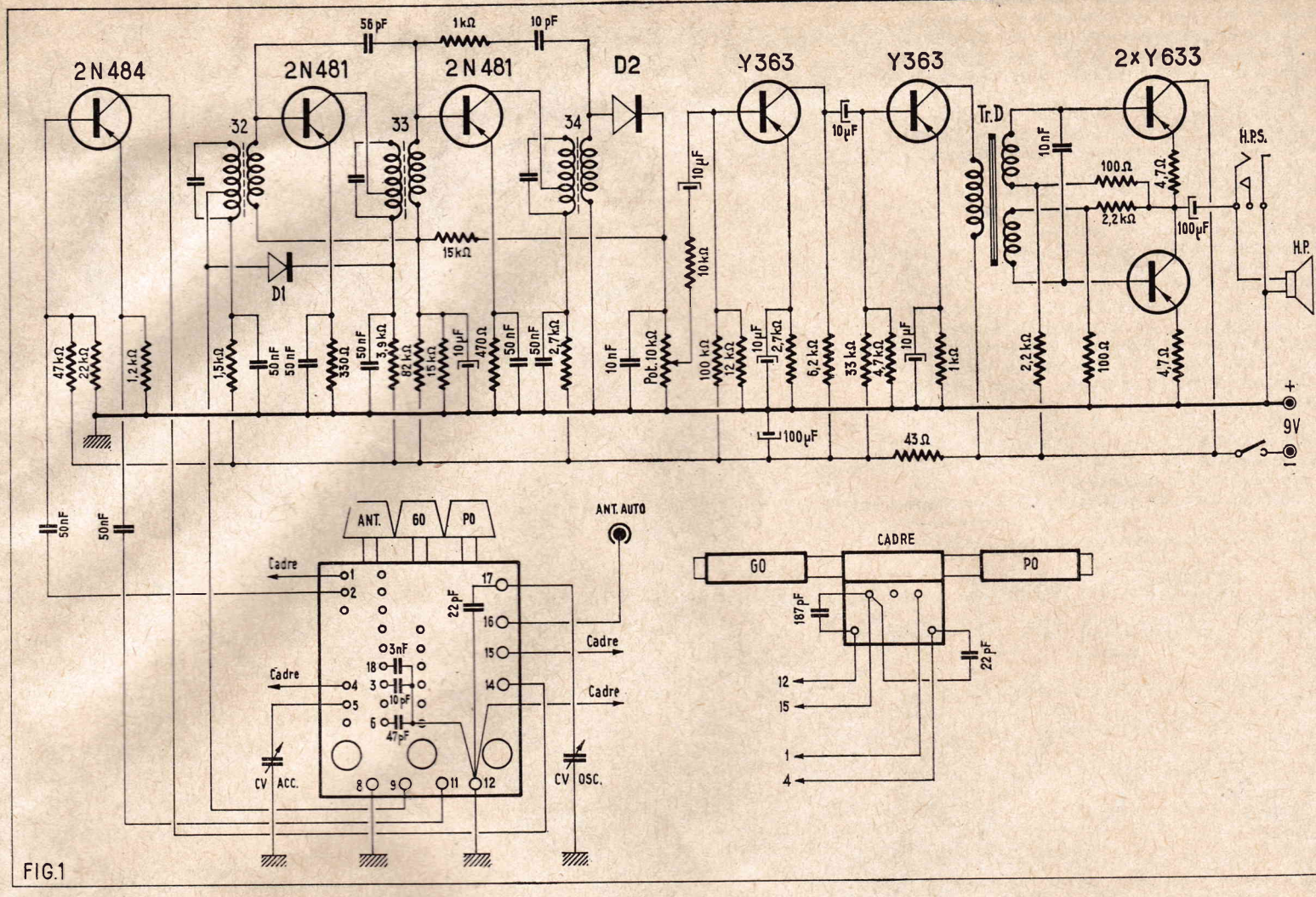


FIG.1

Le secondaire de MF2 attaque la base du second 2N481. Cette base est polarisée par le même pont que celle du transistor précédent. Dans le circuit collecteur, nous trouvons le primaire du transfo de MF3 et une cellule de découplage (2 700 Ω et 50 nF). Le premier étage MF est neutrodyné par un condensateur de 56 pF placé entre les bases des deux 2N481. Le second étage est neutrodyné par un condensateur de 56 pF placé entre les bases des deux 2N481. Le second étage est neutrodyné par un condensateur de 10 pF en série avec une résistance de 1 000 Ω placée entre la base du second 2N481 et le point chaud du secondaire de MF3. Ce point chaud attaque la diode détectrice D2 et le point froid est relié à la ligne + 9 V qui, vous le savez, correspond à la masse. La charge du circuit détecteur est un potentiomètre de 10 000 Ω shunté par 10 nF. Au sommet de cet ensemble, on prend la tension de VCA qui est appliquée aux bases des deux 2N481 par une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 15 000 Ω et un condensateur de 10 µF.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque la base d'un transistor Y363 qui équipe l'étage préamplificateur T/9. La liaison se fait par un condensateur de 10 µF en série avec une résistance de blocage HF de 10 000 Ω. Le pont de polarisation de base du transistor comprend une 12 000 Ω côté + 9 V et une 100 000 Ω côté — 9 V. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 2 700 Ω et est découplée par un condensateur de 10 µF. Le circuit collecteur s'est chargé par une résistance de 6 200 Ω.

Un second Y363 équipe l'étage driver qui suit. La liaison entre sa base et le collecteur du transistor précédent utilise un condensateur de 10 µF. Le pont de base est formé d'une 4 700 Ω côté + 9 V et d'une 33 000 Ω côté — 9 V. La résistance de stabilisation d'émetteur est de 1 000 Ω et est découpée par 10 µF. La charge du circuit collecteur est le primaire du transfo BF driver.

Ce transfo sert à l'attaque de l'étage final. Ce dernier est un push-pull sans transfo de sortie équipé par deux transistors Y633. Le fonctionnement de ce type de push-pull a déjà fait l'objet de commentaires de notre part. Il présente l'avantage de supprimer le transfo d'adaptation pour le HP qui est une pièce encombrante et génératrice de distorsions. Du point de vue de l'alimentation en courant continu les deux transistors sont montés en série. En effet, si nous partons du — 9 V pour aboutir au + 9 V, nous trouvons successivement le collecteur d'un des Y633, son circuit émetteur avec la résistance de stabilisation de 4,7 Ω, le collecteur du second Y633 et son circuit émetteur avec la résistance de stabilisation qui fait aussi 4,7 Ω.

Pour l'attaque des bases des deux transistors, le transfo driver possède de secondaires séparés, mais parfaitement ide tiques. Aux points froid de ces secondai aboutissent des ponts qui procurent polarisations des bases. Ces ponts qui so formés par des résistances de 2 200 Ω de 100 Ω sont également placés en sé entre + et — 9 V. Le HP dont la bobi mobile fait 25 Ω d'impédance est branc entre le point de jonction des circu émetteur-collecteur des deux transistors la ligne + 9 V (masse). Un condensate de 100 µF évite le passage dans ce bobine mobile du courant continu d'a mentation. Un condensateur de 10 placé entre les bases des deux Y633 re la tonalité générale de l'audition plus gra Une prise HPS offre la possibilité de br cher un autre haut-parleur ou un casq

L'interrupteur est placé dans la lig — 9 V. Dans cette ligne on a prévu u cellule de découplage formée d'une ré tance de 43 Ω et d'un condensateur 100 µF. L'alimentation de l'étage pu pull et du circuit collecteur de l'éta driver est prise avant cette cellule.

Réalisation pratique.

On commence par câbler la plaquette du circuit imprimé, dont la vue du dessus est donnée à la figure 2. C'est de ce côté opposé au câblage que seront disposés toutes les pièces. Vous pouvez remarquer que la plaque de bakélite est percée de trous qui servent au passage des fils de liaison des différents organes et rendent possible leur soudure sur les connexions du circuit imprimé sur l'autre face.

En premier, on met en place les transfos MF. Pour cela, on introduit leur patte de fixation et leurs fils de branchements dans les séries de trous destinés à les re voir. Ces organes étant bien mainte contre la plaque de bakélite, on effec les soudure sur le circuit imprimé. Ai ces transfos se trouvent du même c fixés et branchés. Le montage du tran driver se fait de la même façon. On p ensuite successivement tous les conden teurs et les résistances. On procédera comparaison avec la figure 2 en ayant s de bien repérer la position des trous et respectant les valeurs indiquées. De pl pour les condensateurs électrochimiqu

il faut veiller au sens de branchement, étant donné que ces pièces sont polarisées. Tous ces organes doivent être placés contre la plaque de bakélite. Si on apporte un peu d'attention à ce travail, il est pratiquement impossible de commettre d'erreur.

L'exécution des soudures réclame un certain soin. Il faut agir rapidement de manière que la soudure reste bien en goutte. Elle ne doit pas déborder et provoquer des courts-circuits avec les connexions voisines. Lorsque la soudure est refroidie, on coupe à la pince les fils qui peuvent en dépasser. Il est recommandé d'utiliser un fer chauffant bien et de la soudure de bonne qualité. Une connexion en fil de câblage isolé est à établir. Vous la repérerez facilement sur la figure 2. On termine le câblage de la plaque par la mise en place des transistors et des diodes. La disposition est facile à repérer. Pour la soudure, nous vous renouvelons les conseils d'usage : il faut laisser les fils suffisamment longs et les serrer entre les becs d'une pince plate pour éviter que la chaleur soit transmise aux jonctions.

On fixe sur le châssis principal : le HP, le bloc, le CV, le potentiomètre interrupteur, la prise Antenne, le jack HPS, la platine imprimée et on procède aux liaisons indiquées sur la figure 3.

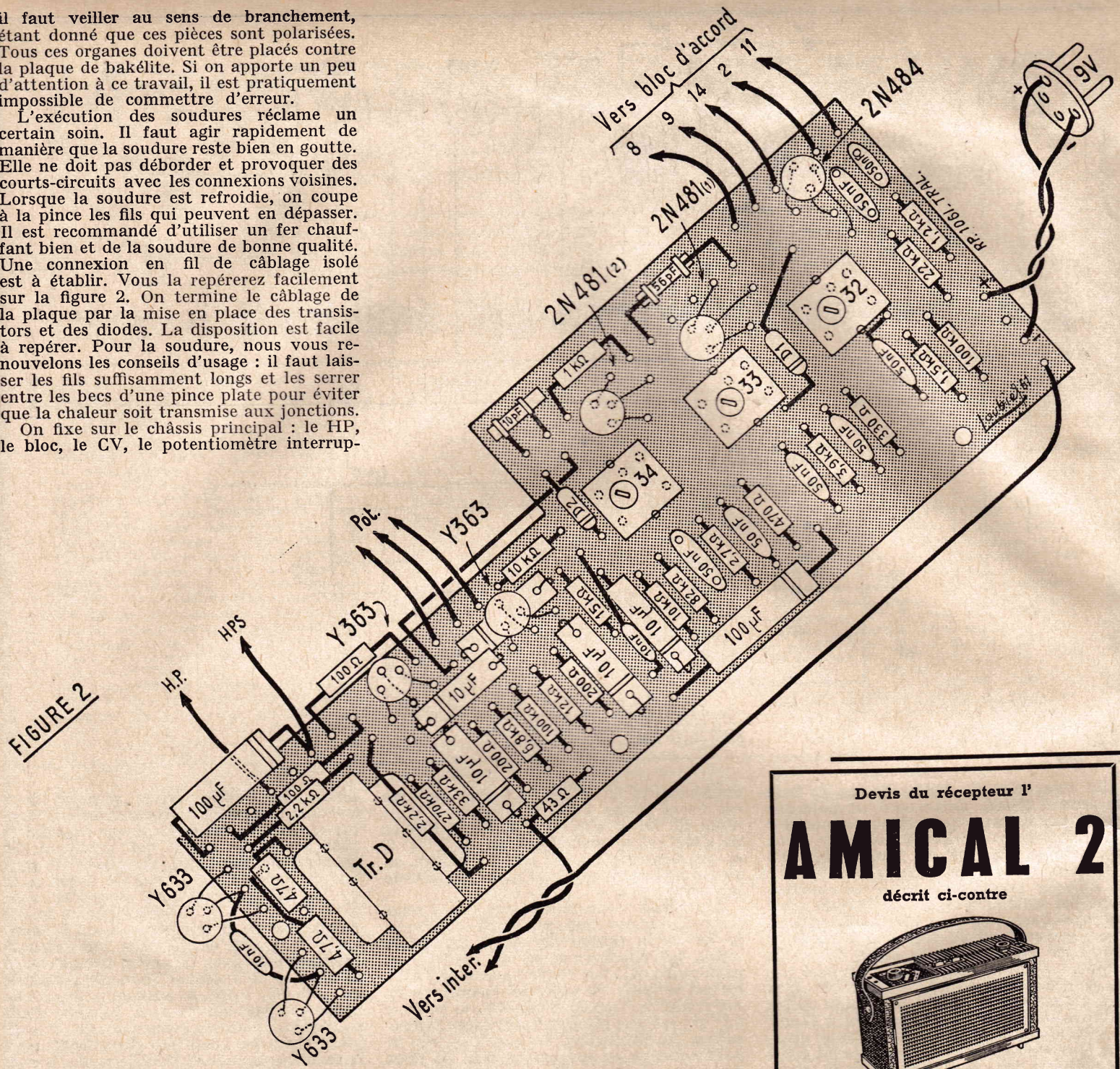


FIGURE 2

On relie la fourchette du CV à la cosse 12 du bloc à la tôle du châssis. On connecte la cage 490 pF à la cosse 5 du bloc et la cage 210 pF à la cosse 17. La cosse de l'axe du CV et la cosse 8 du bloc sont reliées au point 5 du circuit imprimé. Les points 1, 2, 3 et 4 de ce circuit sont respectivement connectés aux cosses 11, 2, 14 et 9 du bloc.

Sur le bloc on soude : un condensateur de 22 pF entre 17 et 19, un 3 nF entre 18 et 12, un 10 pF entre 3 et 12, un 47 pF entre 6 et 12.

On relie les cosses du potentiomètre aux points 1, 2 et 3 du circuit imprimé. Ces chiffres sont gravés du côté « connexions de ce circuit. Attention à ne pas les confondre avec les points de mêmes chiffres que nous avons cités plus haut.

On connecte la prise « antenne à la cosse 16 du bloc. Le contact latéral de cette prise est réuni à la cosse extrême du potentiomètre qui est en liaison avec le point 3 du circuit imprimé. A l'aide de deux conducteurs torsadés on relie l'interrupteur du potentiomètre au circuit imprimé, comme il est indiqué sur la figure 3. On branche le haut-parleur et la prise HPS. On fixe le cadre sur le châssis et on relie ses cosses 1, 4, 12, 15 aux cosses correspondantes du bloc. On soude un condensateur de 22 pF entre ses cosses 4 et 15 et un condensateur de 187 pF entre ses cosses 12 et 15. Enfin par un cordon souple à 2 conducteurs on connecte le bouton de branchement de la pile entre les points — et + du circuit imprimé (*voir figure* 2 *comment doit s'établir cette liaison*).

Mise au point.

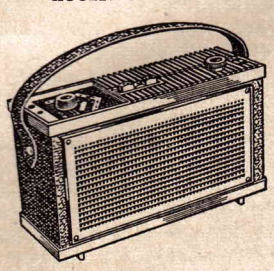
On commence par retoucher l'accord des transfos MF. Ensuite, on passe à l'alignement des circuits accord et oscillateur pour les différentes gammes. Voici comment il faut procéder :

Gammes PO cadre : A l'aide d'un fil de cuivre de 3 mm environ de diamètre,

Devis du récepteur l'

AMICAL 2

décrit ci-contre



Prix des pièces principales :

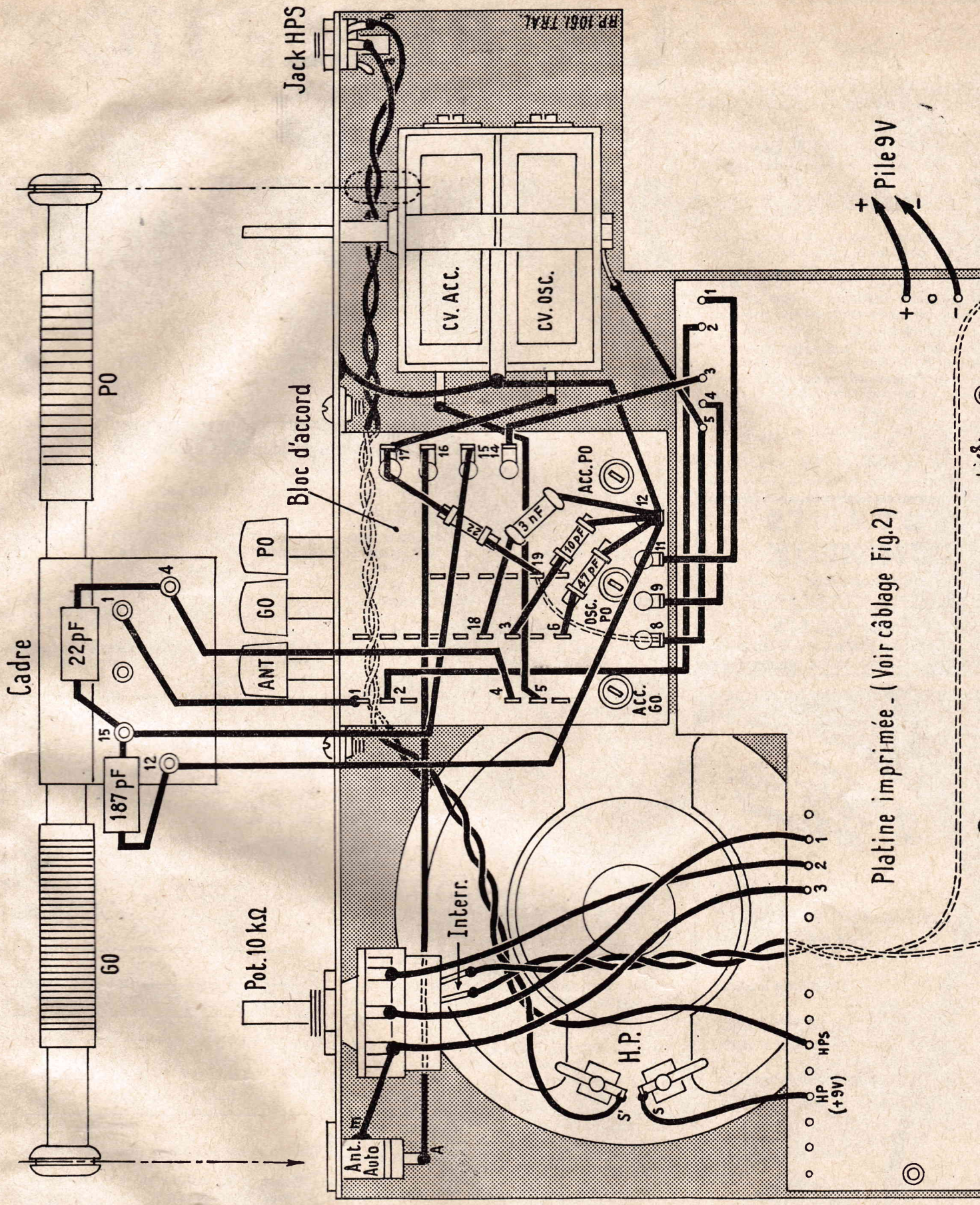
Ebénisterie	22.00
Châssis + circuits imprimés	6.50
Bloc + cadre + MF	30.00
CV + Cadran	13.00
HP	15.50
Transfo driver	6.80
1 jeu de transistors	39.00

Complet en pièces détachées avec fils, visserie, soudure, résistances, tout le petit matériel et les transistors. Prix **160.**00

Complet en ordre de marche **212.**00

TERAL

26 bis, rue TRAVERSIÈRE, PARIS (12e).
C.C.P. PARIS 13 039-66.



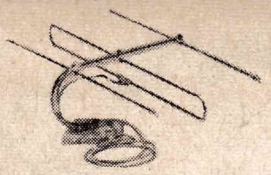
on réalise une boucle de 20 cm de diamètre dont les extrémités sont branchées aux deux fils de sortie du générateur HF. On place cette boucle à 10 cm du récepteur de telle façon que le cadre soit perpendiculaire au plan de la boucle. On enclenche la touche PO du bloc et on règle le potentiomètre de volume au maximum. Le générateur accordé sur 574 kHz et l'aiguille du cadran étant amenée sur la position correspondante (157°) on règle d'abord le noyau oscillateur PO puis la self PO du cadre.

On accorde ensuite le générateur sur 1 400 kHz et on amène l'aiguille du cadran du récepteur sur la position correspondante (24,5°). On règle les trimmers du CV en commençant par celui de la cage 210 pF.

Il convient de faire plusieurs fois c férents réglages pour obtenir le ma de précision dans l'alignement.

Gammes GO Cadre : On enclen touche GO du bloc. Le générateur guille du récepteur étant réglés sur 21 on procède à l'accord en déplaçant l' lement GO du cadre.

(Suite page



Cette ANTENNE TELEVISION d'intérieur Bande 3 - 3 éléments avec câble coaxial et fiche.

Pour seulement : **24,05 N.F.**

Ce n'est pas une "Réclame du mois" ou une offre sans suite faite pour écouler un lot de 2e choix, mais la preuve pour vous que COGEREL est vraiment "bien placé" pour tous ce qui concerne les composants électroniques de marque.

Vous avez des besoins dans ce domaine ? *N'hésitez pas !* Ecrivez pour demander le catalogue gratuit en joignant 4 timbres pour frais ou venez à :

COGEREL Centre de la Pièce Détachée

3, rue la Boëtie, PARIS-8e · Tél : ANJ. 18-30

VOYANTS LUMINEUX

d'importation.

Les plus beaux... et les plus modernes

RADIO-RELAIS

18, rue Crozatier, Paris (12e). DID. 98-89

PARKING ASSURÉ

LA RÉCEPTION DU 2e PROGRAMME TV

par Gilbert BLAISE

Depuis 1959, il est question de transmettre un second programme TV, mais ce n'est qu'en juin 1961 que les décisions officielles ont été prises au sujet des caractéristiques des émetteurs qui le transmettront.

Ces caractéristiques diffèrent notablement de celles qui étaient envisagées en 1959.

En effet, à cette époque, il s'agissait de transmettre le second programme sur 819 lignes et en UHF.

En raison du rendement plus faible du bloc tuner UHF, qui, en 819 lignes, devait être à très large bande, de nombreuses objections furent présentées par les spécialistes de la réception TV.

De plus, avec des bandes de l'ordre de 15 MHz, par canal, on n'aurait pu loger même en UHF, que deux fois moins d'émetteurs que si la bande de chaque canal avait été réduite de moitié, c'est-à-dire à environ 8 MHz.

Finalement, après l'élaboration de nombreux projets, et après divers essais effectués par la R.T.F. et par les laboratoires d'applications de nos grandes fabricants de lampes, par les spécialistes du bobinage TV et, bien entendu, par plusieurs constructeurs de téléviseurs, il a été décidé d'émettre sur UHF (ultra-hautes fréquences) mais sur un standard 625 lignes de caractéristiques particulières dont certaines sont différentes de celles des standards 625 lignes existant actuellement en Europe (Allemagne, Italie, Belgique, etc.).

Les standards 625 lignes européens sont actuellement de deux sortes. Ceux du type E et ceux du type B.

Les standards 625 E (E = européen) adoptés en Allemagne, Italie, Hollande, etc., présentent, outre les 625 lignes correspondant à une fréquence du balayage de 15 625 Hz, les quatre caractéristiques essentielles suivantes :

1° Polarisation négative des signaux de modulation de lumière ;

2° Différence entre les fréquences porteuses image (f_i) et son (f_s) :

$$\Delta f = 5{,}5 \text{ MHz.}$$

3° Largeur de bande MF et VF d'environ 5 MHz ;

4° Son à modulation de fréquence.

Le standard 625 B est celui adopté en Belgique.

Il se caractérise par

1° Polarisation positive des signaux de modulation de lumière comme dans le 819 lignes français (et le 819 belge et luxembourgeois) ;

2° Différence $\Delta f = 5{,}5$ MHz comme dans le 625 E ;

3° Largeur de bande 5 MHz environ comme dans le 625 E, 819 belge et 819 luxembourgeois ;

4° Son à modulation d'amplitude comme dans tous les 819 lignes actuels et dans le 405 lignes anglais.

Le nouveau standard 625 lignes adopté en France que nous désignerons en abrégé par 625 E, est analogue au 625 B (belge), mais il présente, par rapport à celui-ci, une différence extrêmement importante. La différence Δf des porteuses f_i et f_s n'est pas de 5,5 MHz comme dans les standards 625 lignes, mais plus grande. Pour ce 625 ligne, on a :

$\Delta f = 6{,}5$ MHz.

valeur qui est égale à celle adoptée en U.R.S.S. pour le standard 625 R qui, par ailleurs, présente des différences par rapport aux autres standards.

Le tableau I résume les caractéristiques des différents standards.

8L2 6 I

Standard	625 E	625 B	819 F	625 F	Unité
F	5,5	5,5	11,15	6,5	MHz
B (env.)	5	5	10	6	—
Son	FM	AM	AM	AM	—
Polaris. lumière	Nég.	Pos.	Pos.	Pos.	—

Conséquences du choix du standard 625 F.

Grâce à la valeur de 6,5 MHz de Δf, on pourra placer un nombre plus grand de canaux qu'avec le standard 819 F.

Egalement, en raison de la valeur de Δf, la qualité de la définition dans le sens des lignes sera supérieure à celle des standards 625 E et 624 B, approchant de celle du 819 F.

En effet, la qualité serait la même si la proposition ci-après était réalisée :

$$\frac{624}{819} = \frac{B_o}{11{,}15}$$

ce qui donne $B_o = 8,4$ MHz alors qu'en réalité on a $B_o = \Delta f = 6,5$ MHz.

11,15 est la valeur de Δf, différence des porteuses dans le standard français 819 lignes. On notera que la relation donnée plus haut n'est pas rigoureuse.

En résumé, le 625 F sur lequel sera transmis le second programme UHF (435 à 900 MHz) diffère du 819 F et de tous les autres standards existants.

Il en résulte l'obligation de réaliser des téléviseurs possédant les caractéristiques nécessaires. Il est évident que les mêmes téléviseurs devront recevoir également les émissions actuelles effectuées sur VHF, bandes I et III.

Finalement, on est amené à concevoir des téléviseurs bistandards 819 F-625 F pour la plus grande partie du territoire français et des multistandards qui, outre les deux standards français, pourrait recevoir des standards étrangers (belges, luxembourgeois, allemand, suisse, italien, anglais) dans les régions proches des pays voisins.

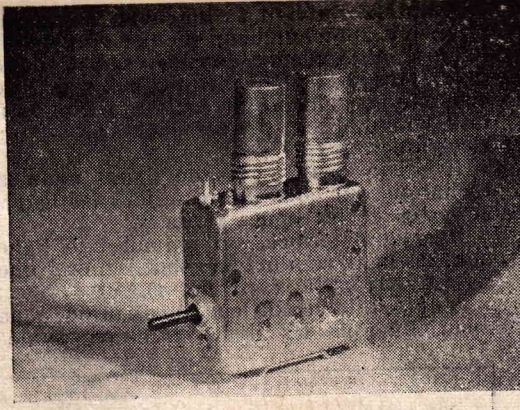


FIG. 2. — *Un tuner UHF.*

La situation actuelle.

On peut considérer la situation actuelle sous des aspects différents, comme ceux-ci : émission, construction de récepteurs, utilisateurs.

Emission : le nouveau standard 625 F sur lequel s'effectueront les émissions sur divers canaux des bandes IV et V des UHF, est, semble-t-il, définitif puisque consacré par un décret officiel. La date n'a pas été fixée au moment où nous écrivons ces lignes.

On ne connait même pas les fréquences des canaux des nouvelles émissions, mais cela n'a aucune importance, car les dispositifs de réception en UHF comportent tous l'accord continu sur tous les canaux UHF.

D'après les indications données plus haut, il est parfaitement possible de construire dès maintenant les récepteurs convenant au second programme.

Les constructeurs peuvent fournir actuellement des téléviseurs bistandard 819-625, mais pratiquement, la plupart offrent des téléviseurs *adaptables* au nouveau programme.

Ces téléviseurs comportent en général tous les éléments nécessaires au fonctionnement sur les deux standards sauf le bloc-tuner UHF et le commutateur permettant de passer d'un standard à l'autre et mettant en circuit les bobinages d'entrée UHF (tuner) ou VHF (rotacteur).

L'utilisateur est évidemment dans une situation embarrassante sauf s'il ne possède encore aucun téléviseur. Dans ce dernier cas, il doit acquérir un récepteur bistandard ou adaptable au bistandard, s'il désire recevoir le second programme.

S'il possède déjà un téléviseur du type uniquement destiné aux 819 lignes français, il aura le choix entre plusieurs solutions :

1° Echanger son téléviseur contre un modèle nouveau comme indiqué plus haut;

2° Faire modifier son appareil actuel par le constructeur de l'appareil ou par un de ses agents autorisés.

3° Effectuer lui-même les modifications s'il est suffisamment au courant de ces travaux relativement délicats.

Disons tout de suite que la meilleure solution, mais probablement la plus onéreuse est la première.

L'utilisateur bénéficiera d'un appareil dernier modèle et n'aura à se soucier de rien en ce qui concerne les transformations à effectuer, mais la note sera lourde.

La seconde solution est bonne à condition que le téléviseur normal 819 F-VHF que l'on possède se prête facilement aux transformations exigées et que le commerçant ou l'industriel à qui l'on s'adressera veuille bien prêter son concours. Il faut aussi que les travaux de transformation soient relativement économiques pour que cette seconde solution soit préférée à la première.

Enfin, reste la troisième solution qui est à la portée des techniciens capables d'entreprendre le travail de transformation de leur téléviseur normal.

Dans cette étude et les suivantes, nous traiterons surtout de ce travail en indiquant à nos lecteurs quels sont les circuits à modifier et comment se présentent les accessoires spéciaux qu'ils auront à incorporer dans leur téléviseur.

Nous commencerons par une analyse rapide des dispositifs actuels de réception des émissions sur ultra-hautes fréquences.

Les ultra-hautes fréquences.

On divise les hautes fréquences en plusieurs groupes, notamment les VHF (très hautes fréquences) qui s'étendent de 30 à 300 MHz et les UHF (ultra-hautes fréquences) qui s'étendent de 300 à 3 000 MHz. (*voir fig.* 1).

En télévision, on utilise, dans ces groupes, les bandes suivantes : I entre 41 et 68 MHz,

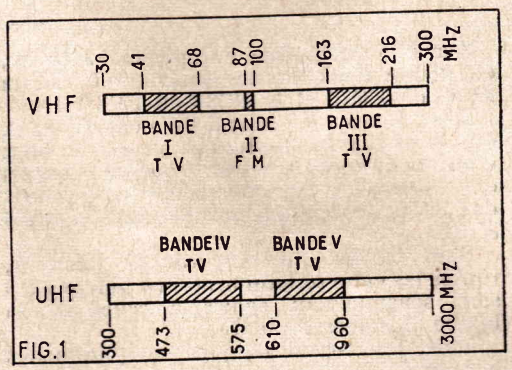


FIG. 1

III entre 163 et 216 MHz, IV entre 473 et 585 MHz et V entre 610 et 960 MHz.

Les limites de ces bandes sont approximatives. La bande II, 87,5 à 100 MHz, est utilisé en modulation de fréquence radio.

La réception des VHF s'effectue actuellement à l'aide de rotacteurs, blocs comportant le montage d'un étage HF, et d'un étage changeur de fréquence avec un dispositif rotatif à plusieurs positions (généralement 6 ou 12), mettant en circuit les bobinages contenant à chaque canal.

Ces blocs rotacteurs utilisent des lampes qui fonctionnent très bien aux fréquences inférieures à 250 MHz, donc sur les bandes I et III, mais ne sont pas utilisables avec un bon rendement en UHF.

D'une manière générale et d'après les exigences de la technique actuelle, on a été amené à monter pour les bandes IV et V des UHF, un bloc spécial dit tuner UHF, contenant principalement deux lampes spécialement étudiées pour ces fréquences élevées, des circuits à lignes remplaçant les bobinages classiques et des condensateurs variables d'accord conjugués sur un même axe, permettant l'accord *continu* sur toute fréquence de réception comprise entre la limite inférieure de la bande IV, environ 473 MHz, et la limite supérieure de la bande V, environ 960 MHz.

La recherche de la station désirée s'effectuera par conséquent en tournant l'unique bouton de condensateurs variables d'accord des lignes du tuner. La figure 2 donne l'aspect d'un tuner UHF.

Celui-ci est constitué par deux étages. Le premier est l'étage amplificateur haute fréquence et le second l'étage changeur de fréquence. Chacun utilise, dans la technique européenne actuelle une seule lampe triode du type EC86 ou EC88 en haute fréquence et EC86 en changement de fréquence.

La lampe HF est montée avec grille à la masse, entrée à la cathode et sortie à la plaque. La figure 3 donne le schéma de principe et un bloc UHF conçu d'après ces données.

Notions sur les lignes.

Les lignes sont utilisables comme « bobinages » aux fréquences de l'ordre de 400 à

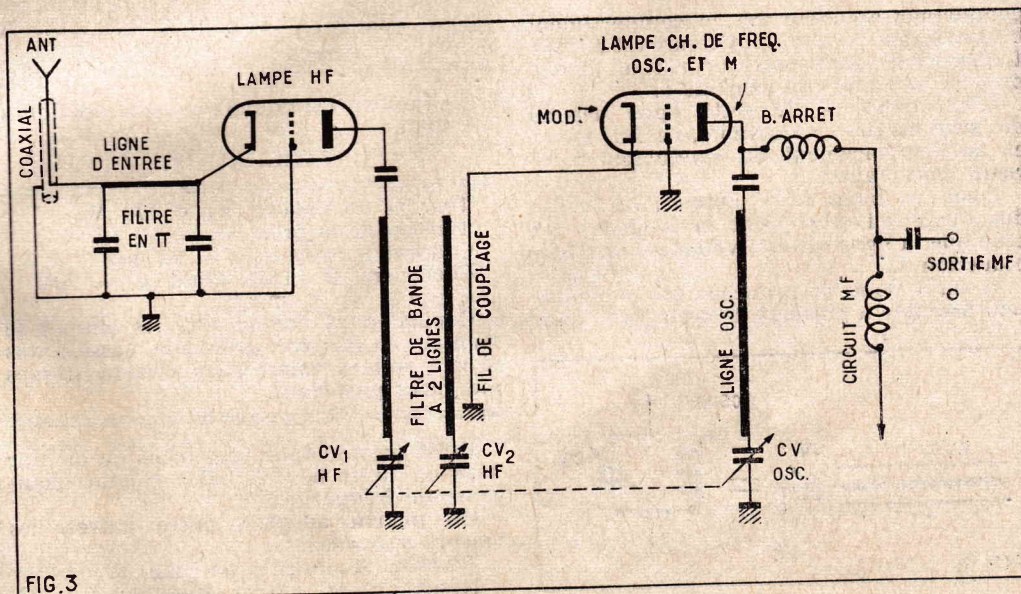


FIG. 3

1 000 MHz. Suivant sa longueur, comparativement à la longueur d'onde correspondant à la fréquence considérée, une ligne peut être considérée équivalente à une capacité parallèle, à une self-induction ou à une combinaison de ces deux grandeurs électriques.

Il existe deux sortes de lignes dans la technique qui nous intéresse ici : les lignes ouvertes et les lignes fermées.

Par ligne fermée, on entend une ligne dont les deux conducteurs sont réunis à une de ses extrémités (*voir fig.* 4).

Au point de vue de leur constitution, nous mentionnerons les lignes bifilaires symé-

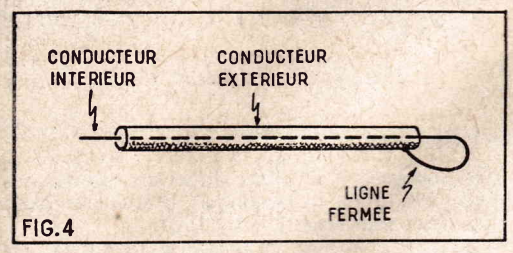


FIG.4

triques, dont les deux conducteurs, des fils parallèles, sont identiques et les lignes asymétriques dont les deux conducteurs, également parallèles sont de section différente.

Les lignes coaxiales sont un cas particulier des lignes asymétriques.

En UHF, les lignes utilisées actuellement dans les tuners sont asymétriques et se composent d'un conducteur représenté par un fil métallique contenu dans le second conducteur qui est représenté par un compartiment blindé du tuner.

La figure 5 montre comment est constituée une ligne de ce genre. Le conducteur intérieur de cette ligne est le fil *ab* et le

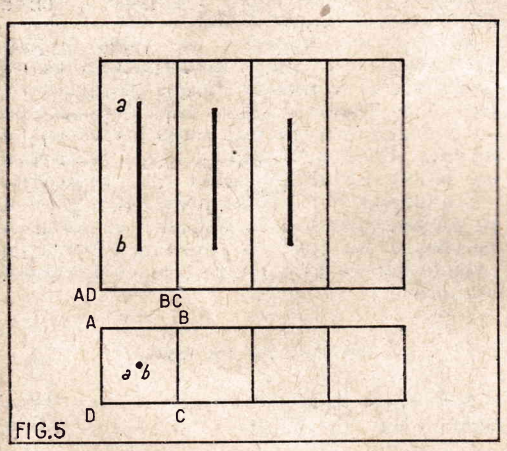


FIG.5

conducteur extérieur est le compartiment du tuner dont la partie inférieure est ABCD. La ligne commence pratiquement au niveau de *a* et se termine à celui de *b*.

L'impédance Z de cette ligne dépend des sections des conducteurs, de leur forme et de l'emplacement du conducteur intérieur dans l'autre.

Dans les blocs UHF actuels, on utilise des lignes ouvertes dont la longueur est telle que la ligne est équivalente à une self-induction L.

Il suffit donc de brancher un condensateur variable à un bout de cette ligne pour

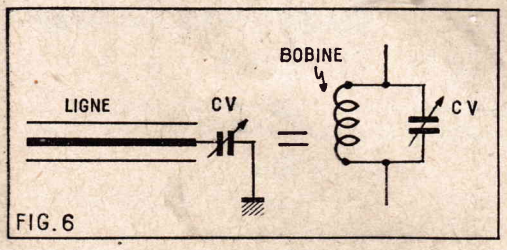


FIG.6

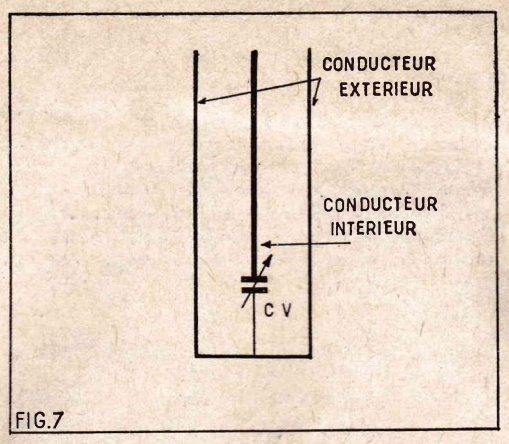


FIG.7

constituer un circuit équivalent à un circuit classique LC parallèle (*voir fig.* 6).

La figure 7 montre une forme pratique de ligne de ce genre représentée par les deux conducteurs.

On voit que le condensateur variable est bien branché entre les extrémités des deux conducteurs de cette ligne ouverte à ses deux extrémités.

La longueur de la ligne doit être inférieure à 1/4 pour qu'elle puisse être complétée par un condensateur parallèle.

Soit, par exemple, le cas d'un accord sur $f_0 = 500$ MHz. La longueur totale correspondante est :

$$\lambda_0 = \frac{300}{500} \text{ m} = 0{,}6 \text{ m} = 60 \text{ cm.}$$

Le quart d'anode est donc long de 15 cm et la ligne doit être plus courte que 15 cm.

En pratique on trouve dans les tuners des conducteurs intérieurs dont la longueur détermine approximativement la longueur de la ligne, longs de 2 à 6 cm. On complète le circuit accordé par des condensateurs variables de faible capacité et de faibles dimensions.

A la fréquence $f_1 = 900$ MHz, la longueur d'onde est

$$\lambda_1 = \frac{300}{900} = 0{,}33 \text{ m} = 33 \text{ cm environ.}$$

et le quart d'onde est égal à 8,2 cm environ. Si le tuner doit être accordable entre 900 et 450 MHz, il faut que le conducteur intérieur soit inférieur à $\lambda_1/4 = 8{,}2$ cm. On adoptera par exemple 4 cm. Dans ces conditions, en montant la capacité variable en bout de ligne ouverte, l'accord passera nécessairement de 900 à 450 MHz à mesure que la valeur de la capacité en service augmentera.

Les lampes.

Dans la technique européenne actuelle, on utilise deux triodes spéciales UHF, la PC86 ou EC86 et la PC88 ou EC88.

Les triodes « P » sont à filament de 0,3 A qui doivent être montées en série avec ceux d'autres lampes du même type « P » tandis que les triodes « E » possèdent un filament de 6,3 V pour montage parallèle (*voir figure* 8 *et* 9).

Sauf en ce qui concerne le filament, toutes les caractéristiques d'une lampe « P » sont sensiblement égales à celles de la lampe E correspondante.

Voici les caractéristiques comparées des lampes E (P) C86 et E (P) C88 :

Lampes E (P) C88. Filament 6,3 V 0,08 A pour la EC88 et 4 V 0,3 A pour la PC88.

Pour les deux EC88 et PC88 :

Les conditions normales d'emploi sont indiquées par le tableau II ci-après :

TABLEAU II

Tension de l'anode V_a = 160 V.
Tension de la grille V_g = 1,25 V.
Courant anodique I_a = 12,5 mA.
Coefficient d'amplification μ = 65.
Pente S = 14, mA/V.

Pour les lampes E (P) C86 le filament est de 6,3 V 0,2 A, (EC86) et de 3,6 V 0,3 A (PC86).

Le tableau III donne ses caractéristiques d'emploi :

TABLEAU III

Tension de l'anode V_a P 175 V.
Tension de la grille V_g = — 1,5 V.
Courant anodique I_a = 12 mA.
Coefficient d'amplification μ = 70.
Pente S = 14 mA/V.

Comme nous l'avons dit, ces lampes se montent en HF avec grille à la masse. Dans ce cas, restent valables les caractéristiques indiquées plus haut.

Il est recommandé également de monter dans un tuner la E (P) C86 comme changeuse de fréquence.

On pourra adopter, entre autres, les valeurs suivantes :

Tensions d'alimentation 220 V.
Résistance du circuit anodique 5,6 kΩ.

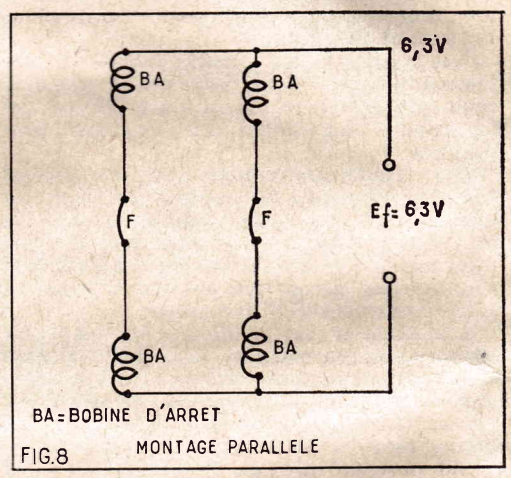


FIG.8

Résistance de fuite de grille 47 kΩ.
Courant anodique 12 μA.
Courant de grille 50 μA.

On notera que les valeurs numériques indiquées plus haut sont susceptibles d'être modifiées pour de nouvelles séries améliorées et peuvent également varier suivant leur marque.

Exemple de bloc tuner UHF.

Des tuners UHF sont actuellement fabriqués par les grands spécialistes français et étrangers de bobinages.

L'emploi des tuners fabriqués en France est recommandé par le fait que ceux-ci sont prévus pour le montage dans les récepteurs bistandard 819 F — 625 F. De plus, ces tuners fournissent à la sortie les signaux MF image et son convenant au standard 625 F aux valeurs adoptées en France en moyenne fréquence.

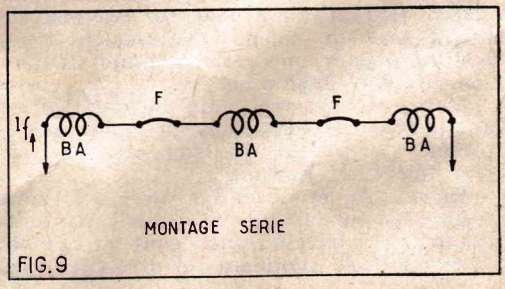


FIG.9

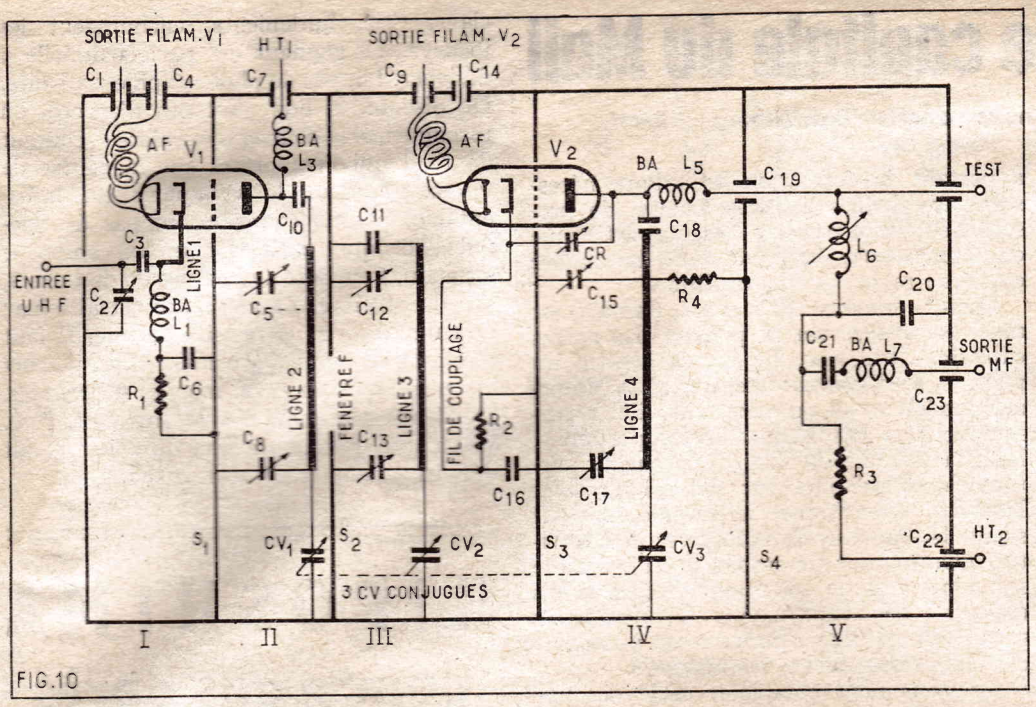


FIG.10

Un excellent tuner est celui dont le schéma est donné par la figure 10. Il est construit par Oréga.

Sa forme est indiquée par la figure 11.

Considérons le schéma de la figure 10. L'ensemble du tuner est enfermé dans un boîtier métallique à 5 compartiments que nous avons numérotés de I à V. Il y a donc 4 séparations entre ces compartiments, numérotés de S_1 à S_4.

Dans ces séparations métalliques, on a pratiqué des orifices laissant le passage de connexions dont certaines comme celle de L_8 par exemple, par l'intermédiaire de condensateurs dit by-pass comme C_{19}.

Sur S_1, il y a une fenêtre permettant le couplage magnétique entre les lignes 2 et 3 constituant un filtre de bande.

Enfin, les lampes sont montées à cheval sur deux compartiments de manière que la partie cathode grille soit dans un compartiment et la partie grille plaque dans l'autre.

Passons en revue successivement les divers compartiments.

Compartiment I.

Dans celui-ci se trouvent les circuits d'entrée de l'amplificatrice haute fréquence V_1 type EC86 (ou PC86).

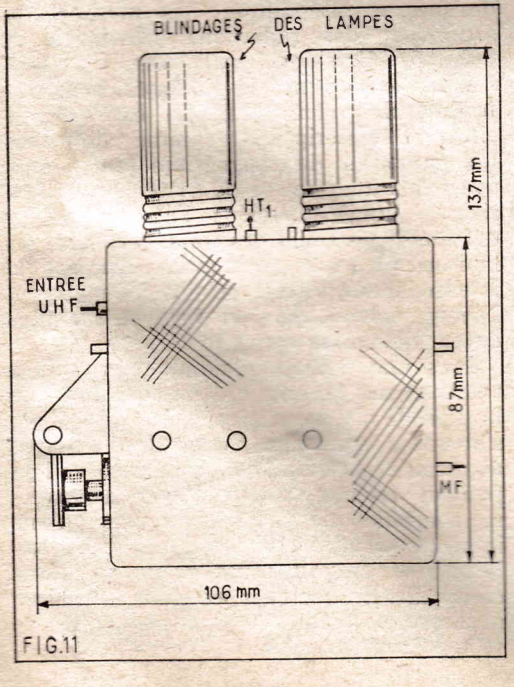


FIG.11

A l'entrée UHF on a pratiqué un trou laissant passer le coaxial 75 Ω reliant l'antenne UHF à C_2 et C_3. Au point commun de C_3 et L_1 on trouve le début de la ligne 1, dont l'autre extrémité est reliée à la cathode de V_1.

On notera que pour la ligne 1 avec C_2 et la capacité passante entre cathode de V_1 et la masse constitue un filtre en II, laissant passer les signaux entre 400 et 900 MHz.

La polarisation de V_1 est assurée par R_1 et la séparation entre R_1 C_6 et la cathode, en UHF, par la bobine d'arrêt L_1. La grille est à la masse.

Compartiment II.

La plaque est chargée en UHF par la ligne 2 et alimentée à travers L_3 qui la sépare de la HT en UHF.

La ligne 2 est couplée à la ligne 3 à travers la fenêtre F. On accorde la ligne 2 par CV1.

Compartiment III.

Dans ce compartiment se trouve la partie cathode grille de V_2. Le filtre de bande ligne 2-ligne 3 est couplé à la cathode de V_2 par un fil parallèle à la ligne 2. La polarisation est assurée par R_2 C_{16}. L'accord de la ligne 3 est effectué par CV2.

Compartiment IV.

Nous y trouvons la partie grille-plaque de V_2. La grille est à la masse et l'accord oscillateur est effectué par CV3 en série avec la ligne 4.

Le signal MF passe par L_5 dans le compartiment suivant.

Compartiment V.

Ici sont logés les éléments MF et ceux d'alimentation en HT avec les sorties correspondantes.

Les valeurs des éléments du tuner Oréga sont :

$C_1 = 1\,000$ pF, $C_8 = 6$ pF, $C_3 = 10$ pF, $C_4 = 1\,000$ pF, $C5 = 6$ pF, $C_6 = 1\,000$ pF, $C_7 = 1\,000$ pF, $C_8 = 3$ pF, $C_9 = 1\,000$ pF, $C_{10} = 15$ pF, $C_{11} = 6$ pF, $C_{12} = 6$ pF, $C_{13} = 3$ pF, $C1_4 = 1\,000$ pF, $C_{15} = 6$ pF, $C_{16} = 1\,000$ pF, $C_{17} = 3$ pF, $C_{19} = 10$ pF, $C_{19} = 10$ pF, $C_{20} = 60$ pF, $C_{21} = 1\,500$ pF, $C_{22} = 1\,000$ pF, $C_{23} = 10$ pF, AF = bobines d'arrêt bifilaires pour les filaments, $R_1 = 130\ \Omega$, $R_2 = 240\ \Omega$, $R_3 = 3{,}3$ kΩ, $R_4 = 10$ kΩ, $V_1 = V_2 = E$ (P) C86.

G. B.

Vous paierez plus cher...
Mais quelle certitude de satisfactio
UN RELAIS S'ACHÈTE CHEZ
LE SPÉCIALISTE
RADIO-RELAIS
Le plus grand choix de relais en France !
18, rue Crozatier, Paris (12e). DID. 9
PARKING ASSURÉ

En écrivant aux annonceurs, recommandez-
" RADIO-PLANS "

PLUS D'ENNUIS DE PI
AVEC VOTRE
"TRANSISTOR
POUR VOTRE "TRANSISTOR DE POCH
UTILISEZ NOTRE
NÉO-ACCU-PILE
RECHARGEABL
« BATTERY »
PAS D'ENTRETIEN ● ÉTANC
Prix d'une « Battery »
Chargeur miniature.
AJOUTEZ 2 NF A V
COMMANDE POUR
D'EXPÉDITION
REMPLACE :
TOUTES les piles mir
9 V françaises.
Allemandes : Pertri
Anglaises : Berec PP
BB23.
Américaines : Burgue
Eveready 216. Ray O va
R.C.A. VS 323. Mallory
Neda 1604.
Japonaises : Tous l
dèles type 006P
Novel, Lamina, et
GRANDEUR NATURELLE
45 × 25 × 15 mm. Poids : 30 g.

UN "TRANSISTOR DE POCHE" POUR
(Alimentation 9 V)
Ensemble pour la réalisation d'un récepteur
(+ OC sur demande), comprenant :
1 jeu de bobinage et circuit de câblage - 1
3 transistors + diode - Condensateurs chi
papiers - Résistances - Décolletage, etc... Liv
schéma et plans de câblage.

TECHNIQUE SERV
15 bis, rue Emile-Lepeu - PARIS-XI
Tél. : ROQ. 37-71. PARKING
Métro : Charonne - Autobus : 76-56.
OUVERT TOUS LES JOURS SAUF LE DIM
● SIMPLIFICATION ●
EXPÉDITION : contre mandat ou chèque
à la commande.
C.C.P. 5643-45 PARIS
GALLUS PUBLICIT

CHANGEUR DE FRÉQUENCE

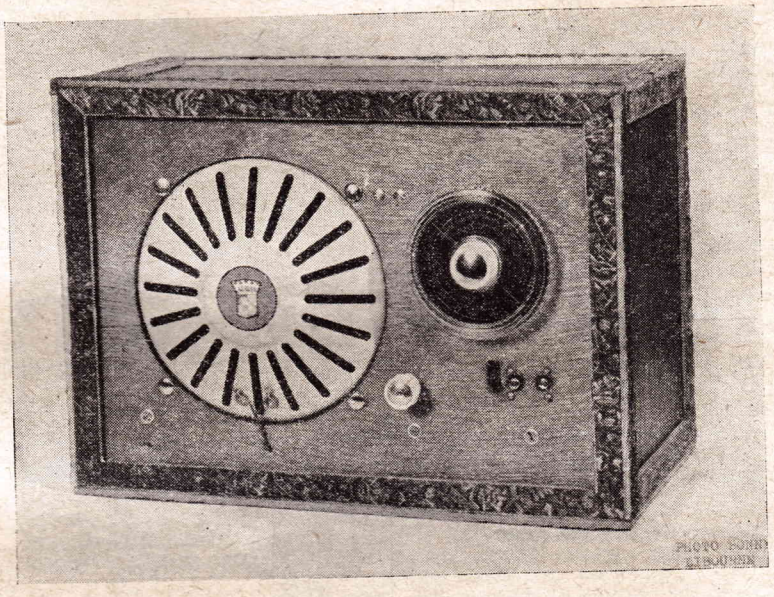
5 TRANSISTORS

CABLAGE CLASSIQUE ET CIRCUITS IMPRIMÉS

par Lucien LEVEILLEY

Nous avons réalisé, mis au point et essayé ce récepteur et nous pouvons dire qu'il possède une musicalité remarquable *(pour sa catégorie)*. Il la doit à son amplification basse fréquence en push-pull avec contre-réaction, à son haut-parleur de grand diamètre et de technique très récente, ainsi qu'à son coffret qui est de dimensions spacieuses et insonorisé (ce qui évite toute vibrations parasites, même pour des réceptions puissantes).

L'amplification basse fréquence comportant quatre transistors, il est puissant. Sa sensibilité et sa sélectivité sont équivalentes à celles d'un bon changeur de fréquence.



Vue extérieure montrant la disposition des pièces sur le panneau avant.
(Photo Bonny, Libourne.)

Châssis et devant du récepteur.

Pour les deux versions, châssis devant et coffret sont les mêmes. Le châssis est constitué par une planchette de bois de 10 mm d'épaisseur, 245 mm de long et 138 mm de large, fixé sur le panneau avant à l'aide de 3 vis à bois à tête fraisée de 3 × 20 (montage se faisant sur table »). Le panneau avant du récepteur est fait d'une plaque de contre-plaqué de 4 mm d'épaisseur, découpée et percée comme indiqué sur la figure 2. Pour la version en câblage imprimé, il est nécessaire de percer un trou de 6 mm en face du noyau de réglage du transfo oscillateur (celui-ci formant monobloc avec le commutateur PO-GO). Une fois le récepteur terminé, le panneau avant est fixé au coffret à l'aide de 8 vis à bois à tête fraisée de 3 × 20. Sur notre réalisation, nous avons dissimulé les dites vis à l'aide d'un encadrement en baguette de bois sculptée.

Coffret.

Le coffret est réalisé en bois de 10 mm d'épaisseur, conformément à la figure 3. Les côtés et le dessus sont collés et cloués. Le panneau avant et le fond du coffret sont fixé à l'aide de vis à bois, afin de demeurer démontable et rendre aisément accessibl toutes les pièces du récepteur. L'intérieu est entièrement revêtu d'isorel *mou* d 12 mm d'épaisseur.

L'isorel ne doit être ni collé, ni cloué mais simplement emboité de force à l'in térieur du coffret.

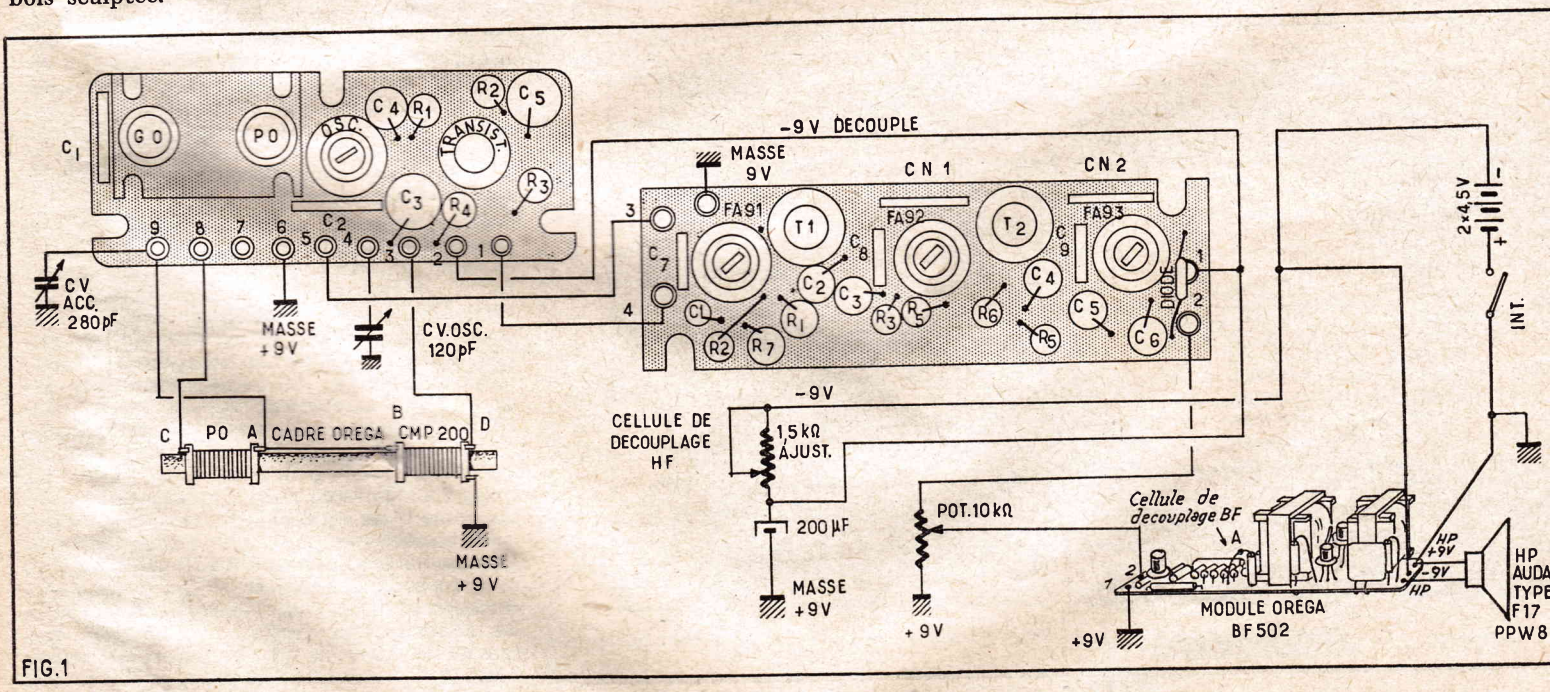


FIG.1

Circuits imprimés (modulés).

Leurs principaux avantages sont les suivants : ils permettent de réaliser ce récepteur *en vingt minutes*. En outre, leur trois transfos moyenne fréquence sont parfaitement alignés (les noyaux de réglage sont bloqués à la cire *et dans aucun cas*, il ne faut y retoucher). On obtient ainsi le maximum de sensibilité et de sélectivité, que le récepteur est susceptible de donner, sans avoir besoin d'appareil de mesure. Le noyau de l'oscillateur du module n'est pas bloqué, mais il est préréglé (de *très légères* retouches sont parfois nécessaires pour faire coïncider exactement l'aiguille du bouton du condensateur variable, avec les émetteurs figurant sur le cadran, lors de la réception de ceux-ci). La dite opération se fait très aisément *et ne nécessite aucun appareil de mesure*, pour être réalisée correctement.

Pièces détachées utilisées sur ce récepteur (en version circuits imprimés).

1 résistance au graphite ajustable de 1,5 kΩ.
1 condensateur électrochimique de 200 μF /12 V.
1 potentiomètre de 10 kΩ avec interrupteur.
1 condensateur variable de 280 pF, 120 pF avec trimers et à diélectrique solide (*fig.* 4).
1 cadran *spécial* pour ce condensateur variable et 1 bouton.
1 cadre type CMP 200.
1 module type F W 4 B.
1 module type F B 90.
1 module type B F 502.
1 haut-parleur Audax type F 17 PP W 8.
2 piles de poche de 4,5 V.

Caractéristiques techniques des modules.

Module FW4B : gammes couvertes en PO : 520 — 1605 kHz ; points d'alignement: 574 — 1400 kHz. Gammes couvertes en GO : 150 — 275 kHz ; points d'alignement : 160 kHz. Longueur : 63,5 mm, largeur : 25 mm, hauteur ! 19,5 mm. Fonction : changement de fréquence. Il est préréglé. Module FW4AB : ce module est réglé avec précision par le fabricant. Ses dimensions sont les suivantes : longueur : 75 mm, largeur : 23,5 mm, hauteur : 17 mm. Fonction : fréquence intermédiaire (moyenne fréquence). Module BF502 : puissance maximum : 500 mW ; impédance d'entrée : 5000 Ω ; impédance de sortie : 2,5 Ω ; gain de puissance : 70 dB ; courbe de réponse: + — 1 dB de 100 à 10 000 périodes ; distorsion harmonique : 5 % à 300 mW et 10 % à 500 mW ; contre-réaction : 10 dB. Dimensions : longueur : 115 mm ; largeur : 30 mm ; hauteur *maximum* (transfo compris) : 35 mm. Fonction : amplificateur basse fréquence à trois étages (quatre transistors et deux transformateurs), classe B (push-pull).

Caractéristiques communes à ces trois modules : ils se composent d'une platine imprimée sur laquelle sont déjà connectées toutes les pièces que doit comporter la fonction de chacun d'eux (commutateur PO-GO, transistors, résistances, thermitence, transfos, condensateurs fixes, etc.).

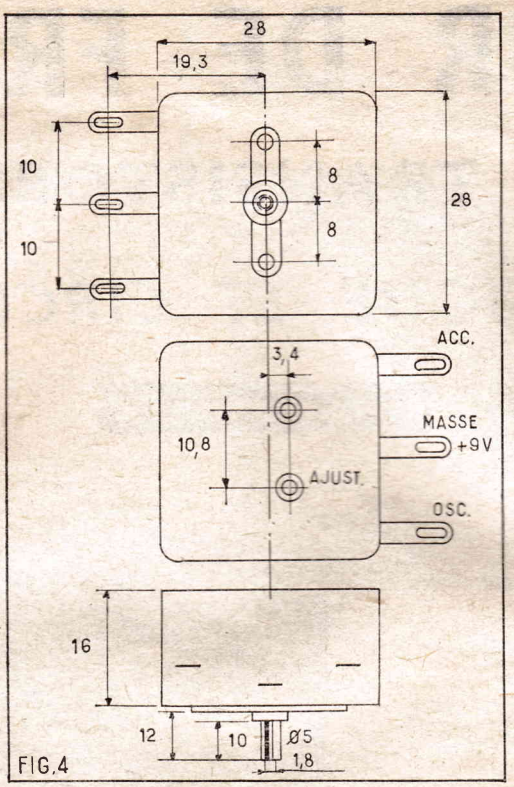


FIG.4

Câblage du récepteur (version circuits imprimés).

Mise en place des pièces : une planchette en bois de 10 mm d'épaisseur, 245 mm de long et 138 mm de large, est fixé sur le panneau avant à l'aide de 3 vis à bois à tête fraisée de 3 × 20. Sur cette planchette sont fixés le module FB90 et le module BF502. Ces modules sont fixés sur la planchette à l'aide de vis à bois de 3 × 16 et sont isolés du bois par de petits isolateurs en buis (utilisés pour la fixation du fil torsadé, dans les installations électriques lumière). Sur cette planchette sont également fixées la cellule de découplage HF ainsi que les deux piles de poche de 4,5 V (ces dernières sont fixées sur la planchette à l'aide d'une bride). Sur le panneau avant est fixé le module FW4B, ainsi que le commutateur à boutons poussoirs PO-GO (ce dernier est déjà monté sur le module FW4B, et toutes les connexions sont déjà faites). Sur le panneau avant son également fixés le condensateur variable 280 pF + 120 pF, ainsi que le potentiomètre, le cadre et le haut-parleur.

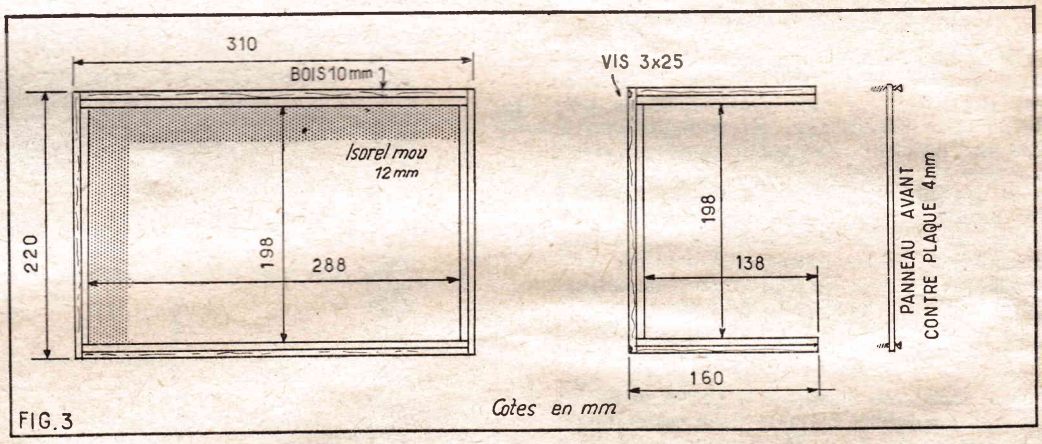


FIG.3

Le câblage est extrêmement simplifié et très rapidement réalisé (il peut être effectué en vingt minutes). Les connexions sont ainsi faites : la cosse 9 du module F14B est branchée à la cosse A du cadre, ainsi qu'à sa cosse B. La cosse 9 de ce module est également reliée aux lames fixes du condensateur variable de 280 pF. Les lames mobiles de ce condensateur variable sont branchées à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 8 du module FW4B est reliée à la cosse C du cadre. La cosse 7 du module *n'est branchée nulle part*. La cosse 6 du module est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 5 du module FW14B est branchée à la cosse 3 du module FB90. La cosse 4 du module F14B est reliée aux lames fixes du condensateur variable de 120 pF. Les lames mobiles de ce condensateur variable sont branchées à la masse (pôle positi

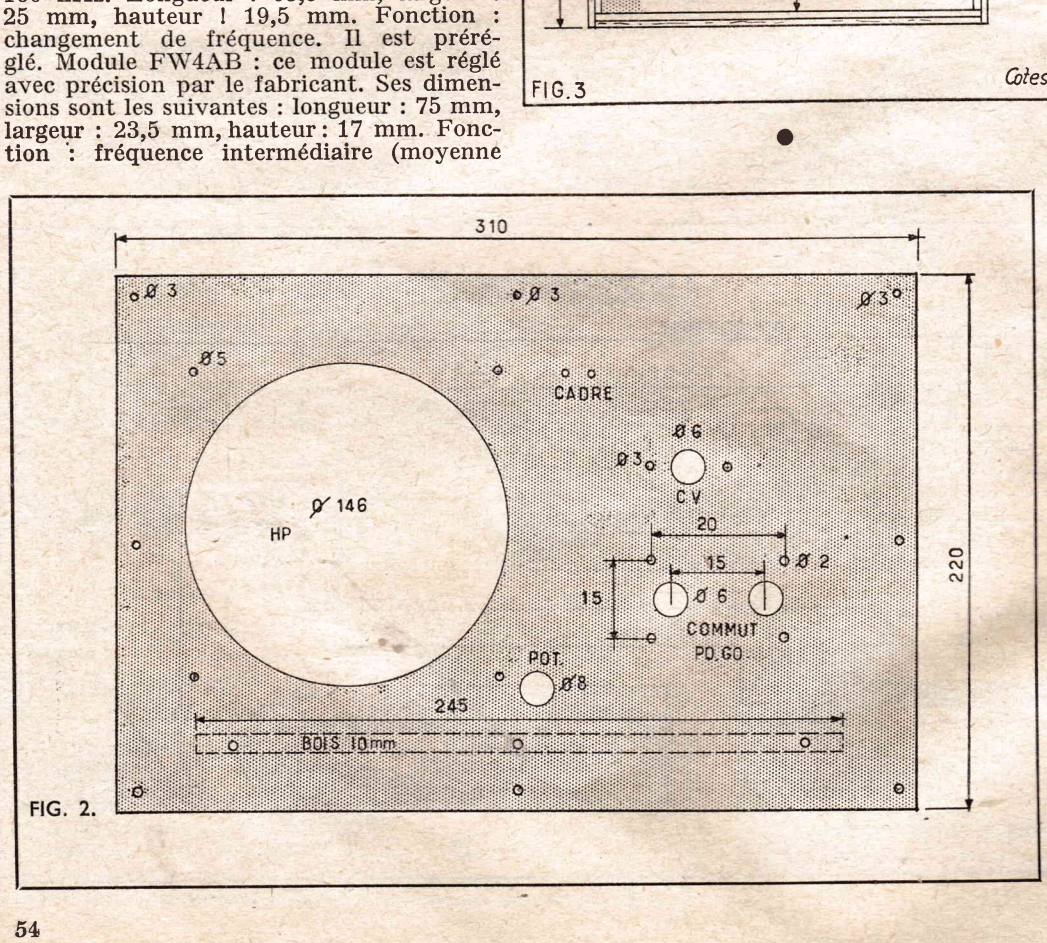


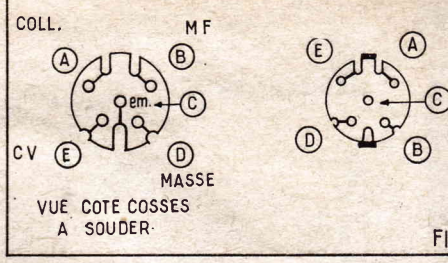
FIG. 2.

+ de la batterie d'alimentation). La cosse 3 du module FW4B est reliée à la cosse D du cadre. La cosse M de ce dernier est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 2 du module FW4B est reliée à la cosse 1 du module FB90 ainsi qu'à une résistance ajustable au graphite de 1,5 kΩ découplée par un condensateur électrochimique de 200 mF /9 V. La cosse demeurant libre de cette résistance ajustable est branchée au pôle négatif — de la batterie d'alimentation. La cosse 1 du module FW4B est reliée à la cosse 4 du module FB90. La cosse M de ce dernier est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 2 du module FB90 est reliée à une cosse extrême du potentiomètre de 10 kΩ (pot.). La cosse extrême demeurant libre de ce potentiomètre est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse médiane de ce potentiomètre est *directement* reliée à la cosse 2 du module BF502 (le condensateur électrochimique de liaison est incorporé à ce module et y est déjà tout connecté). La cosse 1 du module BF502 est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 3 de ce module est reliée à la masse (pôle positif d+ de la batterie d'alimentation). La cosse 3 de ce module est également branchée à une cosse du haut parleur. La cosse 4 de ce module est reliée au pôle négatif — de la batterie d'alimentation. La cosse 5 de ce module est branchée à la cosse demeurant libre du haut-parleur.

Entre le pôle positif + de la batterie d'alimentation et la ligne de masse est intercalé l'interrupteur du potentiomètre (pot.).

Sans aucune mise au point à faire (sauf réglages des bobinages PO-GO du cadre), ce récepteur fonctionne parfaitement aux premiers essais. Il est nécessaire quelquefois de retoucher légèrement le noyau du transfo oscillateur.

FIG.6



FI

de la batterie d'alimentation). Le pl
du commutateur est branché à un con
sateur fixe du type céramique de 245 pF
Le fil demeurant libre de ce condensa
fixe est relié à la cosse E du transfo
lateur (osc.). ainsi qu'aux lames fixe
condensateur variable de 120 pF.
lames mobiles de ce condensateur var
sont branchées à la masse (pôle posit
de la batterie d'alimentation). La cos
du transfo oscillateur (osc.) est reliée
masse (pôle positif + de la batterie
mentation). La cosse C du transfo
lateur est branchée à une résistanc
2,2 kΩ (R1). Le fil demeurant libre de
résistance est relié à l'émetteur du tra
tor SFT 108. Cette résistance (R1) est
drée par un condensateur fixe du type
mique de 0,01 mF (C4).

Le collecteur du transistor SFT108
branché à la cosse A du transfo oscill
(osc.). La cosse B de ce transfo est rel
la cosse D du transfo moyenne fréqu
FA91. La cosse E de ce transfo n'est
chée nulle part. La cosse B de ce tra
est reliée à la base du SFT107 (T1),
qu'à un condensateur fixe du type cé
que de 100 pF (CN1). Le fil demeurant
de ce condensateur fixe est branché
cosse B du transfo FA92, ainsi qu'
condensateur fixe du type céramiqu
60 pF (CN2). Le fil demeurant libre
condensateur fixe est relié à la cos
du transfo FA93. La cosse A du tra
FA91 est branchée à une résistanc
220 kΩ (R1). Cette résistance est déco
par un condensateur électrochimiqu
4 MHz. Le fil demeurant libre de
résistance est branché au — 9 V (*déco*

Câblage du récepteur (en version câblage classique).

Le câblage du récepteur est indiqué figure 5. Le brochage du transfo oscillateur est indiqué figure 6. Le brochage des transfos moyenne fréquence est indiqué figure 7. Châssis, coffret, devant, haut-parleur, cadre, condensateur variable, potentiomètre, cellule de découplage HF, alimentation, demeurent les mêmes que dans la première version *et leur disposition demeure également la même*, mais à la place des trois modules à circuits imprimés, il est évidemment nécessaire de se procurer les résistances, condensateurs fixes, transfos oscillateur et moyenne fréquence, ainsi que les transfos basse fréquence et les transistors et diode que comporte ce montage.

Les connexions sont ainsi réalisées : la cosse D du cadre est branchée à un condensateur fixe du type céramique de 0,04 MHz (C3). La cosse demeurant libre de ce condensateur est reliée à la vase du transistor SFT108. Cette base est reliée à une résistance de 4,7 kΩ (R2). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Cette base est également reliée à une résistance de 22 kΩ (R3). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la cosse C du transfo FA91, ainsi qu'à une résistance de 2,7 kΩ (R4). Cette résistance est découplée par un condensateur fixe du type céramique de 0,04 mF (C5). Le fil demeurant libre de cette résistance est relié au pôle négatif — de la batterie d'alimentation (*découplé par une résistance ajustable de 1,5 kΩ et un condensateur électrochimique de 200 mF)*. La cosse M du cadre est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation. Les lames mobiles du condensateur variable de 280 pF sont reliées à la masse (pole positif + de la batterie d'alimentation). Les lames fixes de ce condensateur variable sont branchées aux cosses A et B eu cadre, ainsi qu'à un condensateur fixe du type céramique de 100 pF (C1). Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est relié au plot 1 du commutateur PO-GO. Le plot 2 de ce commutateur est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Le plot 3 du commutateur est relié à la cosse C du cadre. Le plot 6 du commutateur n'est branchée nulle part. Le plot 5 du commutateur est relié à la masse (pôle positif +

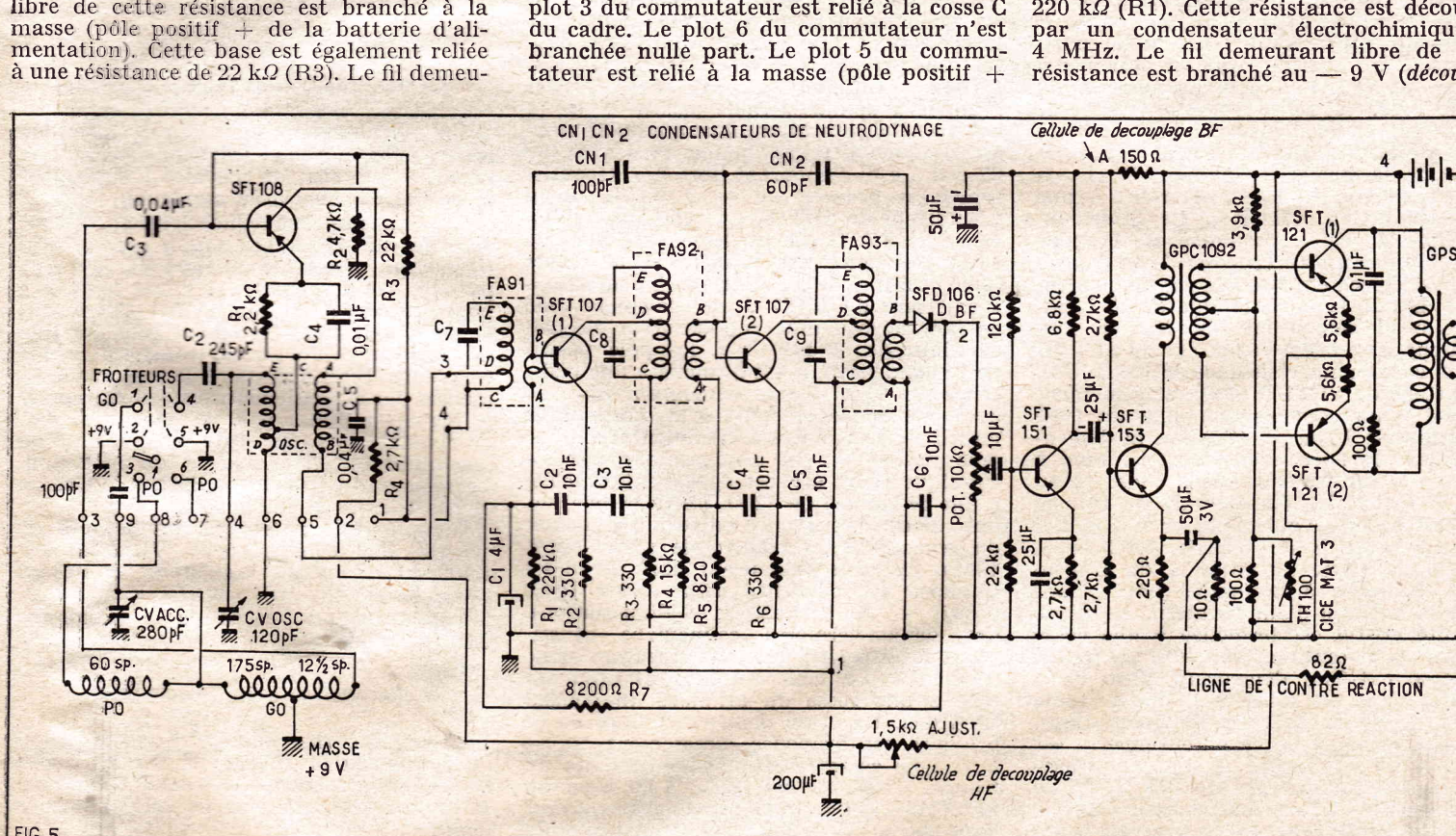
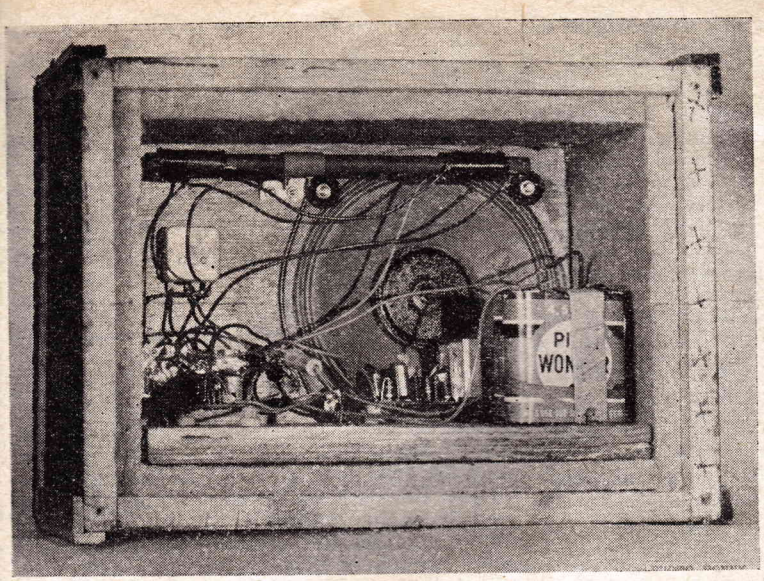


FIG.5



Câblage du récepteur, en version circuits imprimés (modules). On voit les pièces disposées sur le châssis (montage sur table).

Photo Bondy, Libourne.

La cosse A du transfo FA91 est reliée à une résistance de 8 200 Ω (R7). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la diode SFD106 (D), côté cristal. Cette diode est découplée par un condensateur fixe du type céramique de 10 K pF (C6). Le côté pointe de la diode est relié à la cosse B du transfo FA93. La cosse A du transfo FA91 est branché à un condensateur fixe du type céramique de 10 K pF (C2). Le fil demeurant libre de ce condensateur est relié à l'émetteur du SFT107 (T1), ainsi qu'à une résistance de 330 Ω (R2). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). L'émetteur du SFT107 (T1) est également relié à un condensateur fixe du type céramique de 10 K pF (C3). Le fil demeurant libre de ce condensateur est branché à la cosse C du transfo FA92, ainsi qu'à une résistance de 330 Ω (R3). Le fil demeurant libre de cette résistance est relié au — 9 V (*découplé*). La cosse D du transfo FA92 est branchée au collecteur du SFT107 (T1). La cosse E du transfo FA92 n'est reliée nulle part. La cosse B du transfo FA92 est branchée à la base du SFT 107 (T2). La cosse A du transfo FA92 est reliée à une résistance de 820 Ω (R5). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse A du transfo FA92 est reliée à une résistance de 15 KΩ (R4). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché au — 9 V (*découplé*). La cosse A du transfo FA92 est également branchée à un condensateur fixe du type céramique de 10 K pF (C4). Le fil demeurant libre de ce condensateur est reliée à l'émetteur du SFT107 (T2), ainsi qu'à une résistance de 300 Ω (R6). L'émetteur du SFT107 (T2), est également branché à un condensateur fixe du type céramique de 10 K pF (C5). Le fil demeurant libre de ce condensateur est relié à la cosse C du transfo FA93. ainsi qu'au — 9 V (*découplé*). La cosse D du transfo FA93 est branchée au collecteur du SFT107 (T2). La cosse E du transfo FA93 n'est reliée nulle part. La cosse A du transfo FA93 est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation. La diode (D) côté cristal est branchée à une cosse extrême du potentiomètre de 10 kΩ (pot.). La cosse extrême demeurant libre de ce potentiomètre est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse médiane de ce potentiomètre est branchée au pôle positif + d'un condensateur électrochimique de 10 mF 9 V. Le pôle négatif — de ce condensateur est relié à la base du SFT101. Cette base est branchée à une résistance de 22 KΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La base du SFT151 est également branchée à une résistance de 120 KΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est reliée au — 9 V (*découplé*). Cette cellule de découplage est constituée par une résistance de 150 Ω intercalée sur le — 9 V, et découplée par un condensateur électrochimique de 50 mF 10-12 V. L'émetteur du SFT151 est branché à une résistance de 2,7 kΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Cette résistance est encadrée par un condensateur électrochimique de 25 mF 3 V (observez la polarité de ce dernier en le branchant). Le collecteur du SFT151 est relié à une résistance de 6,8 kΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est branché au — 9 V (*découplé*). Le collecteur du SFT151 est également relié au pôle négatif — d'un condensateur électrochimique de 25 MHz 6-8 V. Le pôle positif + de ce condensateur électrochimique est branché à la base du SFT153. Cette base est reliée à une résistance de 2,7 KΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La base du SFT153 est également reliée à une résistance de 27 KΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est branché au — 9 V (*découplé*). L'émetteur du SFT153 est relié à une résistance de 220 Ω. Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). L'émetteur du SFT153 est également relié au pôle négatif d'un condensateur électrochimique de 50 mF 3 V. Le pôle positif de ce condensateur est branché à une résistance de 10 Ω. Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Le pôle positif + du condensateur électrochimique de 50 mF est également branché à une résistance de 82 Ω. Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à une cosse du secondaire du transfo de sortie (GPS 1061). La cosse demeurant libre de ce secondaire est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Ces deux dernières connexions constituent le dispositif de contre-réaction basse fréquence. Le collecteur du SFT153 est relié à une cosse du primaire du transfo GPC1092. La cosse demeurant libre de ce primaire est branchée directement au — 9 V. Une cosse extrême du secondaire du transfo GPC1092 est reliée à la base du SFT121 (1). La cosse extrême demeurant libre de ce secondaire est branchée à la base du SFT121 (2). La cosse médiane de ce secondaire est reliée à une résistance de 100 Ω. Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). Cette résistance est encadrée par une *thermitence* (th 100 c.i.c.e. mat. 3). La cosse médiane du secondaire du transfo GPC1092 est également reliée à une résistance de 3,9 KΩ. Le fil demeurant libre de cette résistance est relié directement au — 9 V. Chacun des émetteurs des deux SFT121 (1 et 2) est branché à une résistance de 5,6 KΩ. Les fils demeurant libres de ces deux résistances sont reliés à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation) Chacun des collecteurs des deux SFT121 (1 et 2) est branché àune cosse extrême du primaire du transfo de sortie (GPS1061). Ces deux cosses extrêmes de ce primaire sont encadrées par une résistance de 100 Ω et un condensateur fixe au papier de 0,1 mF. La cosse médiane de ce primaire est reliée directement au — 9 V. Le haut-parleur est branché aux deux cosses du secondaire du transfo de sortie. Entre le pôle positif + de la batterie d'alimentation et la ligne de masse est intercalée l'interrupteur du potentiomètre (pot.).

Mise au point du dispositif de contre-réaction.

Si lors des essais de ce récepteur (en version câblage classique seulement) un violent accrochage se produit (sifflement ou hurlement strident dans le haut-parleur), c'est que le dispositif de contre-réaction ajoute une réaction supplémentaire indésirable au lieu de jouer correctement son rôle.

Pour que tout rentre dans l'ordre, il n'y a simplement qu'à inverser les connexions du dispositif de contre-réaction, aboutissant au secondaire du transfo de sortie. Remarquez que ceci est valable pour les autres récepteurs à lampes ou à transistors, équipés d'un dispositif de contre-réaction analogue, et que le fonctionnement défectueux de ce dispositif peut se produire une fois sur deux. En circuits imprimés (*modules*), cette mise au point est déjà faite par le fabricant et il n'y a pas lieu de s'en occuper.

Alignement (en version câblage classique).

En version câblage classique, bien que les transfos moyenne fréquence soient *préréglés*, il y a lieu de parfaire l'alignement *si on désire le rendement maximum.*

Ces transfos moyenne fréquence sont accordés sur 480 kHz (*mais le câblage peut légèrement faire varier cet accord*). Si on ne possède pas de générateur haute fréquence pour procéder à la retouche de l'alignement, on peut agir très légèrement (une fraction de tour) sur les noyaux ces transfos moyenne fréquence. Il est nécessaire de toujours commencer par le troisième transfo et de repérer le réglage initial... pour y revenir, si l'on ne constate pas une nette amélioration en sensibilité et en puissance de réception. Le réglage du transfo oscillateur du cadre et des trimers se fait ainsi :

Gamme PO : trimers oscillateurs et accord du condensateur variable sur 1 400 kHz ; noyau oscillateur et accord cadre (bobinage PO), sur 574 kHz.

Gamme GO : accord cadre (bobinage GO) sur 160 kHz.

Recommandation importante.

Il ne faut rien connecter sur le plot 6 du commutateur PO-GO et sur les cosses E des trois transfos moyenne fréquence. *Il ne faut pas non plus les utiliser comme relais.*

LUCIEN LEVEILLEY

Chronique de la Haute Fidélité Musicale

LE CATHODYNE

(Suite de la page 20.)

au point A (*fig.* 12). Bien entendu, l'intensité anodique correspondant au point de fonctionnement correct dépend de la valeur adoptée pour les deux résistances R_1 et R_2. Il est facile de déterminer si le point de fonctionnement est correct. Pour cela, on réalisera le montage indiqué plus haut, c'est-à-dire : appareil de mesure en série au point A.

Après quoi on introduira une tension d'entrée. Il est, certes, plus commode de pouvoir disposer d'un générateur de tension à basse fréquence. Mais, à défaut, on peut utiliser les tensions téléphoniques que fournit un détecteur ou une source quelconque comme un préamplificateur de phonographe, etc...

On ne doit constater aucune variation de courant moyen pour des faibles tensions d'entrée. Si l'on constate une augmentation d'intensité, en même temps que l'augmentation de tension d'entrée, c'est que la polarisation négative est excessive.

Si l'on constate au contraire une diminution d'intensité moyenne, cela veut dire que la polarisation est insuffisante.

Conclusion.

En somme la mise au point d'un cathodyne se ramène à la vérification de l'égalité de deux résistances et à la détermination de la polarisation.

Quant au résultat obtenu, la courbe figure 11 se passe de commentaire, surtout quand on considère que les courbes des deux voies sont rigoureusement identiques.

Le montage cathodyne constitue-t-il le déphaseur idéal ? C'est maintenant à nos lecteurs de conclure...

L. CHRÉTIEN.

ÉLECTROPHONE

(Suite de la page 44.)

La cosse extrême encore libre du potentiomètre O1 (1 MΩ) est reliée par un fil blindé à la cosse *a* du relais B de la platine. La gaine de ce fil est soudée d'un côté sur l'autre extrémité du potentiomètre et de l'autre sur la cosse *b* du relais B.

Les fils des cellules de la tête de pick-up aboutissent à la cosse *a* du relais B et les gaines de blindage de ces fils à la patte de fixation du relais. Du côté de la tête, si cela n'est déjà fait, il faut couper cette gaine pour l'isoler de la cosse de branchement. Par un fil isolé on relie cette cosse de branchement à la cosse *b* du relais B, le fil passant bien entendu dans le bras de pick-up. Cette disposition est nécessaire, étant donné que sur l'ampli la masse est isolée du châssis.

La liaison entre les cosses S et S' du transfo de sortie et la bobine mobile du HP se fait par un cordon souple et deux conducteurs.

Mise en service.

En raison de sa simplicité, ce montage ne nécessite aucune mise au point. Avant de le mettre en service, nous vous conseillons toutefois, de bien vérifier le câblage, afin de dépister une erreur toujours possible. Lorsque tout paraît correct, on fait un essai en reproduisant un disque. Après cela, il ne reste plus qu'à monter l'ensemble définitivement dans la mallette.

A. BARAT.

N'OUBLIEZ PAS...

en cas de règlement par mandat ou par virement postal, de préciser clairement l'objet du paiement.

Cette RESISTANCE HAUTE STABILITE à couche carbone ½ W. TE 1500 v. TS 500 v. de 120 Ω à 2,7 MΩ ± 10 %

Pour seulement : **0,39 N.F.**

Ce n'est pas une "Réclame du mois" ou une offre sans suite faite pour écouler un lot de 2e choix, mais la preuve pour vous que COGEREL est vraiment "bien placé" pour tous ce qui concerne les composants électroniques de marque.

Vous avez des besoins dans ce domaine ? *N'hésitez pas !* Ecrivez pour demander le catalogue gratuit en joignant 4 timbres pour frais ou venez à :

COGEREL Centre de la Pièce Détachée

3, rue la Boëtie, PARIS-8e - Tél : ANJ. 18-30

RÉCEPTEUR PORTATIF

7 transistors.

(Suite de la page 47.)

Gamme PO Antenne : On enclenche les touches PO et AC du bloc. On relie la prise antenne du récepteur à la sortie HF du générateur par une antenne fictive constituée par un condensateur de liaison de 22 pF et un de 50 nF placé entre la sortie du 22 pF et la liaison masse entre générateur et récepteur.

Le générateur et l'aiguille du cadran du récepteur étant réglé sur 574 kHz, on agit sur le noyau accord PO du bloc.

Gamme GO Antenne : On enclenche les touches GO et AC. On règle le générateur sur 170 kHz et on amène l'aiguille du cadran du récepteur dans la position correspondante. On ajuste alors le noyau accord GO du bloc.

Pour les différentes opérations d'alignement, il est recommandé de contrôler l'accord à l'aide d'un voltmètre de sortie.

A. BARAT.

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 167 DE SEPTEMBRE 196

- A la recherche du déphaseur idéal.
- Améliorons notre récepteur.
- Récepteur 5 transistors.
- Electrophone 4 vitesses.
- Interphone à transistors.
- Récepteur AM-FM.

N° 166 D'AOUT 1961

- Le déphaseur de Schmitt.
- Changeur de fréquence 4 lampes : ECH8 6BA6 (2) - EL84 - EZ80.
- Perfectionnement à un gammaphone.
- Ampli de sonorisation de 30 W EF86 (2 ECC82 (2) - Z × 6L65U4 - GZ32.
- Récepteur portatif à 6 transistors : 37T1 - 3 (2) - 41P1 - 991T1 - 2× 988T1.
- Ampli à une seule lampe de sortie.

N° 165 DE JUILLET 1961

- Le soleil artificiel est-il réalisable ?
- Un posemètre électronique. Amplificateurs mono et stéréo filtres 3 canaux 1/2 ECC83 (2) - ECC83 - EZ81 - ECL82.
- Récepteur portatif à 7 transistors pour gammes PO-GO-OC - OC170 - 35T1 (2 991T1 (2) - 44T1 (2).
- Electrophone à 4 vitesses ECC83 - EL84 - EZ

N° 164 DE JUIN 1961

- A la recherche du déphaseur idéal.
- Amplificateur haute fidélité 10 watts 12AX7 (EL84 (2) - EZ81.
- Téléviseur multicanal à écran plat de 49 équipé d'un tube image court à déviation 1
- Convertisseur à quartz et transformation R1355 en récepteur FM.
- Récepteur à 5 transistors.
- Récepteur portatif à 6 transistors pour gammes PO-GO.

N° 163 DE MAI 1961

- Electrophone à transistors alimenté par p 965T1 (3).
- Contrôleur universel.
- Gammaphone de prospection.
- Utilisation des redresseurs au silicium.
- Récepteur portatif à 7 transistors 2Y483 (2N363 (4).
- Récepteur 4 lampes plus valve et indicat
- d'accord ECH81 - EBF89 - EBF89 - EL84 - EM EZ80.
- Récepteur à 4 transistors.

N° 162 D'AVRIL 1961

- Amplification en classe C.
- Apprenez à « truffer » vos enregistrements.
- Téléviseur multicanal utilisant un tube im court de 100°.
- Ampli semi-transistorisé pour pick-up pié électrique et à réluctance variable.
- Récepteur portatif à 7 transistors couvrant gammes PO-GO-OC.
- La réverbération élément de la haute fidél

1.25 NF le numéro

Adressez commande à « **RADIO-PLANS** 43, rue de Dunkerque, Paris-Xe, par versem à notre compte chèque postal : Paris 259-

Votre marchand de journaux habituel p se procurer ces numéros aux messager Transports-Presse.