

# radio plans

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

XXXIX<sup>e</sup> ANNÉE  
N° 179 — SEPTEMBRE 1962

**1.50 NF**

Prix au Maroc : **173 FM**

*Dans ce numéro :*

Voltmètre électronique  
à transistors

•  
Les montages TV à transistors

•  
Un CV électronique

•  
L'électron qui compte

•  
Un récepteur à transistors

etc., etc.

et

**LES PLANS**

en vraie grandeur

d'un

ÉLECTROPHONE PORTATIF

d'un

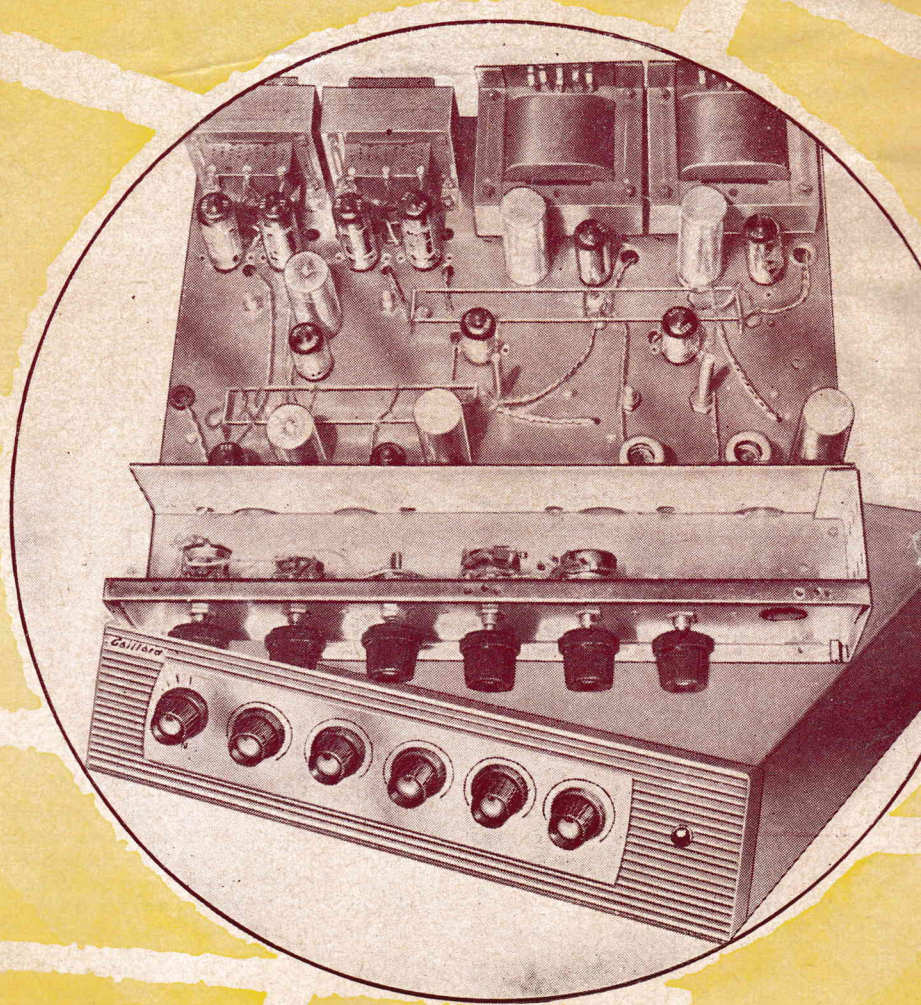
TUNER FM MULTIPLEX

et de ce

PRÉAMPLIFICATEUR

AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE

HAUTE FIDÉLITÉ



**ABONNEMENTS :**

Un an . . . . . NF 16.50

Six mois . . NF 8.50

Étranger, 1 an. NF 19.75

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

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

**radio plans**

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

DIRECTION

ADMINISTRATION

ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque

PARIS-X<sup>e</sup>. Tél. : TRU 09-9

C. C. Postal : PARIS 259-10

**" LE COURRIER DE RADIO-PLANS "**

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

1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

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

3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

**L. T.-S...**, à Fianarantsoa (République Malgache).

Ayant réalisé un récepteur à transistors, constate que ce dernier fait entendre un fort sifflement lorsque le potentiomètre de volume est tourné à pleine puissance. Comment supprimer ce défaut ?

Pour supprimer le sifflement que vous constatez lorsque le potentiomètre de volume est poussé à fond, nous vous conseillons de placer une résistance de 10 000 ohms entre le curseur de ce potentiomètre et le condensateur de liaison de 10 microfarads.

Essayez également de shunter le primaire du transfo de sortie par un condensateur de 10 nF.

**J. C...**, à Faches-Thumesnil (Nord).

Quelle est l'antenne la plus efficace en DX sur 14 MHz : une Ground plane, une folded-dipole ou une Center-fed ?

L'antenne Ground plane a un meilleur rendement en DX, du fait que l'angle de départ est très faible par rapport au sol.

Les ondes émises rencontrent les couches réfléchissantes bien plus loin et repartent avec un angle aussi faible, augmentant la portée.

La hauteur maximum est à recommander.

**L...**, à La Madeleine (Nord).

Désirant réaliser un convertisseur à transistors pour l'alimentation d'un tube à transistor à partir d'une batterie d'accus de 6 V, quel est le schéma de ce dispositif.

Nous vous remettons, ci-joint, un schéma pour l'éclairage d'un tube fluorescent sur batterie 6 V, par transistors et transfo à fuite :

$$\begin{aligned} T_1 \text{ et } T_2 &= 146 \text{ } T_1 \\ C_1 &= 0,2 \text{ mF} \\ C_2 &= 0,02 \text{ mF} \\ R_b &= 22 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Circuit magnétique 2E 41/22/9/3A Transco

$$N_p = 25 \text{ spires } 10/10$$

$$N_r = 15 \text{ spires } 3/10$$

$$N = 650 \text{ spires } 4/10$$

$$I_b = 1,7 \text{ A}$$

$$V_b = 6 \text{ V}$$

$$I \text{ fluo} = 0,2 \text{ A}$$

**C. V...**, à Rouen (Seine-Maritime).

Constata que son récepteur à transistors, d'origine commerciale, est affligé depuis quelques temps d'un bruit de fond gênant. Quelle en est la cause ? Comment y porter remède ?

Le défaut que vous constatez sur votre poste à transistors peut venir de différentes causes.

Tout d'abord, êtes-vous sûr que la pile d'alimentation fait bien tension normale ? Il est possible que cette dernière soit épuisée.

Contrairement à ce que vous pensez, il se peut aussi que cela provienne d'un transistor, et il serait intéressant de pouvoir faire un essai par substitution.

Enfin, il est également possible que certains désaccords des bobinages se soient produits et vous pourriez revoir l'alignement à l'aide d'une hétérodyne.

**G. C...**, à Sète (Hérault).

Ayant un téléviseur dont l'antenne est orientée sur Marseille canal 8A, constate que son image est perturbée depuis qu'un voisin a installé un téléviseur prévu pour le canal 4. Que faire pour remédier à cet état de chose ?

La mauvaise réception que vous observez provient du téléviseur de votre voisin et non de son antenne.

Le seul remède serait de lui faire changer la fréquence de son oscillateur local, mais il est prévisible qu'il s'y refusera.

Nous vous conseillons donc un filtre passe-bas en série dans l'antenne de votre voisin.

**G. L...**, à Tournecoupe (Gers).

Possédant un haut-parleur haute fidélité de 28 cm dont la bobine mobile a une impédance de 15 ohms, voudrait l'utiliser sur un téléviseur dont le transfo de sortie de la chaîne « son » est prévu pour un HP de 5 ohms. Est-ce que cette disparité entre les deux impédances peut être préjudiciable au point de vue musicalité et puissance ?

Il est évident que votre bobine mobile ne convient pas pour le transformateur de sortie de votre téléviseur.

Il sera donc nécessaire de remplacer le transformateur par un prévu pour une impédance de 15 ohms au secondaire.

**C. L...**, à Givet (Ardennes).

Peut-on sur un téléviseur utiliser un L-tweeter TW9 et dans ce cas comment le brancher ?

Sur votre téléviseur vous pouvez parfaitement utiliser un tweeter TW9. Nous vous conseillons de le brancher en parallèle sur la bobine mobile de celui qui existe déjà sur le poste, en intercalant dans le circuit un condensateur de 10 microfarads.

**SOMMAIRE**

DU N° 179 - SEPTEMBRE 1962

	Pages
Tubes spéciaux : les thyratrons . . . . .	15
Voltmètre électronique à transistors . . . . .	18
Combien de dB ? . . . . .	24
Électrophone portatif ECL82, EZ80 . . . . .	25
Préamplificateur-amplificateur stéréophonique haute fidélité . . . . .	27
Les montages TV à transistors : balayage horizontal du téléviseur COSEM . . . . .	36
Un CV électronique . . . . .	40
Tuner FM multiplex 6 CB6, ECF82, (2) EF85, EB91, EM84, EF80 . . . . .	42
L'électron qui compte : l'addition . . . . .	48
Récepteur à 7 transistors . . . . .	51
Techniques étrangères . . . . .	54



PUBLICITÉ :

J. BONNANGE

44, rue TAITBOUT

- PARIS (IX<sup>e</sup>)

Tél. : TRINITÉ 21-11

Le précédent n° a été tiré à 41.500 exemplaires  
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux

**BON DE RÉPONSE Radio-Plans**

**COGEREL**  
CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Département "Ventes par Correspondance"

COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)

Magasin-Pilote - 3, RUE LA BOETIE, PARIS 8<sup>e</sup>

S.P.L.340

**12 mois sur 12, et où que vous soyez,**

le département "Ventes par Correspondance" de COGEREL s'empresse de satisfaire aux meilleurs prix tous vos besoins en composants électroniques de grandes marques

Demandez-nous le catalogue gratuit R.P. 911 à COGEREL-DIJON (cette adresse suffit), en joignant 4 timbres pour frais d'envoi.

# Les thyratrons

par E. LAFFET

Si ces tubes sont, de nos jours, abandonnés en télévision, ils continuent à équiper bon nombre d'oscilloscopes et d'autres appareils électroniques modernes : contrôle de température, d'épaisseur, d'éclairage, sans parler des gros ensembles redresseurs dont les chargeurs d'accus nous donnent déjà une idée.

## Lampes à vide et à gaz.

En gros, on pourrait définir le thyatron comme une lampe ordinaire, surtout une triode, dans laquelle on aurait renoncé à faire le vide ; mieux, le gaz que représente l'air est remplacé par des gaz rares (néon, hélium, argon) ou par des corps susceptibles d'adopter rapidement l'état gazeux, tels que le mercure.

Sauf dans certains types spéciaux que nous aurons l'occasion d'évoquer plus loin, les thyratrons comportent un filament entouré d'une cathode, souvent de forme un peu spéciale : son rôle est encore d'émettre des électrons qui seront attirés par le potentiel de l'anode. Cette attraction augmentera, en principe, avec les tensions anodiques croissantes, mais, la plupart des électrons rencontreront, sur leur trajet, des atomes gazeux qu'ils transformeront en ions. Les ions se dirigent, par suite de leur signe, vers la cathode (fig. 1) où ils se recomposent pour reprendre leur neutralité électrique.

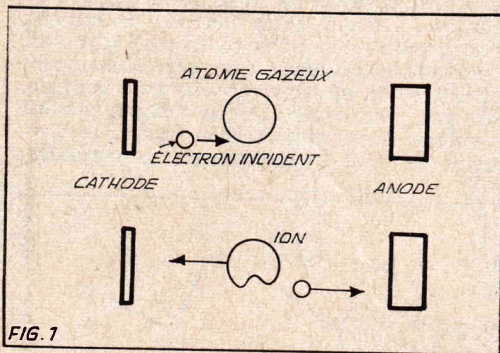


FIG. 1.

FIG. 1. — Un électron qui dans son trajet de la cathode à l'anode heurte un atome gazeux, transforme celui-ci en un ion.

La cathode et partiellement aussi la grille de commande s'entourent ainsi d'un véritable nuage, comparable à la charge spatiale, et ayant encore pour effet de paralyser l'action de contrôle de ces deux électrodes.

Et c'est précisément parce qu'il faut un certain temps — faible, certes, mais trop important pour la rapidité des phénomènes employés ici — à ce nuage pour se dissiper que le thyatron est souvent limité dans le domaine des fréquences élevées.

## Amorçage.

Avant de parler de ce contrôle, cependant, nous devons analyser la principale propriété des thyratrons : l'ionisation du

gaz qu'ils contiennent. Dans une très large plage de la tension positive, appliquée à la plaque, le courant anodique reste très faible, mais le nombre d'électrons circulant à l'intérieur de l'ampoule augmente sans cesse, et les ions heurtés se multiplient, eux aussi. Pour une valeur très précise de ce potentiel, il se produit à l'intérieur, entre anode et cathode, un véritable arc, dont la couleur est variable avec le gaz, de même

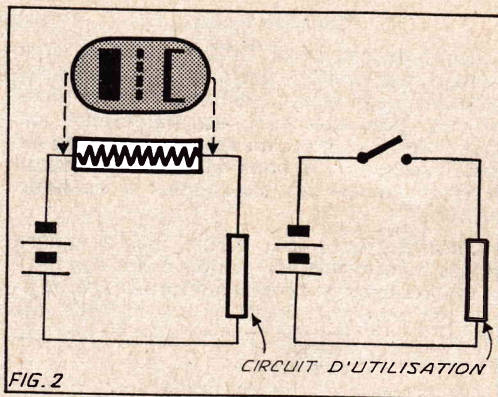


FIG. 2.

FIG. 2. — Tant qu'il n'a pas amorcé, le thyatron peut être considéré comme un interrupteur ouvert ; dès que le thyatron conduit, il équivaut à un court-circuit.

que la valeur du potentiel d'ionisation : c'est, d'ailleurs, cette couleur plus que le courant anodique — faible, rappelons-le —

## Rôle des grilles.

Dans les amplificateurs équipés de tubes, dits normaux, la première grille doit, de façon générale, sous l'effet de différentes tensions qui lui sont appliquées, provoquer — plus ou moins directement — des variations du potentiel anodique, et ces variations seront progressives. Dans un thyatron, par contre, l'action de la grille ne s'exerce qu'une seule fois et, par cette seule fois, elle provoque le changement brutal, tant du potentiel anodique que de la différence de potentiel entre la plaque et la cathode (ou la masse, suivant le montage adopté).

Au repos, ou encore en l'absence d'une telle grille, le thyatron se comporte comme un simple tube au néon : amorçage pour une certaine tension, désionisation en dessous de ce seuil. La grille permet, elle aussi, de contrôler en agissant sur le nombre d'électrons ou d'ions (fig. 4) le moment où cet amorçage aura des chances de se produire, mais il lui suffira pour cela d'une variation de tension bien moindre. C'est là une nouvelle ressemblance avec les tubes à vide : dépendance des actions, exercées

qui permettra de se rendre compte, si le thyatron fonctionne ou non.

L'apparition de cet arc s'accompagne d'une brusque augmentation de la circulation électronique et le thyatron équivaut à ce moment à un court-circuit (fig. 3), puisque, contrairement à la loi d'Ohm, il peut assimiler son fonctionnement à une véritable résistance négative ! Le courant devra alors être limité pour éviter, surtout

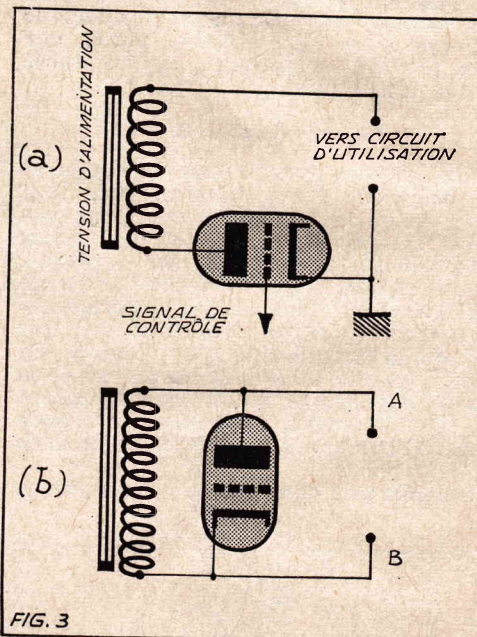


FIG. 3.

FIG. 3. — Placé en série, le thyatron interrompra le circuit ; placé en parallèle, il limite la tension entre A et B.

la détérioration de la cathode et on parvient par l'insertion, dans le circuit anodique, d'une résistance relativement faible, d'une centaine d'ohms environ.

On entrevoit ainsi déjà une première utilisation possible des thyratrons, soit comme interrupteurs, soit comme limiteurs (fig. 3), mais leurs qualités tiennent encore au fait qu'aux alentours de cette tension d'amorçage il suffit de très peu de variation pour obtenir un effet violent. Cette action de relais « — tout — ou — rien — » est accélérée encore par la grille

sur la grille ou sur l'anode et, pourtant, avec des effets différents selon l'électrode, sur laquelle on agit : on peut ainsi définir encore une sorte de coefficient d'amplification de ces effets.

Par contre, le phénomène n'est pas, proprement parler, réversible : il ne suffit pas de ramener la grille dans les régions

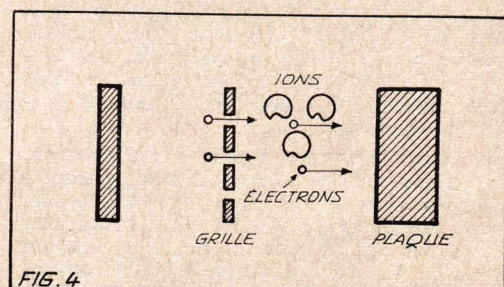


FIG. 4.

FIG. 4. — Une grille plus positive laisse passer un plus grand nombre d'électrons et avance donc le moment où les ions gazeux seront plus nombreux.

(1) Voir nos 176 et suivants de Radios-Plans.

égatives pour faire cesser l'ionisation ; seule une action sur le potentiel anodique, et surtout l'annulation de celui-ci, peut faire repartir le cycle à son début.

Bien des thyratrons modernes comportent encore une autre grille, qui, par sa position, plus que par sa fonction, rappelle les grilles-écrans. Elles en diffèrent cependant par le fait essentiel — et à première vue troublant — que leur tension se situera aux environs de zéro volt et, de façon générale, très près du potentiel cathodique. Pour cette raison, il nous semblerait plus logique de parler d'un tube bi-grille, plutôt que d'une tétrode, en souvenir de ces tubes presque historiques.

#### Rapport de contrôle.

C'est lui que nous venons de comparer au coefficient d'amplification, car, tout comme celui-ci, il indiquera que, pour provoquer l'amorçage, il suffit de bien moins de tension sur la grille que sur la plaque. Sur notre figure 5, qui représente un extrait un peu embelli d'une famille de caractéristiques d'un thyatron-tétrode, on voit très bien que la variation de 1,7 V environ sur la grille (points B-A) nous rapproche de la tension d'amorçage autant que l'aurait fait 100 V environ, appliqués sur l'anode (points C-D). Ici, le rapport de commande

de contrôle sera donc de  $\frac{100}{1,7} = 60$  environ.

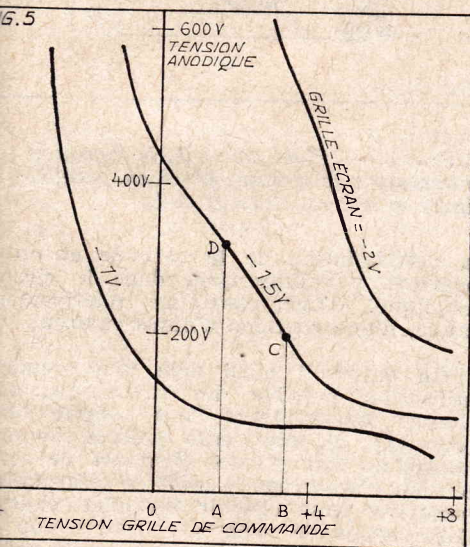


FIG. 5. — Cette famille de courbes montre, d'une part, l'influence des potentiels de grille et d'autre part, le rapport de commande.

de façon générale, ce rapport se situe plutôt aux alentours de 40, mais cette même figure confirme encore le rôle de la deuxième grille : une très légère tension positive sur l'écran semble conduire à une pente plus raide encore, donc, en principe, à une valeur numérique plus élevée pour ce rapport de contrôle. Ce rapport confirme l'extrême souplesse des thyratrons qui, dans bien des applications industrielles, remplacent les relais mécaniques, sur lesquels ils présentent, entre autres, le très grand avantage d'être pratiquement dépourvus d'inertie.

Si nous voulons régler le thyatron, nous venons d'examiner les caractéristiques près de sa tension d'amorçage, nous appliquerons, dans les conditions envisagées ici, à son anode, une tension de 270 V, par exemple, et il suffira d'une variation de potentiel d'un demi-volt seulement (!) pour en provoquer l'amorçage : c'est donc vraiment un relais insensibilisé. On pourrait, d'ailleurs, aussi

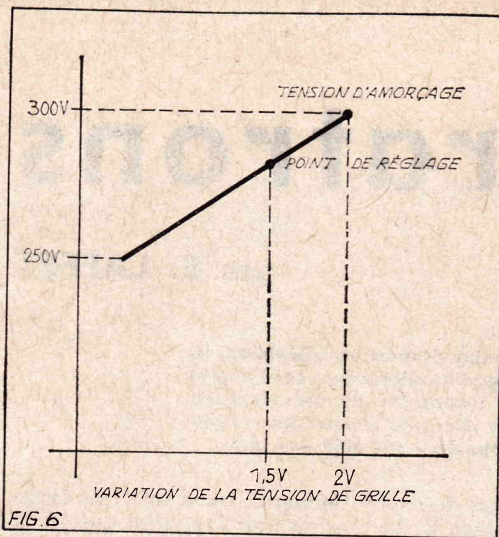


FIG. 6

FIG. 6. — Si, ici, au repos, le thyatron reçoit 270 V, il suffira d'un demi-volt sur la grille pour obtenir l'amorçage, tout comme l'aurait fait les 30 autres volts.

bien appliquer ces tensions à la grille auxiliaire, ce qui améliorerait encore ce facteur avec, toutefois, le danger d'une instabilité plus grande.

#### Cathode froide.

Des tensions aussi faibles peuvent être fournies par toutes sortes de dispositifs de contrôle extérieurs, cellules photo-électriques, par exemple, ou détecteurs de température et c'est en association avec de tels éléments qu'il nous semble intéressant de citer encore les thyratrons à cathode froide.

Cette variante est, certes, basée encore sur les mêmes propriétés que celles des thyratrons courants, tensions d'amorçage, rapport de contrôle, mais si sa cathode est froide, c'est qu'elle ne nécessite pas de source de chauffage.

Au repos, ces tubes équivalent à une résistance élevée qui, placée dans un circuit quelconque, en assure la coupure, on peut donc appliquer en permanence le secteur, ou toute autre source alternative, à travers un transformateur ou non (fig. 7), sans qu'il en résulte aucune consommation de courant. Cela seul suffit à prouver qu'un tel tube ne s'use pratiquement pas et qu'il conviendra particulièrement à des installations qui n'auront à fonctionner que de temps en temps, tout en leur assurant une protection permanente.

Tout organe inséré en série et alimenté encore par la même source, ne sera parcouru par aucun courant, tant que le thyatron

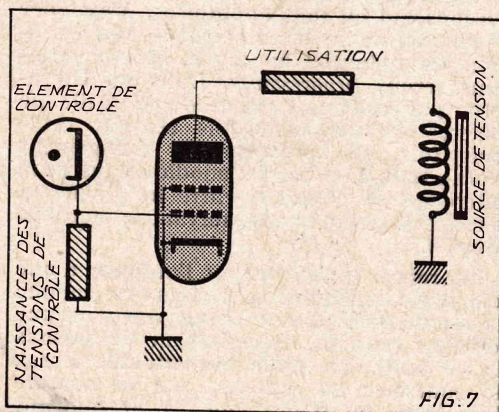


FIG. 7. — Ce thyatron à cathode froide recevra en permanence, à ses bornes la source de tension, mais il n'amorcera que par l'apport d'une faible tension provenant de la cellule.

n'aura pas amorcé. Le contact ne sera établi, et le circuit ne se refermera, qu'après apport à l'une des grilles d'une très faible variation de tension, pouvant encore provenir de l'un des dispositifs déjà cités. C'est encore un tel montage que l'on pourra employer dans les calculateurs élémentaires, qui devront, eux aussi, être toujours prêts à servir !

#### Relaxateurs.

C'est surtout dans cette fonction que l'on connaît le plus les thyratrons qui travaillent alors bien suivant les principes exposés jusqu'ici.

Le condensateur C (fig. 8), placé en parallèle sur l'espace interne du thyatron, est chargé à travers une résistance R à l'aide

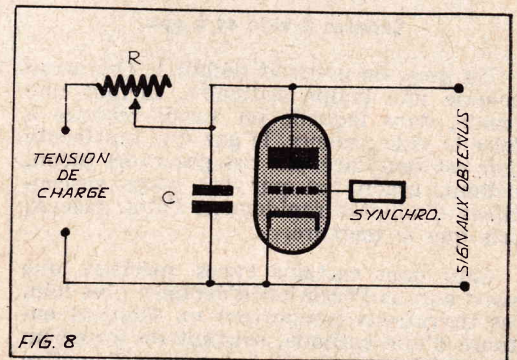


FIG. 8

FIG. 8. — Le thyatron amorce lorsque la tension aux bornes de C correspond à sa propre tension d'amorçage.

d'une source de tension continue, généralement la haute tension elle-même. Alors que la tension aux bornes de C varie suivant une courbe à peu près exponentielle (fig. 9) de A en B, le courant qui traverse l'ensemble restera linéaire (D-E) avec une légère pente négative. Durant cette période de charge, le thyatron ne conduit pour ainsi dire pas, et cette non-conduction est accélérée encore par la tension négative appliquée à la grille. Dès que, par contre, cette tension atteint la valeur nécessaire à l'amorçage, le thyatron se met brusquement à conduire,

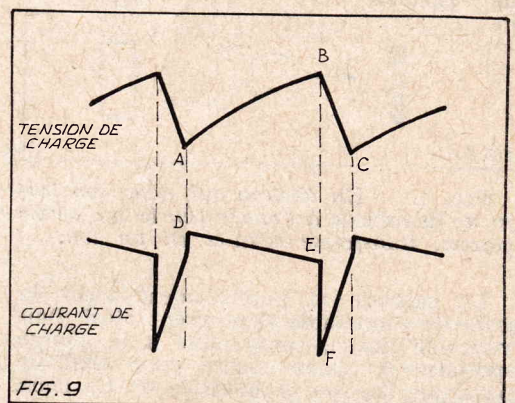


FIG. 9

FIG. 9. — La tension de charge rappelle la forme d'une dent de scie, alors que le courant de charge reste linéaire dans toute la section D-E.

et se décharge C tout aussi brusquement, la tension à ses bornes diminue donc, et le tube atteint, à nouveau, son régime d'extinction. Cette chute de tension représente la fraction B-C de la courbe de tension, ou E-F de la courbe représentative du courant, et on entrevoit bien la forme de la dent de scie. La partie AB pourra être rendue plus linéaire, quand le besoin s'en fait sentir surtout en oscillographie, en remplaçant la résistance de cathode par

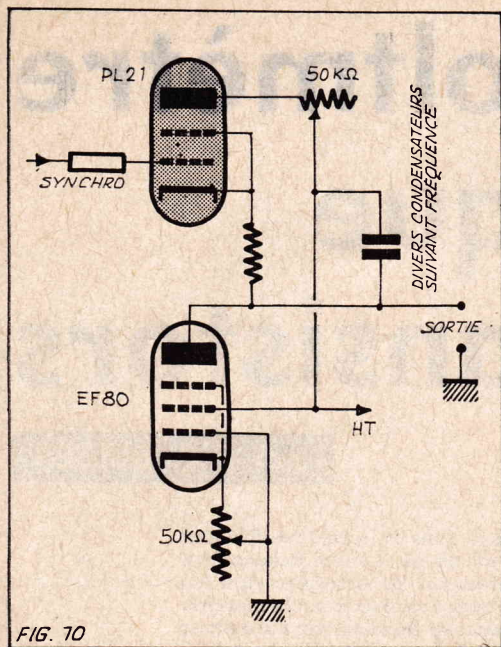


FIG. 10

FIG. 10. — Exemple de base de temps à thyatron et à pentode de linéarisation.

l'espace interne d'une pentode (fig. 10) dont le rôle équivaldra alors à une résistance variable de contre-réaction d'intensité. La fréquence de relaxation obtenue dans un tel thyatron dépendra, entre autres, de la durée de la charge, donc des valeurs relatives de R et de C, ainsi que, cela va de soi, de la tension d'amorçage du thyatron.

C'est encore en agissant sur le moment

Le thyatron étant basé, comme nous l'avons indiqué tout au long de ces lignes, sur un flux d'électrons, respectera le sens de propagation électronique habituel anode-cathode. Il se prêtera ainsi encore à la fonction de redressement, tout comme une autre valve, mais, là encore, il présentera le double avantage de pouvoir être employé avec des puissances très importantes (une centaine d'ampères sous quelques dizaines de kilovolts, dans les versions à vapeur de mercure et de se prêter aisément à toutes sortes de contrôles qui dispensent, par la suite, de l'adjonction d'autres dispositifs régulateurs.

Comme on peut, même avec les types courants, espérer un courant redressé de 300 mA, en partant d'une tension alternative de  $2 \times 300$  V, nous aimerions les voir employer plus fréquemment, par exemple dans des récepteurs de télévision où les redresseurs secs sont soumis à rude épreuve, avant que les lampes ne commencent à consommer du courant.

Le redressement des tensions alternatives, telles que les délivre le secteur, s'effectue généralement alternance par alternance (fig. 12 a), mais rien n'empêche de ne retenir, de chaque alternance qu'une partie

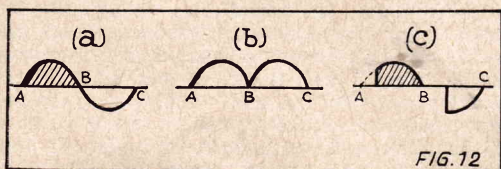


FIG. 12

FIG. 12. — Le redressement bi-plaque classique (a-b) rabote toute une alternance; en introduisant divers déphasages on peut aussi bien ne redresser qu'une partie de chaque alternance.

de l'amorçage que l'on synchronisera le relaxateur sur une source extérieure. Notre figure 11 groupe quelques thyatrons employés assez couramment dans cette fonction. Tous ces types restent pratiquement indépendants de la température et l'amplitude des dents de scie délivrées ne varie avec la tension d'alimentation que dans des proportions acceptables.

Dans une certaine mesure, la grille supplémentaire ou auxiliaire, isolée, du point de vue thermique, la cathode de la grille de commande et elle évite ainsi à celle-ci autant l'émission d'électrons indésirables que l'apparition d'un courant-grille, toujours néfaste.

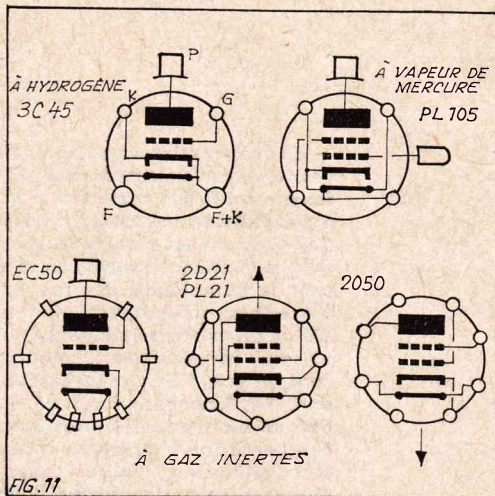


FIG. 11

FIG. 11. — Quelques brochages de thyatrons assez courants.

### Redresseurs.

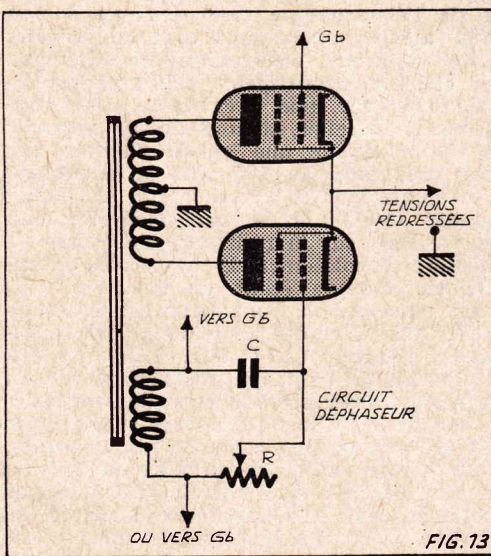


FIG. 13

FIG. 13. — Les éléments essentiels d'un redressement à deux thyatrons qui par suite du déphasage dans C et dans R reçoivent des tensions de contrôle et fournissent donc une tension redressée régulée.

(fig. 12 b) en acceptant, d'avance, une valeur plus faible des tensions redressées obtenues. Ce fractionnement s'obtient assez facilement par un réseau déphaseur composé simplement d'un condensateur et d'une résistance variable, comme on en trouve également dans certains wobblateurs, pour la mise en place, ou en phase, de l'oscillogramme.

L'autorégulation d'un circuit redresseur à thyatron pourra alors appliquer à la grille une faible tension déphasée par ce moyen (fig. 13) et formée par le même transformateur que les tensions à redres-

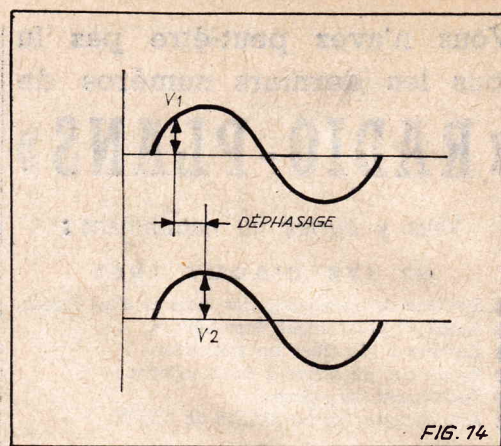


FIG. 14

FIG. 14. — Lorsque la tension à redresser passe de V1 en V2, les électrodes de contrôle reçoivent des tensions également déphasées et on retrouve les valeurs initiales.

ser (fig. 14). Toute augmentation de la tension appliquée aux anodes entraînera également une tension de contrôle plus importante, mais aussi déphasée dans la même proportion, d'où finalement, les mêmes valeurs qu'en fonctionnement normal. Et c'est encore en partant de ces différentes phases que l'on peut faire amorcer dans toute une chaîne tel ou tel thyatron seulement et obtenir ainsi, à peu de frais, une fonction sélective supplémentaire.

Ce que nous voulions ici, c'est passer en revue des applications des thyatrons les plus courantes et, surtout, celles qui se contentent de pièces détachées simples, susceptibles d'être facilement reproduites.

CH. G.

## DÉPANNAGE

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

DEMANDEZ NOTICE T.14

**Dyna**

38, AV. GAMBETTA - PARIS 20<sup>e</sup> - PYR. 98-50

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

Vous y auriez vu notamment :

## N° 178 D'AOUT 1962

- Système de commande des vitesses d'un bateau.
- Ampli d'appartement économique.
- Comment identifier un transistor.
- Récepteur de poche à 6 transistors.
- Techniques étrangères.
- Amplificateur haute fidélité de 10 W.

## N° 177 DE JUILLET 1962

- ABC de l'oscillographe.
- Electrophone portatif 4 vitesses ECL82 - EZ80.
- Signal tracer à transistors SFT101 - SFT121.
- Amplificateur de puissance.
- L'amateur et les surplus.
- La neutrodynation des transistors.

## N° 176 DE JUIN 1962

- Récepteur portatif à transistors : 25T1 - 36T1 - 35T1 - 991T1 - 965T1 - 941T1 - (OC26 pour ampli).
- Tubes spéciaux.
- L'électron qui compte.
- Modulateur économique.
- Montages TV à transistors.

## N° 175 DE MAI 1962

- Electrophone stéréophonique.
- Grid-dip à multiples utilisations.
- Récepteur portatif à 6 transistors.
- ABC de l'oscillographe.
- Modifications du bloc colonial 63.
- La partie acoustique en haute fidélité.

## N° 174 D'AVRIL 1962

- ABC de l'oscillographe.
- Récepteur de poche à circuits imprimés.
- Téléviseur 819-625 lignes.
- Emetteur phonie et graphie toutes bandes.
- Récepteur avec du matériel ancien.
- Amplificateur stéréophonique.
- Réception du second programme.

## N° 173 DE MARS 1962

- Téléviseur conçu pour la réception de la deuxième chaîne.
- Préampli à transistor pour pick-up magnétique.
- La réception du second programme.
- Récepteur portatif à 5 transistors.
- La télévision pour septembre 1962 ?
- L'amateur et les surplus.

## N° 172 DE FÉVRIER 1962

- Récepteur AM-FM.
- Récepteur portatif à transistors.
- Electrophones stéréophoniques.
- Manipulateur électronique à transistors.
- La TV européenne à la conférence de Stockholm.
- A propos du couplage des HP.

1.50 NF le numéro

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

# Voltmètre électronique à transistors

par F.-P. BUSSER

Si les transistors se sont affirmés dans la quasi-totalité des domaines de l'électronique, il en est un où il reste beaucoup à faire : celui des mesures. Il est étonnant de constater que les appareils « transistorisés » soient si peu nombreux sur le marché. La raison en est sans doute que beaucoup de constructeurs n'ont qu'une confiance limitée en la stabilité des transistors ou redoutent la complexité des moyens de compensation de la dérive thermique qu'ils devraient appliquer. Or, cette dérive est loin d'être un triste privilège des transistors et il ne serait pas mauvais que certains constructeurs en aient conscience et se rendent compte que, s'ils y regardaient de près, les watts qu'ils dissipent dans ces bonnes lampes en qui ils ont mis toute leur fidélité poseraient des problèmes bien plus complexes que celui de la compensation thermique d'un circuit à transistors bien étudié. Nous allons voir d'ailleurs que dans le cas du voltmètre électronique, cette compensation peut être obtenue quasi parfaitement avec des moyens relativement simples à la portée de tout amateur moyennement outillé.

Le voltmètre électronique est de ces appareils qui avec l'essor de la télévision et de l'électronique sont devenus à peu près indispensables dans tout laboratoire.

Le voltmètre électronique se distingue du classique contrôleur universel principalement par une très forte résistance d'entrée. En effet, si nous devons mesurer le potentiel sur une anode chargée par une résistance de 100 k $\Omega$ , la résistance d'un contrôleur universel, même de bonne qualité (10 000  $\Omega$ /V par exemple) sera en parallèle sur la résistance de charge et faussera complètement la mesure. Le potentiel sur l'anode étant de l'ordre 60 V, nous placerons le contrôleur sur la sensibilité 100 V, ce qui nous donne une résistance d'entrée de 1 M $\Omega$ . L'erreur sera de l'ordre de 10 %. Si maintenant sur un montage à transistors nous voulons mesurer le potentiel d'un collecteur chargé par 100 k $\Omega$  (régime sous-alimenté par exemple), nous serons obligé de prendre la gamme la plus sensible du contrôleur, 1,5 V par exemple, soit une résistance d'entrée de 15 k $\Omega$ . Il est évident que la mesure est dépourvue de tout sens, les conditions de fonctionnement du transistor n'étant pas tout à fait les mêmes avec une charge de 14 k $\Omega$  environ et de 100 k $\Omega$  !

Sur les voltmètres électroniques du type service, la résistance d'entrée est constante et égale habituellement à 10 M $\Omega$ . Sur des appareils plus évolués elle monte parfois jusqu'à 100 M $\Omega$ . On pourrait penser qu'il suffirait d'appliquer à une échelle différente la technique du contrôleur universel, c'est-à-dire de réaliser un montage à déviation totale pour 1 V et résistance d'entrée 10 M $\Omega$  et pour les tensions supérieures utiliser un diviseur de tension dont les résistances seraient calculées pour 10 M $\Omega$ /V.

Un tel appareil est très difficilement réalisable, pour deux raisons : tout d'abord il est malaisé de trouver dans le commerce des résistances de valeur élevée précises et stables, ensuite, si nous voulons pouvoir mesurer 1 000 V, ambition tout à fait

raisonnable, la résistance d'entrée sera de 10 000 M $\Omega$ . Si l'erreur introduite par les défauts d'isolement dans l'appareil ne doit pas dépasser 1 % dans le pire des cas, la résistance d'isolement ne devra jamais être inférieure à 1 000 000 M $\Omega$  (1 million de mégohms). En réalité, pour tenir compte de l'influence de l'humidité, il faudra prévoir au départ un isolement 10 à 100 fois plus élevé. Si pour les bornes de sortie un tel isolement peut être assez facilement obtenu avec quelques précautions (bornes universelles sur stéatite montées sur plaques de plexiglas), nous voyons mal quel commutateur, même sur stéatite siliconée sur complexe verre résine nous donnera ces performances et surtout les conservera dans le temps.

Par ailleurs, dans l'étude d'un voltmètre électronique à transistors, nous devons tenir compte d'une différence fondamentale entre tubes à vide et transistors : le tube à vide est commandé par des différences de potentiel entre cathode et grille et si le point de fonctionnement est bien choisi, c'est-à-dire si la polarisation est suffisante pour qu'il n'y ait pas de courant grille, il ne consomme aucun courant sur le circuit de mesure. Par conséquent la consommation du voltmètre électronique est uniquement conditionnée par le dimensionnement du diviseur de tension d'entrée. Si nous ne pouvons augmenter indéfiniment sa résistance, c'est avant tout pour des raisons d'isolement de grille du tube électronique et aussi parce qu'il n'est pas possible de supprimer totalement le courant grille qui, bien qu'extrêmement faible, reste présent même si le tube est suffisamment polarisé. Le transistor, par contre, est commandé par un courant : le courant de base par exemple. Sa résistance d'entrée est donc limitée au départ. Pour réaliser avec des transistors un voltmètre électronique à forte résistance d'entrée, nous devrons, par conséquent, rechercher un montage stable

nous donne une forte amplification en courant, afin que la consommation des circuits électroniques sur le circuit de mesure soit minimale et qu'il ne faille employer de galvanomètre trop sensible.

Avant de nous lancer dans l'étude d'un montage particulier, il nous reste à déterminer la sensibilité de la première gamme de notre voltmètre électronique. Là-dessus les avis sont fort partagés. Nous estimons préférable d'avoir un appareil stable et robuste d'une sensibilité maximum de l'ordre du volt, plutôt qu'un appareil plus sensible mais moins bien protégé ou d'un emploi plus délicat, ou plus complexe, quitte à disposer, par ailleurs, d'un millivoltmètre pour les très faibles tensions. Notre expérience pratique nous montre que les plus faibles tensions couramment rencontrées sur les ensembles à transistors peuvent sans peine se mesurer avec une échelle de l'ordre du volt. Il est avantageux de prévoir une progression des sensibilités dans un rapport de 3, de sorte que chaque échelle corresponde au tiers de l'échelle suivante. Enfin, les ensembles à transistors étant le plus souvent alimentés en 6 V et les montages à tubes en 250 V, il nous a paru avantageux de réaliser la progression des échelles avec des multiples ou sous-multiples des nombres 25 et 75, ce qui nous donne les gammes de sensibilité suivantes (à déviation totale) 0,75 V - 2,5 V - 7,5 V - 25 V - 75 V - 250 V - 750 V et 2 500 V.

Il est absolument exceptionnel de rencontrer dans un montage à transistors des résistances supérieures à 100 k $\Omega$ . Nous pouvons par conséquent admettre une résistance d'entrée de l'ordre de 10 M $\Omega$  pour notre voltmètre, l'erreur introduite dans la mesure étant dans ces conditions de 1 %. Même si nous nous contentons sur la gamme la plus sensible d'une résistance d'entrée de 7,5 M $\Omega$  l'erreur restera tolérable. Avec cette valeur, nous pourrions calculer avec des diviseurs à 10 M $\Omega$  par volt, la sensibilité étant fixée à 750 mV sur cette gamme. Nous ne perdons pas de vue en effet que notre voltmètre électronique à transistors sera en fait un microampèremètre très sensible travaillant en voltmètre. Dans ces conditions le montage électronique devra avoir une sensibilité de 0,1  $\mu$ A pour la déviation totale.

Nous disposons maintenant de tous les éléments pour établir le cahier de charges de notre voltmètre électronique à transistors. Il ne nous restera plus ensuite qu'à y satisfaire...

Nous attendons du montage électronique un gain de l'ordre de 1 000 ou 2 000, ajustable avec précision et stable dans le temps en fonction de la température et des variations de la source d'alimentation. La stabilité à la température doit être assurée dans une plage de températures comprises au moins entre + 10 et + 30° C. Le gain de 1 000 ou 2 000 est nécessaire pour pouvoir attaquer un galvanomètre de 100 ou 200  $\mu$ A de déviation

totale, suffisamment robuste et correctement amorti, afin que toutes les mesures puissent être exécutées facilement et que l'appareil soit peu fragile et puisse supporter le transport sans dommage. La précision totale doit rester meilleure que celle du galvanomètre, c'est-à-dire supérieure à 1 %.

Nous ne pouvons attendre d'un étage unique le gain dont nous avons besoin. D'autre part, pour minimiser l'influence de la température et de la tension d'alimentation, nous disposons essentiellement de trois moyens : le premier et le plus simple est d'employer un montage symétrique, par nature moins sensible aux sources de perturbation. Les transistors seront, par conséquent, montés en pont de sorte que leurs dérives individuelles se compensent partiellement. Le second moyen est l'emploi massif de la contre-réaction dont un autre avantage est de stabiliser en même temps le gain du montage. Le troisième moyen est à déconseiller : il consiste à corriger la dérive au moyen d'un réseau comprenant une ou plusieurs résistances CTN. En effet, une telle compensation n'est qu'approximative et ne convient que pour des amplificateurs BF à liaison RC où une légère dérive en continu est sans importance. Cette méthode n'est pas applicable du fait que les courbes de variation de courant des transistors et de variation de résistance des CTN n'ont aucun lien de parenté rigoureux et que les CTN sont sujettes à des phénomènes de vieillissement, et à une instabilité trop grande.

Nous allons donc utiliser deux étages symétriques soumis à une contre-réaction énergétique. Cette contre-réaction nous pouvons l'appliquer en insérant une résistance dans le circuit d'émetteur des transistors de chaque étage. Nous pourrions même employer une résistance commune pour les deux transistors de chaque étage et obtenir ainsi une amélioration de la symétrie. C'est le principe appliqué dans un certain nombre de montages cités en bibliographie. Mais il a l'inconvénient de réduire la tension d'alimentation effective des amplificateurs et, par conséquent, leur gain, car pour obtenir une contre-réaction efficace par ce procédé, il faut donner aux résistances d'émetteur des valeurs élevées.

Il est, par conséquent, préférable de disposer dans l'émetteur une résistance de valeur relativement faible et de recueillir sur elle la tension de contre-réaction, mais de n'appliquer celle-ci à la base du transistor qu'après amplification par un transistor supplémentaire.

Nous arrivons au schéma de la figure 1. Pour alimenter le transistor de contre-réaction, nous sommes obligés de prévoir une pile séparée, dont dans le montage définitif nous préférons nous débarrasser. Si pour une raison quelconque le courant dans R1 augmente, c'est-à-dire si le courant de collecteur du transistor T1 croît, le potentiel entre émetteur et collecteur de T1 diminue et cette diminution est reportée à travers la pile d'alimentation de T2 entre émetteur et base du transistor de contre-réaction T2 de telle sorte que le courant de collecteur de ce dernier croisse. En effet, un transistor étant commandé surtout par un courant, il suffit de faibles variations du potentiel de base pour que le courant de base croisse fortement. La diminution du potentiel émetteur collecteur de T1 initiale est reportée intégralement sur la base de T2 et, si faible soit-elle, elle suffit pour provoquer une augmentation considérable du courant de base de T2. Le courant de collecteur de T2 augmente fortement. Par conséquent, la chute de tension sur la résistance R2 croît dans les mêmes proportions. En même temps, le potentiel

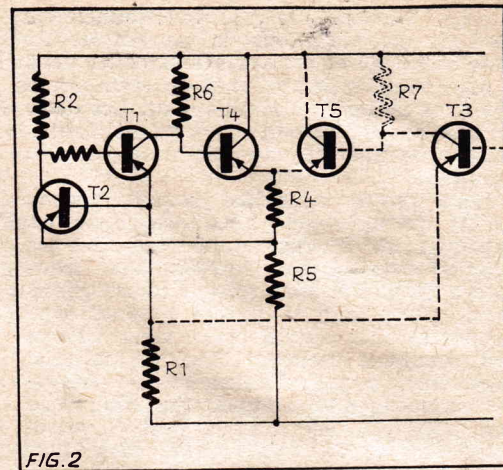


FIG. 2

sur le collecteur de T2 devenant plus positif, le courant dans la résistance R3 diminue et avec lui le courant de base du transistor T1. La diminution du courant de base a pour effet une diminution du courant de collecteur de T1. Par conséquent, l'augmentation initiale de ce courant tend à être compensée et, le gain du montage étant élevé, elle l'est effectivement avec une excellente précision.

Il reste pourtant cette pile dont la présence est peu souhaitable. C'est intentionnellement que dans le montage précédent nous n'avons pas parlé du transistor T3, symétrique de T1. En effet, ce montage ne doit être considéré que comme un montage théorique donnant le principe de la régulation adoptée, puisque nous avons vu que nous avons besoin d'un gain élevé, que nous ne pourrions obtenir qu'au moyen de deux étages en cascade.

Pour supprimer cette pile indésirable, nous pouvons adopter le schéma de la figure 2. Le potentiel entre base et émetteur est toujours très faible. Nous pouvons, par conséquent, admettre avec une bonne précision que sur l'émetteur de T4 nous retrouvons la quasi intégrité du potentiel de collecteur de T1. En effet, T4 vu sous cet angle fonctionne en émettodyne, c'est-à-dire d'une manière comparable à celle d'un cathodyne à lampe. Si au lieu de relier l'émetteur de T2 directement à celui de T4, nous le raccordons à une prise judicieusement disposée sur la résistance de charge de l'émetteur de T4, nous disposons en même temps de la tension d'alimentation nécessaire pour T2. Ce transistor peut se contenter d'une tension émetteur collecteur de l'ordre du volt et si l'alimentation générale se fait sous une quinzaine de volts, nous ne perdons que très peu en sensibilité, environ 92 % des variations de potentiel de l'émetteur du transistor T4 se retrouvant sur la prise du diviseur.

Si pour une raison quelconque, indépendante de T1, le courant de collecteur de T4 augmente, la différence de potentiel entre émetteur et base de T2 diminue et avec elle le courant de base de T2. Il en résulte une diminution du courant de collecteur de ce transistor qui a pour effet de diminuer la chute de tension sur la résistance R2 et de l'augmenter sur R3 avec, pour conséquence, une augmentation du courant de base de T1. Or T1 et T4 sont en liaison directe entre collecteur de T1 et base de T4. La chute de tension provoquée sur la résistance R6, charge de collecteur de T1, fait diminuer le potentiel de collecteur de T1 et partant celui de base de T4. Il en résulte une diminution du courant dans le circuit de base de T4 et, par le même fait, une diminution du courant de collecteur de ce transistor. Le montage tend donc à compenser l'augmentation de courant collecteur de T4

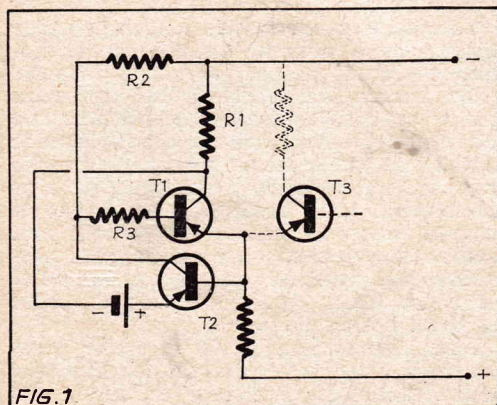
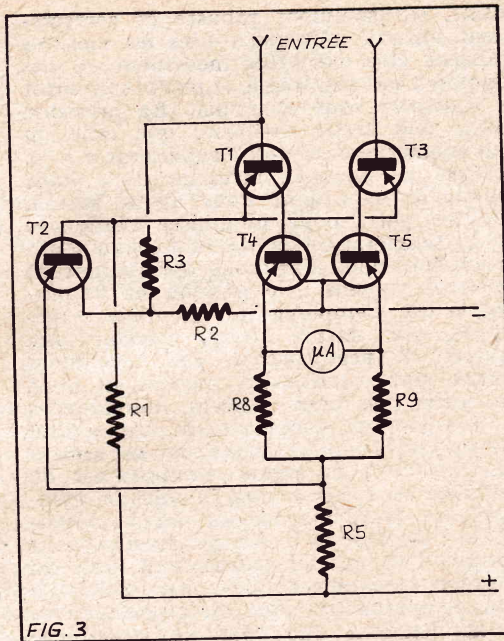


FIG. 1

initiale. D'autre part, le fonctionnement vis-à-vis des variations de courant de T1 reste inchangé et ces variations continuent à être compensées suivant le mécanisme que nous avons exposé plus haut. Les deux actions se complètent et tendent toutes deux à donner au montage une parfaite stabilité.

Nous n'avons considéré jusqu'ici qu'une moitié du montage et n'avons dans les figures 1 et 2 tracé qu'en pointillé les circuits symétriques équipés des transistors T3 et T5. Mais tel que nous l'avons décrit plus haut le montage serait certainement très stable, mais nous voyons mal comment nous en tirerions un gain élevé étant donnée l'efficacité du système de contre-réaction adopté. En effet, telle que nous l'avons décrite, cette contre-réaction s'appliquerait aussi bien aux variations indésirables qu'à celles correspondant aux courants à mesurer. C'est une des raisons qui font de l'emploi d'un montage symétrique une nécessité. En effet, dans un montage symétrique, nous pouvons nous arranger pour que la contre-réaction n'agisse que sur les variations indésirables, c'est-à-dire celles ayant pour origine les variations de température ou de tension d'alimentation, ou des modifications des caractéristiques de certains éléments du montage. Il nous suffira d'observer que ces variations, sauf celles dues à l'instabilité des éléments technologiques, affectent les deux moitiés du montage d'une manière symétrique, tandis que le signal utile peut être appliqué en opposition de phase sur les deux entrées de l'amplificateur. La discrimination entre les deux catégories de signaux peut être obtenue facilement en disposant dans le circuit d'émetteur de chaque étage une résistance de charge commune aux deux transistors de l'étage. Vis-à-vis de la régulation (transistor T2) ces résistances jouent le même rôle que les résistances R1 et R5 respectivement pour l'étage d'entrée et celui de sortie de la figure 2. Toutefois, le signal utile étant appliqué en opposition de phase sur les deux entrées, il provoque une augmentation de courant dans une moitié du montage et une diminution dans l'autre, et si l'ensemble est bien équilibré, ces variations de courant se compensent exactement et s'annulent sur les résistances d'émetteur des deux étages. La contre-réaction est sans effet sur le signal utile puisqu'il ne provoque aucune variation de potentiel sur les émetteurs. Par contre, survienne une augmentation de courant due par exemple à une élévation de température. Les quatre transistors du circuit de mesure en seront affectés sensiblement de la même manière. Dans chaque étage, le courant d'émetteur des deux transistors croît. Le potentiel sur la charge commune d'émetteur s'élève. Le transistor de régulation T2 est commandé par ces élévations de potentiel et tend à les compenser suivant le même mécanisme que nous avons exposé plus haut pour une moitié du montage. Il y a, par conséquent, discrimination efficace entre le signal utile et le signal perturbateur et tendance à compensation de ce dernier. En même temps, si pour une raison quelconque les deux transistors d'un même étage accusent des gains légèrement différents, l'augmentation de courant dans l'un ne sera pas exactement compensée par la diminution dans l'autre et les deux variations ne s'annuleront pas exactement. Il apparaîtra sur la charge commune d'émetteur une variation de potentiel qui sera immédiatement compensée par la régulation. Pour ce faire, celle-ci fera croître ou diminuer le courant de collecteur du transistor qu'elle commande, dans un sens convenable pour que le courant des deux transistors de l'étage soit exacte-



ment complémentaire. La contre-réaction corrige, par conséquent, les variations ou déséquilibres que pourraient amener des différences de caractéristiques des transistors qui, de ce fait, n'ont pas besoin d'être appariés.

Etant donné que la contre-réaction n'agit que sur les perturbations en phase, le gain du premier étage reste élevé pour le signal utile.

Quant à la sortie du montage, car n'oublions pas que le but final de ce circuit est de faire dévier un microampèremètre, nous avons le choix entre un système à charge d'émetteur ou à charge de collecteur. Pour commander un microampèremètre de résistance nécessairement faible, nous avons avantage à employer un montage à faible impédance de sortie. D'autre part, si nous disposons dans les collecteurs de l'étage de sortie des résistances de charge, leur présence va perturber le fonctionnement de la contre-réaction telle que nous l'avons envisagée plus haut et il faudra modifier assez profondément son schéma. La contre-réaction avec le nouveau montage se fera avec un gain moins élevé, partant avec moins d'efficacité. Nous n'entrerons pas dans les détails de cette variante que nous n'avons pas retenue. Par contre, si nous disposons les charges dans les émetteurs, le fonctionnement restera inchangé pour la contre-réaction, si pour constituer cette charge nous scindons en deux la résistance R4, puisque cette résistance est de toute façon nécessaire pour l'alimentation du transistor T2. Certes, avec le montage émettodyne nous n'obtenons aucun gain en tension et, comme avec son homologue à tubes, le cathodyne, le gain en tension est même légèrement inférieur à l'unité, mais cela reste sans importance puisque ce que nous recherchons c'est avant tout un gain en courant important. Or le gain en courant d'un transistor en émettodyne reste important et ce montage ne présente pas d'inconvénient de ce côté. Pour ce qui est de l'impédance de sortie, celle-ci est également très faible, de sorte que nous pouvons considérer ce montage comme convenant parfaitement au but fixé.

Nous sommes ainsi arrivés au schéma de la figure 3. Nous reconnaissons les divers éléments du montage de la figure 2. La résistance d'émetteur de l'étage final, ci-devant R4, a été divisée en deux résistances respectivement dans l'émetteur du transistor T4 (R8) et T5 (R9), entre lesquelles est branché le microampèremètre.

Mais le montage de la figure 3 n'est pas encore parfait, car supposons que par suite d'un échauffement le courant dans les transistors T3 et T5 augmente plus que celui dans T1 et T4. La contre-réaction va agir sur les transistors T1 et T4 de manière que leur courant augmente de la même valeur qu'a augmenté celui de T3 et T5. Certes, la sortie restera équilibrée et le galvanomètre restera sensiblement au zéro, mais le point de fonctionnement du montage aura été sensiblement déplacé. Il est préférable d'éviter ou du moins de minimiser cet effet. Un moyen qui contribue en même temps à améliorer la symétrie du montage consiste à appliquer la contre-réaction amplifiée par le transistor T2 aux deux chaînes d'amplification symétriques. Que se passera-t-il alors ? Admettons que le courant de T1 ait augmenté. Son collecteur est chargé par l'espace base collecteur de T4 que nous pouvons assimiler à une résistance de charge virtuelle R6. La chute de tension sur cette résistance augmente, ce qui signifie que le potentiel du collecteur de transistor T1 devient plus positif. La base du transistor T4 est en liaison directe avec le collecteur de T1, et son potentiel devient également plus positif, de sorte que le courant de base diminue et avec lui le courant de collecteur de T4. Pendant ce temps, le transistor de régulation T2 voit la *ddp* entre sa base et son émetteur augmenter, d'où il résulte dans son circuit de collecteur une augmentation de courant. Cette augmentation de courant tend à rendre le potentiel du collecteur de T2 plus positif par suite de la chute de tension accrue sur la résistance de charge R7. Par un mécanisme analogue à celui que nous avons vu plus haut, par conséquent, la contre-réaction va pouvoir jouer. Ce nous ne l'appliquons plus seulement à T1 mais également à T3 (fig. 4). Pour ce nous avons scindé R3 en deux résistances distinctes appliquant la contre-réaction aux bases respectives des transistors T1 et T3. En fait, nous avons prévu un potentiomètre dont les extrémités sont connectées aux bases. Son curseur reçoit le signal de contre-réaction. Le réglage du curseur de ce potentiomètre (R10) permet d'équilibrer le montage. Le signal de contre-réaction agira normalement sur le transistor T1 et tendra à compenser la variation de courant dans T1. Mais appliqué également à la base de T3, elle tend à faire diminuer le courant de ce transistor également. Le transistor T3 contribue par conséquent, à compenser le déséquilibre et la sensibilité de la compensation est accrue. Certes, le point de fonctionnement du montage reste influencé, mais est beaucoup moins déplacé que si le transistor T3 avait été la source de perturbation et que T1 seul eût dû corriger l'équilibre. Nous pouvons admettre généralement une diminution de moitié de la dérive du point de fonctionnement tout en obtenant une diminution de moitié de l'importance de la dérive du signal de sortie (dérive du zéro).

Tel que le donne la figure 4, le montage est complet et pourrait fonctionner. Toutefois, quelques perfectionnements seraient utiles encore. En effet, il est important que le potentiel entre les bornes d'entrée soit rigoureusement nul au repos. D'autre part, le potentiel entre les bornes de sortie doit être nul également au repos, ou, exactement nous voulons qu'au repos, le courant dans le galvanomètre soit nul. Deux réglages sont donc utiles pour mettre un ajustage précis du potentiel entre les deux bornes d'entrée et entre les deux bornes de sortie.

Pour ajuster le zéro de la sortie, nous pourrions jouer sur le courant de base des deux transistors de l'étage de sortie.



potentiomètre entre source d'alimentation et la base des charges de collecteur de T1 et T3 permet ce réglage.

Pour annuler les éventuelles différences de potentiel entre les bornes d'entrée, nous pourrions agir sur les bases de l'étage d'entrée. Or, à ces bases est déjà connecté le potentiomètre R10 (fig. 4). Le potentiel de son curseur n'est pas fixe, puisqu'il est commandé par le transistor de régulation. Pour que le réglage du zéro d'entrée ne soit pas affecté par le fonctionnement de la régulation, le pont de réglage doit être alimenté par un potentiel qui varie avec celui de la régulation. Le moyen le plus simple est d'utiliser à cet effet la tension de régulation proprement dite et de faire jouer au potentiomètre R10 le rôle d'organe de mise à zéro de l'entrée. En effet, si une telle mise à zéro est indispensable pour corriger les légères différences entre les caractéristiques des transistors, elle n'a jamais à corriger des différences importantes. Il est sans inconvénient réel de déséquilibrer légèrement le circuit de contre-réaction : si même il est très légèrement plus efficace sur une moitié de l'amplificateur que sur l'autre, son efficacité globale n'est que très légèrement affectée et l'influence sur le gain de l'amplificateur et sur la dérive résiduelle du zéro est impondérable.

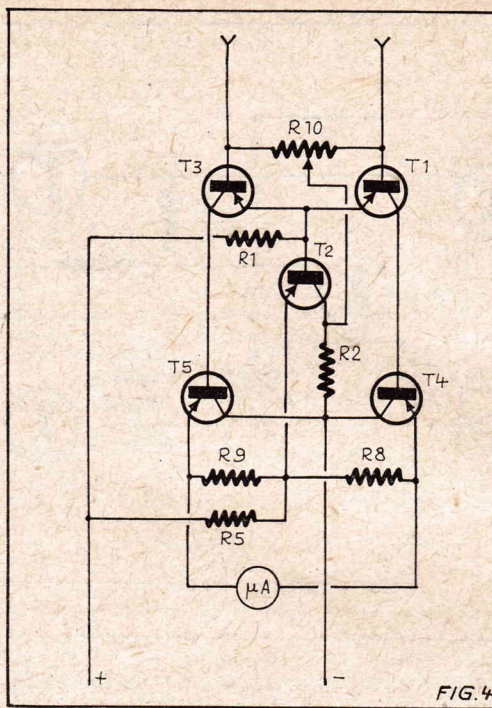
Nous en arrivons maintenant au dimensionnement des circuits. Nous commencerons par la fin. Pour attaquer correctement le galvanomètre, l'impédance de sortie doit être faible. D'autre part, il faut qu'aux bornes des résistances de charge de l'étage final nous trouvions une *ddp* suffisante pour alimenter le transistor de régulation. Enfin, il faut que les résistances de contre-réaction soient suffisamment grandes pour que cette contre-réaction soit efficace, sans que pour autant la chute de tension sur ces résistances ne nécessite une tension d'alimentation du montage trop élevée qui pourrait, le cas échéant, devenir dangereuse pour les transistors.

Nous n'entrerons pas dans le détail du calcul des éléments du montage. Nous préférons examiner le montage final auquel nous avons abouti. En effet, à la mise au point nous avons été amenés à modifier diverses valeurs par rapport à celles calculées pour obtenir une sensibilité et une stabilité optimums.

Les résistances de charge d'émetteur des deux transistors de l'étage de sortie sont prises égales à 500  $\Omega$ . Cette valeur assure le compromis entre une tension d'alimentation du transistor de régulation assez élevée pour que son gain soit important et d'une impédance de sortie suffisamment basse pour attaquer tout microampèremètre courant. En outre, la contre-réaction introduite sur le signal utile par cette résistance reste acceptable.

Le transistor de régulation est alimenté sur la résistance d'émetteur commune de l'étage de sortie. Cette résistance est assez critique et comprise entre 5,6 et 8,2 k $\Omega$ . La valeur optimale sur notre maquette est celle du schéma de la figure 5, c'est-à-dire de 6,2 k $\Omega$ . Sur ce schéma l'on observe également que les résistances de contre-réaction de l'étage d'entrée et de charge de collecteur de l'amplificateur de contre-réaction sont toutes deux égales à 27 k $\Omega$ , sans d'ailleurs que cette valeur soit critique entre 20 et 30 k $\Omega$ . L'équilibrage de la sortie est assuré par un potentiomètre de 0,5 k $\Omega$  entre deux résistances butée de 20 k $\Omega$  chacune. L'équilibrage de l'entrée se fait par un potentiomètre de 50 k $\Omega$ , encadré de deux résistances butée de 120 k $\Omega$  chacune dont le rôle est d'assurer une plus grande souplesse de ce réglage.

Sur l'entrée est branché un microrupteur commandé par un bouton poussoir. En



actionnant ce poussoir on court-circuite l'entrée de l'amplificateur. Cette manœuvre permet d'ajuster avec précision l'équilibrage de l'entrée et de la sortie.

Nous n'avons rien dit encore des transistors utilisés sur ce montage. En vérité, à moins de rechercher des performances extrêmes, ce choix n'est pas très critique : 5 transistors BF du type PNP identiques, c'est tout ce qu'il faut. Il est évidemment intéressant que leur gain en courant soit le plus élevé possible puisque stabilité et sensibilité en dépendent, mais il n'est nullement indispensable qu'ils soient particulièrement sélectionnés. Nous avons équipé de cinq OC71 notre prototype, mais avons eu de meilleurs résultats avec des OC44. Si nous avions pu sélectionner les échantillons et ne retenir que ceux ayant le gain le plus élevé dans un type à gain élevé par essence, il n'y a pas de doute que nous eussions peut-être atteint un gain en courant de 2 000 ou plus. En fait, avec le matériel que nous avons utilisé, le gain ne dépassait pas beaucoup les 1 000. Pour l'ajuster avec précision un potentiomètre de 2 M $\Omega$  monté en résistance variable shunte l'entrée du montage. Il est réglé de sorte que le gain total soit exactement de 1 000. Il est bon, par contre, de sélectionner les transistors pour des caractéristiques en température aussi semblables que possibles. Des transistors au silicium permettraient certainement des performances supérieures.

Le microampèremètre ayant une déviation totale de 100  $\mu$ A, avec l'amplificateur, cette déviation est obtenue pour 0,1  $\mu$ A à l'entrée. Or, malgré les précautions prises, si l'on fait passer brusquement l'appareil de + 10° C à + 30° C, par exemple en le trempant alternativement dans des bains de pétrole à ces deux températures, la dérive de l'instrument de mesure approche 8  $\mu$ A, ce qui correspond ramené à l'entrée à environ 0,01  $\mu$ A. Bien entendu, en pratique de telles conditions ne se produisent guère et de toute façon nous ne sommes pas certains qu'un voltmètre à lampes s'en tirerait mieux. Mais, étant donné le faible volume que nous pouvons faire occuper au montage, il est tentant de l'enfermer dans une enceinte thermostatée. C'est ce que nous avons fait. En réalité cette enceinte est une simple boîte en métal qui sert en même temps de blindage que nous avons entourée de polystyrène expansé en matière d'isolement thermique. La régulation peut

être assez grossière étant donnée l'efficacité de la contre-réaction. Elle est assurée par un simple bilame qui règle cette température aux environs de 37° C avec une précision du degré environ. Dans ces conditions, la dérive à la sortie ne dépasse pas 1 à 2  $\mu$ A. C'est-à-dire qu'elle est pratiquement imperceptible. Faute d'un galvanomètre assez sensible, nous n'avons pu la mesurer avec précision et ces chiffres correspondent à une estimation plutôt pessimiste.

Nous avons eu la curiosité de pousser plus loin encore les performances du montage. Pour commencer, nous avons eu recours à un artifice recommandé par Neale et Oakes dans un montage analogue publié dans *Wireless World* (11.56, p. 529). Nous avons ajouté (fig. 5) un second pont diviseur en parallèle sur l'entrée. Ce diviseur est formé par un potentiomètre de 20 k $\Omega$  encadré de deux résistances butée de 120 k $\Omega$  chacune. Le curseur du potentiomètre est dans le montage de Neale et Oakes directement réuni à l'émetteur du transistor de contre-réaction. Il nous est apparu préférable d'insérer entre cet émetteur et le curseur du potentiomètre de 20 k $\Omega$  un autre potentiomètre de 50 k $\Omega$  monté en résistance variable.

Ce montage supplémentaire permet de fixer le point de fonctionnement de l'amplificateur dans la zone de plus grande stabilité. Pour rechercher cette zone, nous avons trempé alternativement l'amplificateur dans deux bains de pétrole thermostatés l'un à 40° C, l'autre à 8° C. Si pour le premier nous avons employé un thermostat à bilame, pour le second nous nous sommes contentés de le refroidir par circulation d'eau de ville (en hiver !). La température de ces deux bains n'a nul besoin d'être réglée avec précision, il suffit qu'il existe entre eux une différence de température de quelque 25° C. Pour que la température des bains ne varie que peu lorsque nous y introduisons l'amplificateur, nous les avons pris de capacité suffisante (2 litres).

Pour la mise au point du montage, nous avons procédé comme suit : nous avons muni tous les potentiomètres d'un cadran gradué et avons équilibré la sortie de la manière classique, c'est-à-dire l'entrée étant court-circuitée, le potentiomètre P4 à son maximum et le potentiomètre P2 à mi-course, de même que P3. Sans toucher à l'axe de P1, nous avons fait coïncider la graduation médiane de son cadran avec l'index de son bouton que nous laissons dans la position où l'a laissé l'équilibrage de la sortie. Ensuite, nous tournons de 3/10 vers la gauche le bouton de P1 de manière que son index soit en regard de la division 2 du cadran. En plongeant alternativement le montage dans les deux bains, nous recherchons la position de P3 pour laquelle la dérive est minimale. Nous notons le repère du cadran en face duquel s'est arrêté l'index de P3. Précisons que le réglage initial de P1 se fait à basse température. Le galvanomètre est connecté dans un sens tel que sa déviation croisse lorsque la température s'élève. Nous recherchons ensuite le réglage de P2 annulant la *ddp* aux bornes d'entrée. Ce réglage se trouve en court-circuitant périodiquement les bornes d'entrée et en ajustant P2 jusqu'à ce que l'aiguille du galvanomètre ne bouge plus. Ce réglage est sensiblement indépendant de la température. Nous notons également le réglage de P2.

Nous refaisons ainsi les mêmes opérations P1 étant en face du repère 3 de son cadran, puis en face de 4, de 5, et ainsi de suite jusqu'à 8. Chaque fois nous notons soigneusement les repérages de P2, P3 en fonction de celui de P1.

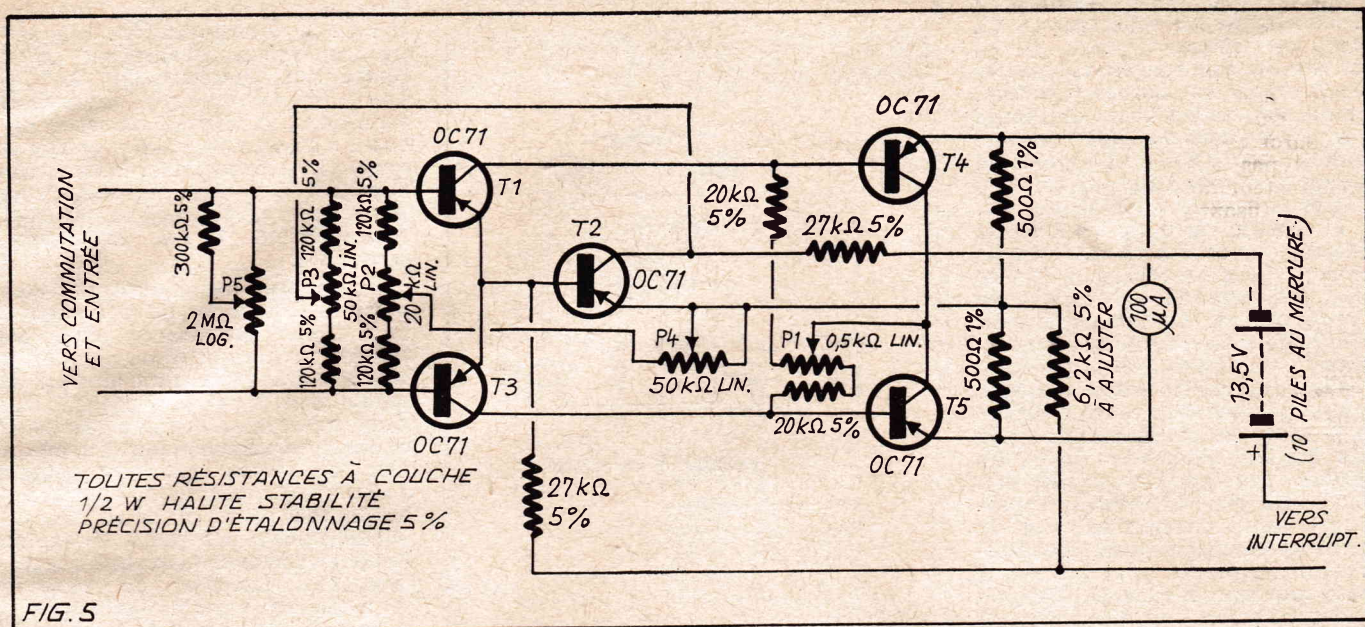


FIG. 5

Pour une position donnée de P1, la dérive est minimum. Nous notons la valeur de cette dérive résiduelle.

Jusqu'ici, nous avons laissé P4 sur 10, c'est-à-dire au maximum. Plaçons-le sur 5 et répétons tout le cycle de réglages ci-dessus. Si la dérive minimum a augmenté, plaçons ensuite P4 sur 7. Si elle a diminué, replaçons P4 sur 3. Si elle est restée inchangée, essayons 7,5. Selon que dans l'une ou l'autre de ces positions la dérive minimum a diminué, nous recherchons de proche en proche le réglage optimum de P4. En fait, il n'est pas nécessaire de refaire chaque fois tout le cycle de réglages étant donné que d'une valeur à l'autre de P4, les réglages optimum des trois autres potentiomètres n'ont besoin que d'être un peu touchés.

Après cette mise au point, nous avons trouvé un réglage qui avec les transistors employés assure une stabilité maximum. Pour éviter que par la suite les transistors puissent être intervertis, nous inscrivons sur chacun d'eux un numéro, avec une encre blanche pour photographie.

Malheureusement, le réglage que nous avons trouvé est très probablement tel que le galvanomètre accuse au repos une certaine déviation. Si cette déviation est faible, nous pourrions éventuellement la corriger en jouant sur les valeurs des résistances de charge d'émetteur de l'étage de sortie. Dans ce cas, les autres réglages auraient certainement besoin d'une légère retouche. Il est plus simple, toutefois, de compenser cette déviation au repos mécaniquement à l'aide du dispositif de cadrage du galvanomètre. Il faut tenir compte que sur certains microampèremètres de fabrication française, ce réglage influe sur la sensibilité de l'instrument étant donné qu'il consiste simplement à tendre plus ou moins l'un des deux spiraux. Ceci n'est pas le cas avec les instruments où les deux spiraux sont solidaires d'un même pont dont on règle la position, sans influencer la tension des spiraux. Toutefois, en pratique, si la déviation au repos ne dépasse pas 10 % à peu près de la déviation totale, la perte de sensibilité n'est pas grande et l'ajustage du gain de l'amplificateur (potentiomètre P5) permet facilement de la rattraper.

En nous plaçant dans les conditions optimales de réglage de l'amplificateur, nous avons pu réduire la dérive résiduelle entre + 10° C et + 30° C à quelque 3 µA à la sortie.

Non content de ce résultat, nous avons placé cette nouvelle version de notre volt-

mètre électronique en enceinte thermostatée. Notre étonnement a été grand de constater que bien que la régulation de température réduise les variations de température de l'amplificateur à 1,5° environ dans le plus mauvais des cas, la dérive résiduelle restait de l'ordre du microampère lorsque l'appareil passait de - 5° C à + 25° C de température ambiante. Une brève expérimentation nous a fait identifier les coupables : d'une part, les potentiomètres de réglage que nous avions pris du type grand public voyaient leur résistance varier avec la température, et d'autre part, la pile, du type Leclanché, manquait de stabilité également.

Nous avons alors eu recours aux grands moyens et avons enfermé tous les éléments du montage dans l'enceinte thermostatée. Bien entendu, celle-ci dut être refaite. Nous en profitâmes pour remplacer son thermostat à bilame par un régulateur de température électronique à apport continu d'énergie. Le montage électronique du voltmètre fut refait en n'employant cette fois-ci que du matériel de toute première qualité : résistances à couche de haute stabilité largement dimensionnées, potentiomètres à piste moulée professionnels, transistors sélectionnés et appariés, isolants verre résine. Les cinq transistors du montage furent noyés dans un même radiateur en aluminium tourné et disposés dans cinq logements percés dans ce radiateur, un sixième logement central étant occupé par deux thermistances miniatures. Transistors et thermistances sont entièrement noyés dans de l'araldite qui assure un bon contact thermique entre le radiateur et eux. Le rôle de ce radiateur n'est pas d'évacuer la chaleur dissipée par les transistors, cette chaleur étant très faible, mais d'égaliser leur température. De plus, ce radiateur étant le corps présentant dans l'enceinte la plus grande inertie thermique, nous avons la certitude que lorsque la température en son centre a atteint sa valeur nominale tous les autres éléments du montage sont à même température. Tout le montage électronique est logé dans une boîte parallélépipédique en plexiglas de 4 mm d'épaisseur. Les potentiomètres sont fixés sur deux grands côtés opposés. Les potentiomètres P4 et P5 sont orientés vers l'arrière, P1, P2 et P3 vers l'avant. Leurs axes sont coupés courts et munis de flectors en mica. La longueur des axes a été choisie de telle sorte que les flectors soient à environ 22 mm des panneaux de fixation. L'amplificateur est alimenté par une pile de 10 éléments au

mercure donnant une tension de 13,5 V très stable. La pile est logée dans l'enceinte thermostatée et abritée par deux tubes en plexiglas collés entre les parois avant et arrière de l'enceinte. L'isolement thermique est double : il comporte une première couche de 20 mm de polystyrène expansé appliquée à même les parois en plexiglas de l'enceinte, une couche d'air de 10 mm destinée à permettre le libre jeu des flectors des potentiomètres, puis une seconde couche de 20 mm de polystyrène expansé. Ce dernier étant assez fragile, l'ensemble est entouré d'une seconde boîte de plexiglas. La moitié gauche arrière de cette boîte et l'isolement thermique qu'elle recouvre sont amovibles sous forme d'un volet à emboîtement et permet d'accéder au compartiment des piles pour leur remplacement.

Le carter extérieur de l'enceinte thermostatée et l'isolement sont maintenus en place par quatre fines colonnettes de 6 mm de diamètre sur chaque paroi. Ces colonnettes sont collées dans des évidements des parois intérieures et extérieures de l'enceinte. Bien que relativement fragiles individuellement, par leur nombre elles confèrent une grande robustesse à l'ensemble. Elles sont prises dans un plexiglas fortement plastifié qui s'est avéré moins cassant dans cet usage que celui des parois.

Dans l'enceinte thermostatée sont également logés les circuits électroniques du régulateur de température et les résistances du diviseur d'entrée.

Toutes les sorties se font par fils souples subminiatures de 5/10 mm de section. Les sorties sont d'ailleurs peu nombreuses et se limitent aux fils d'alimentation du régulateur, aux deux fils de l'interrupteur de mise en route du voltmètre, à un fil de contrôle de température, aux deux sorties de l'amplificateur vers le microampèremètre et aux 10 fils de sortie de l'amplificateur et du diviseur de tension. Etant donné l'impédance d'entrée élevée, nous avons pris des précautions particulières pour l'isolement de ces derniers. Ces précautions consistent à écarter ces fils les uns des autres et à les tendre entre les parois avant et arrière de l'isolement thermique chacun dans un canal creusé dans le polystyrène expansé, en évitant que l'isolement du fil vienne à toucher le polystyrène. Ces précautions ont été suffisantes tant que nous n'avons voulu voir dans ce voltmètre qu'un instrument de précision ordinaire.

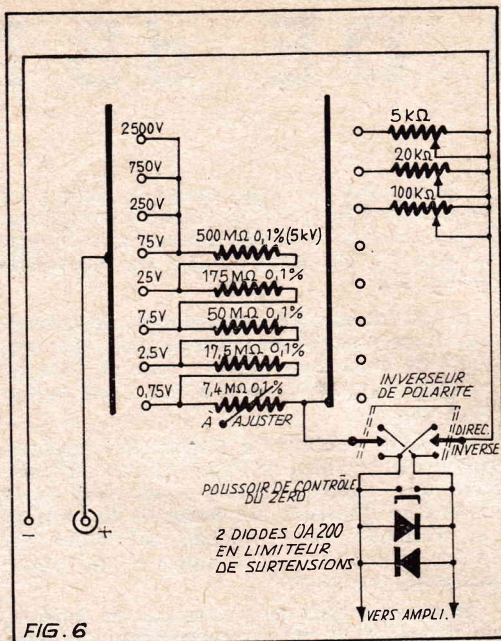
Mais nous allons voir qu'il y a moyen d'en tirer plus. Nous avons donc modifié

nos dispositions premières et placé le commutateur de sensibilités dans l'enceinte également. En réalité, pour ne pas augmenter inutilement l'inertie thermique de l'enceinte, nous n'avons placé dans celle-ci que la galette, l'encliquetage étant fixé sur la paroi extérieure de l'enceinte. Nous n'avons pas trouvé dans le commerce de contacteur dont l'isolement entre contacts soit suffisant. Nous avons donc réalisé nous-mêmes les deux galettes du contacteur avec deux disques de 80 mm de diamètre en une qualité choisie de plexiglas, du type de celui utilisé pour l'isolement des électromètres et des chambres à ionisation. Nous pensons qu'il s'agit d'une variété faiblement plastifiée car elle est assez cassante. Nous avons utilisé des contacts Jeanrenaud qu'au lieu de river, ce que notre plexiglas n'eût sans doute pas supporté, nous avons fixés par collage à l'araldite d'un petit picot de section carrée que nous avons au préalable soudé sur chacun des contacts. Ces picots se logent dans des trous percés dans le plexiglas à un diamètre très inférieur à leur dimension définitive et ajustés avec des limes d'horlogerie en un carré approximatif. Pour assurer une meilleure adhérence de l'araldite, l'intérieur de ces trous a été passé à l'acétone de manière que sa surface devienne rugueuse. Inutile de préciser que la réalisation de ce contacteur est un travail des plus minutieux et que si l'un ou l'autre de nos lecteurs veut réaliser un appareil analogue, il fera bien de se montrer moins exigeant que nous et de prendre un contacteur professionnel sur verre résine ou à la rigueur sur stéatite dûment vernissée et siliconée, mais surtout qu'il ne regarde pas à l'encombrement et ne choisisse pas un modèle miniature. Le rotor du contacteur est réalisé selon la même technique et pourvu d'un axe rond en téflon. Les deux disques du rotor sont fixés sur cet axe par collage à l'araldite, mais comme sur le téflon même l'araldite n'a que peu d'adhérence, la surface de l'axe est rendue rugueuse aux endroits de fixation et percée superficiellement d'un collier de petits trous. Ces trous seront au collage remplis soigneusement d'araldite. Des trous d'un diamètre convenable sont percés dans les deux galettes du contacteur pour servir de palier à l'axe. Les galettes sont assemblées par collage, l'écartement étant assuré en trois points disposés à 120° d'écart par des entretoises en plexiglas.

Le contacteur est lui-même fixé contre la paroi intérieure de l'enceinte par la même méthode. Pour augmenter la résistance de fuite entre contacts adjacents, nous avons disposé entre eux des séparateurs en forme de lamelles de plexiglas collées sur la plaque de la galette. La colle utilisée pour ce collage est tout simplement le plexiglas des lamelles ramolli à l'acétone sur sa face inférieure. Un tel traitement ne semble que peu influencer la résistivité du plexiglas. Avant de poser les contacts, toutes les pièces sont soigneusement nettoyées, puis longuement rincées à l'eau déminéralisée. Par la suite, éviter d'y laisser des empreintes digitales ou de les souiller de quelque manière que ce soit.

L'axe de sortie du contacteur est également muni d'un flector en mica qui le raccorde au système d'encliquetage, qui lui est vissé sur la paroi extérieure de l'isolement thermique.

Dans sa nouvelle version, notre voltmètre électronique s'est trouvé pratiquement aussi encombrant qu'un voltmètre à lampe. Le plus encombrant est évidemment l'enceinte thermostatée et son isolement. Nous avons particulièrement soigné cet isolement parce que de lui dépendent les pertes qu'aura à compenser la régulation



de température et, par conséquent, la puissance consommée sur l'accumulateur de la régulation.

La figure 6 donne le schéma des circuits de commutation. On remarque que la résistance d'entrée ne dépasse jamais 750 MΩ. En effet, des valeurs plus élevées exigeraient un isolement à peu près impossible à réaliser sur un appareil destiné à un usage quotidien. Le système adopté est d'ailleurs tel que dans de larges limites la précision de la mesure n'est pas affectée par l'isolement de la borne d'entrée ou du câble de mesure.

Pour ce qui est du régulateur de température précisons qu'il est commandé à la fois par la thermistance logée au cœur du radiateur et par une autre thermistance montée librement dans l'enceinte. Au moment de la mise en route le régulateur lorsqu'il va atteindre la température définitive entre de la sorte en oscillation. Cette oscillation est très amortie et se manifeste principalement par un léger dépassement de la température de régime dans l'enceinte jusqu'à ce que la température du radiateur soit suffisamment voisine de la température de régime. Ce procédé permet de diminuer le temps de mise en température de l'enceinte. Le régulateur travaillant par apport continu d'énergie, il n'y a pas les oscillations de température dues à la fourchette des régulateurs classiques. La précision de la régulation est de 2/100° C, c'est-à-dire très supérieure à celle indispensable. La température de réglage est de 35° C sur notre prototype. Elle peut être réglée à toute valeur entre 25 et 40° C. Nous avons adopté cette valeur relativement basse afin de réduire la consommation d'énergie du régulateur. Pour assurer une bonne répartition de la température dans l'enceinte, le chauffage est assuré par de nombreuses résistances réparties contre toutes les parois intérieures. Ces résistances sont du type au carbone à couche 1/2 W de 100 Ω chacune. Elles sont au nombre de 30. Pour faciliter la circulation d'air dans l'enceinte et les échanges de température, nous n'avons utilisé que le moins possible de supports isolants et tous ceux que nous n'avons pu éviter sont des barrettes à ergots sur complexe verre résine.

Le seul élément non protégé contre les variations de température est le galvanomètre. Toutefois, étant donnée la faible impédance de sortie du montage, l'influence de la température est imperceptible.

Si nous tenons compte du prix d'une

alimentation stabilisée qu'il nous eût fallu dans un voltmètre à lampe et de celui des autres pièces d'un tel montage, nous devons admettre que même dans sa version perfectionnée, notre voltmètre électronique à transistors nous est revenu moins cher qu'un voltmètre à lampe. Or, ses performances sont incomparablement supérieures.

À la température ambiante, c'est-à-dire vers 20° C, le zéro est parfaitement stable sur toutes les gammes et sa dérive pour des variations de température entre 15 et 25° C imperceptible, c'est-à-dire inférieure à l'hystérésis de l'instrument de mesure, la régulation de température n'étant pas en marche, précisons-le. Lorsque la régulation est en marche, aucune dérive non plus est perceptible pour des températures atteignant 30 ou 37° C selon le réglage de la température de régulation (35 et 41° C) et aussi basses que -25° C (ne craignez rien, nous avons retiré l'accumulateur !). Nous avons comparé dans les mêmes conditions de température la précision de l'étalonnage par comparaison avec un voltmètre étalon H et B de précision 0,1 %, sans constater de variations perceptibles, sauf lorsque nous avons refroidi notre voltmètre électronique à -25°. Dans ce cas, la différence entre la valeur lue à température ambiante et à -25° était de l'ordre de 0,2 %. Mais en raison de la faible déviation que représente cette différence nous avons dû l'estimer plutôt que nous avons pu la mesurer. Cette valeur est donc à considérer comme un ordre de grandeur. Le microampèremètre ayant une précision d'étalonnage de 0,5 % nominale et la précision réelle restant sauf en fin d'échelle très en-dessous de cette tolérance, la précision globale de l'appareil, compte non tenu des tolérances du diviseur de tensions, meilleure que 0,5 % à toutes les températures, sauf à -25° où la très faible dérive signalée plus haut s'ajoute à la tolérance du galvanomètre, de sorte que la différence entre notre voltmètre et l'appareil de comparaison fait environ une division sur l'échelle de 250, soit à peu près 0,5 % qu'il y a lieu d'augmenter de la tolérance de l'appareil de comparaison. Par contre, entre 0 et 35° C, la régulation étant en marche ou entre 15 et 25° sans régulation, la précision sur toutes les gammes est meilleure que 0,5 %. Cette précision reste également acquise entre l'état de neuf et l'usure à 80 % de sa capacité de la pile d'alimentation. En pratique, cette pile n'étant en service que pendant le temps très court de la mesure proprement dite, son usure n'est pas plus grande qu'en stockage. Nous la remplaçons d'office tous les ans, mais les éléments au mercure qui la composent sont encore en parfait état à ce moment et nous pouvons encore nous en servir presque normalement pour alimenter d'autres appareils moins exigeants quant à leur régime alimentaire.

Dans un prochain article nous décrirons quelques perfectionnements dont par la suite nous avons encore doté ce voltmètre électronique. Nous parlerons également plus en détail du régulateur lorsque dans un autre article nous décrirons un banc de contrôle portatif pour thermomètres

**N'OUBLIEZ PAS..**

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

# COMBIEN DE dB ?

On prend de plus en plus l'habitude d'exprimer en décibels, autant les rendements que la forme même des courbes de réponse. En télévision, en particulier, le terme « - 6 dB » revient souvent sous la plume des auteurs, alors que, pris isolément, il ne signifie rien d'autre que « la moitié ».

L'emploi des décibels se justifiera ainsi, surtout dans les cas où toutes les autres valeurs sont exprimées également par des rapports et non pas en valeur absolue, et ceci à la condition expresse que, dans l'examen d'un amplificateur, les impédances placées à l'entrée et à la sortie soient bien égales l'une à l'autre. Pour l'emploi pratique des décibels, nous conseillons à ceux qui n'en ont pas trop l'habitude de se poser, avant tout, deux questions :

1. Examine-t-on des tensions, des intensités ou des puissances ? Notre figure 1 montre que les résultats diffèrent sérieusement d'un groupe à l'autre (1) :

Cette figure permet de tirer deux sortes de conclusions tout aussi importantes l'une que l'autre.

Ou bien un même nombre de décibels, par exemple, 6, représente un rapport double pour des tensions et des intensités (point A, ici) et quadruple pour des puissances (point B).

Ou bien — deuxième conclusion possible

(1) Ces écarts se justifient très logiquement par la théorie des logarithmes qui constitue la base même de la définition du bel et du décibel, son sous-multiple.

FIG. 1. — Si on choisit une échelle logarithmique pour les abscisses, on aboutit à deux droites pour la variation des décibels, mais ceux-ci ne prennent nullement la même valeur numérique, suivant que l'on considère des tensions (ou intensités) ou des puissances.

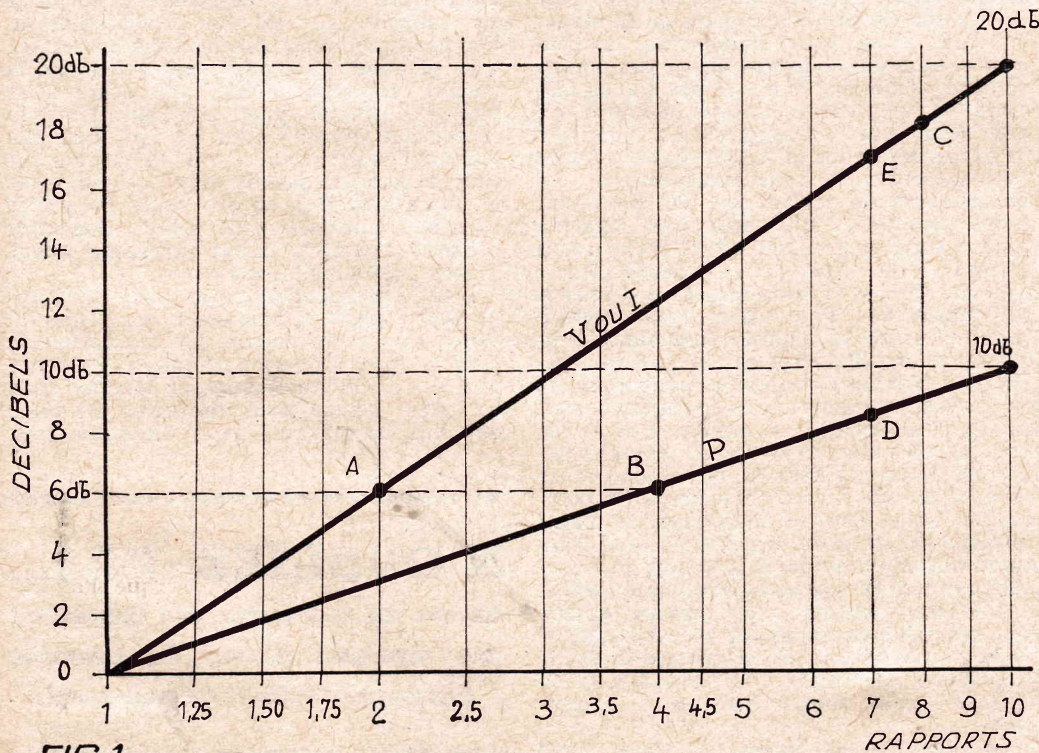


FIG. 1

— le rapport de 7, par exemple, aura pour valeur 18 dB, point E lorsqu'il s'applique à des tensions (ou des intensités, toujours) et par 8,5 dB dans le cas de puissances (point D).

Il faudra surtout se garder de déduire de ces deux valeurs numériques que, par une règle de trois trop hâtive, nous aurions les rapports respectifs, 3 et 6 pour une valeur de 9 dB.

2. Nous venons de parler de rapports, parce qu'ils forment l'âme même du principe des décibels, mais — et c'est là la deuxième question annoncée — le nombre de décibels est-il précédé du signe +, indice d'un gain, ou du signe - qui représenterait une perte ?

Pour tout gain en puissance, en tension, en intensité, la valeur numérique des rapports représentera effectivement un coefficient multiplicateur : nos 6 dB déjà cités,

caractérisent, soit 2 fois plus de tension, ou d'intensité, soit 4 fois plus de puissance. Les pertes, par contre, tout en conservant la même valeur numérique, on les considérerait en tant que diviseurs et - 6 dB indiquerait, soit 2 fois moins de tension, soit 4 fois moins de puissance.

Les logarithmes, dont dérivent les décibels, conduisent encore à un autre principe qui déroute bien plus souvent encore que les valeurs elles-mêmes : quand on additionne deux nombres de décibels il faudrait, pour aboutir à des résultats pratiques, multiplier les rapports : ainsi, après un affaiblissement de - 18 dB, ou encore - (6 + 6 + 6) il ne restera plus que :  $0,5 \times 0,5 \times 0,5 = 12\%$  de la tension présente à l'entrée et même (point C, fig. 1),  $0,25 \times 0,25 \times 0,25 = 1,5\%$  de la puissance initiale.

Ainsi, il serait bon de retenir quelques valeurs marquantes, pour avoir une idée, au moins, des ordres de grandeur :

FIG. 2. — Cette double échelle permet de trouver, d'un seul coup d'œil, le gain qui correspond à une valeur positive de dB : à + 25 dB, correspond, par exemple, 18 fois plus de tension.

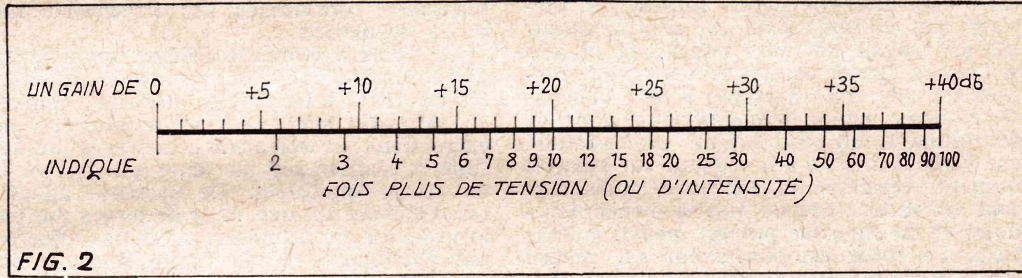


FIG. 2

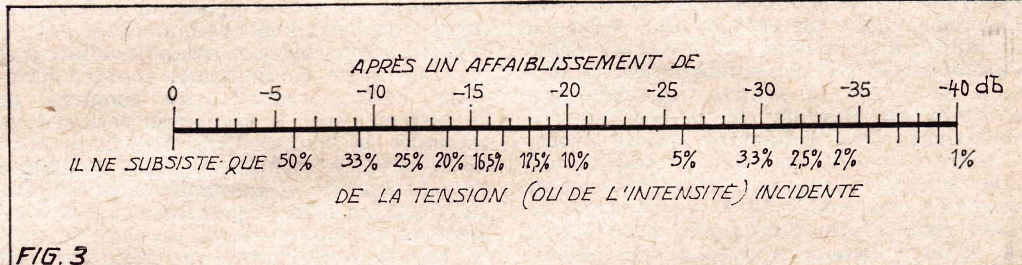


FIG. 3

FIG. 3. — Double échelle pour des dB négatifs : - 25 dB indiquent une perte de 95 % environ des tensions incidentes.

- + 6 dB = double,
- 6 dB = moitié,
- + 20 dB = 10 fois plus,
- + 40 dB = 100 fois plus,
- 20 dB = perte de 90 %,
- 30 dB = perte de 97 % (!)

Sans une certaine — et grande — habitude, les décibels n'introduisent aucune simplification réelle dans l'appréciation des qualités ou des défauts de tel ou tel organe électronique. C'est pourquoi il nous semble que nos figures 2 et 3, d'emploi très simple, rendront des services dans le maniement pratique de ces décibels.

E.L.

**NOTRE RELIEUR  
RADIO-PLANS**

pouvant contenir les 12 numéros d'une année.  
 PRIX : 5,00 NF (à nos bureaux).  
 Frais d'envoi sous boîte carton :  
 1,50 NF par relieur.

Adresser commande au directeur de RADIO-PLANS,  
 43, rue de Dunkerque, PARIS - X<sup>e</sup>. Par versement  
 à notre compte chèque postal : PARIS 259-10.

# ÉLECTROPHONE PORTATIF

facile  
à  
réaliser

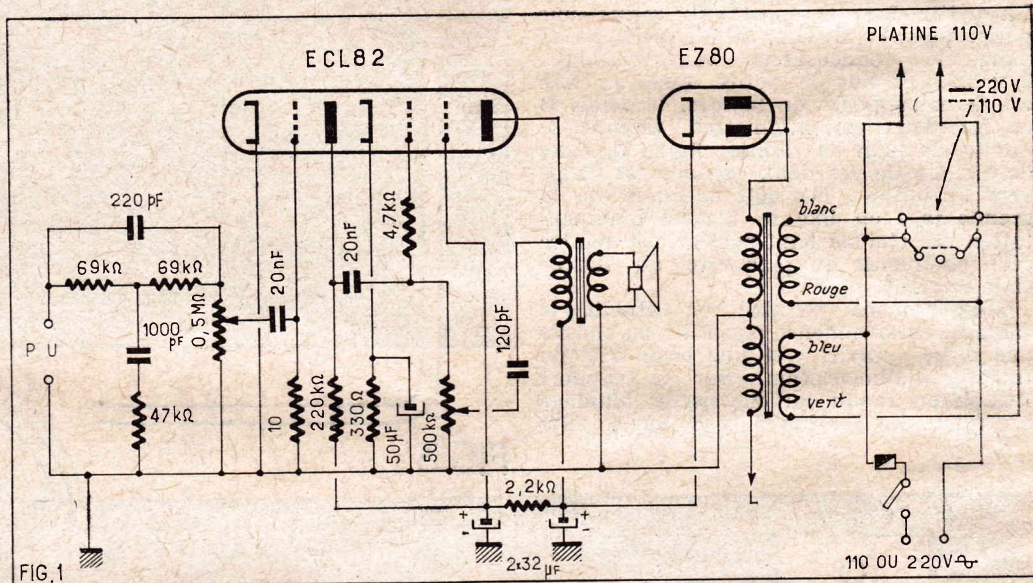
## Le schéma.

Le schéma de l'amplificateur est donné à la figure 1. La liaison entre le pick-up et la grille de commande de la triode comprend le circuit correcteur auquel nous avons fait allusion. Il s'agit d'un filtre en T ponté. Cette appellation imagée provient de ce que schématiquement il comporte une branche horizontale et une branche verticale, tout comme la lettre en question. La branche horizontale est formée par deux résistances de  $69\ 000\ \Omega$  et la branche verticale, qui part du point de jonction des deux  $69\ 000\ \Omega$  et aboutit à la masse, comprend un condensateur de  $1\ \text{NF}$  en série avec une résistance de  $47\ 000\ \Omega$ . Un tel filtre a pour effet de transmettre les courants BF d'autant mieux que leur fréquence est basse. Il

Lorsqu'on veut, comme c'est le cas ici, réaliser un électrophone économique, il est nécessaire de concevoir son amplificateur sous une forme simple. On a alors avantage à équiper cet ampli avec une lampe multiple. Dans la série Noval il en existe une qui convient particulièrement : la ECL82. Elle se compose d'une triode et d'une pentode de puissance. Ces deux éléments étant à cathodes séparées et blindés efficacement sont totalement indépendants ce qui facilite énormément leur emploi dans un amplificateur BF. La pentode délivre une puissance modulée de  $3,5\ \text{W}$ , ce qui correspond à une audition très confortable dans un local moyen.

Ce serait une erreur de croire qu'un amplificateur simple comme celui qui équipe notre électrophone ne peut présenter les qualités musicales qu'exigent les enregistrements modernes. Il suffit, en effet, d'adapter correctement les lampes et on obtient un taux de distorsions très faible. Enfin, grâce à des réseaux correcteurs simples, on peut donner à la courbe de transmission l'étendue nécessaire à une bonne restitution des fréquences graves et aiguës.

Nous avons résolument écarté l'alimentation tous courants et utilisé un transformateur qui offre une plus grande sécurité de fonctionnement et permet d'obtenir une valeur de HT assurant le meilleur fonctionnement des étages amplificateurs.



favorise donc la reproduction des graves. Mais ce filtre en T est ponté par un condensateur de  $220\ \text{pF}$  (le condensateur placé en parallèle sur les deux résistances de  $69\ 000\ \Omega$ ). Cette capacité a un effet contraire à celui du filtre en T, c'est-à-dire qu'elle transmet d'autant mieux les courants BF que leur fréquence est plus élevée. On peut penser que les deux éléments du circuit correcteur ayant des effets contraires ceux-ci s'annulent et qu'il est inutile de recourir à une telle complication. Ce serait une erreur de raisonner de cette façon. En effet, les valeurs des composants ont été choisies de manière à ce que seules les fréquences très basses et les fréquences très aiguës soient favorisées par rapport à celles du médium. On compense ainsi l'affaiblissement qu'elles subissent en traversant les étages successifs de l'amplificateur. On obtient donc grâce à ce filtre en T ponté une égalisation de la courbe de transmission.

Un potentiomètre de volume de  $0,5\ \text{M}\Omega$  est branché à la sortie du filtre. Son curseur attaque la grille de la triode par un condensateur de  $20\ \text{nF}$  et une résistance de  $10\ \text{M}\Omega$ . Par sa valeur élevée cette résistance accumule sur la grille des charges négatives qui polarisent cette électrode par rapport à la cathode qui elle est reliée à la masse. Le circuit plaque de ce premier étage amplificateur est chargé par une résistance de  $220\ 000\ \Omega$ .

La liaison entre le circuit plaque de la triode et la grille de commande de la pentode de puissance se fait par un condensateur de  $20\ \text{nF}$ , un potentiomètre de  $0,5\ \text{M}\Omega$  monté en résistance de fuite et une résis-

tance de blocage de  $4\ 700\ \Omega$  destinée à prévenir les accrochages éventuels. Le curseur du potentiomètre est relié à la plaque de la pentode par un condensateur de  $120\ \text{pF}$ . Cette disposition constitue un circuit de contre-réaction à taux variable qui, du fait de la présence du condensateur, agit uniquement pour les courants de fréquences aiguës. Vous n'ignorez pas qu'un circuit de contre-réaction a pour effet de réduire le gain de l'étage auquel il est appliqué. Ici cette réduction n'a donc lieu que pour les fréquences aiguës. Elle est proportionnelle au taux de contre-réaction. Ce taux étant variable selon la position du curseur du potentiomètre, le circuit constitue un excellent contrôle de tonalité.

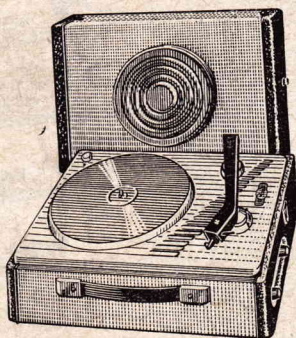
La pentode ECL82 est polarisée par une résistance de cathode de  $330\ \Omega$ , découpée par un condensateur de  $50\ \mu\text{F}$ . Son écran est alimenté directement par la ligne HT. Le circuit plaque est chargé par le primaire du transfo d'adaptation du HP. L'impédance de ce primaire est de  $5\ 000\ \Omega$ . Le HP lui-même est un  $17\ \text{cm}$  à moteur inversé extra-plat. Il est, bien entendu, à aimant permanent, ce mode d'excitation étant pratiquement le seul utilisé actuellement. Sa bobine mobile a une impédance de  $4\ \Omega$ .

Nous avons déjà signalé que l'alimentation utilise un transformateur. Celui-ci comporte deux enroulements primaires identiques qui peuvent être couplés en série ou en parallèle par le répartiteur de tension. Dans le premier cas la tension secteur doit être de  $220\ \text{V}$  et dans le second de  $110\ \text{V}$ . L'alimentation du moteur de la

Devis de l'Electrophone

## LE MÉNESTREL

décrit ci-contre



1 mallette + décors.....	33.00
1 platine Pathé Marconi 4 vitesses.....	75.00
1 HP 17 cm extra-plat.....	14.50
1 transfo d'alimentation.....	9.50
1 châssis.....	5.00
1 transfo de HP.....	4.00
1 jeu de 2 lampes.....	11.50
Petit matériel.....	15.00

Total..... 167.50

**PRIX FORFAITAIRE POUR L'ENSEMBLE EN**

**PIÈCES DÉTACHÉES, PRIS EN UNE SEULE FOIS..... 157.00**

**PRIX POUR L'ÉLECTROPHONE EN ORDRE DE MARCHÉ..... 177.00**

Expéditions rapides contre mandat

**NORD-RADIO**

149, rue La Fayette, Paris (10<sup>e</sup>)

C.C.P. PARIS 12 977-29

tine tourne-disque est faite par un seul  
ces enroulements et, par conséquent, a  
jours lieu sous une tension de 110 V,  
el que soit celle du secteur.  
Le transformateur possède un secon-  
re « chauffage lampes » et un secon-  
re HT. Le courant HT est redressé  
une valve EZ80. Le redressement  
effectuée à une alternance et les deux  
ques de la valve sont réunies. Le cou-  
nt HT est filtré par une cellule constituée  
une résistance de 2 200  $\Omega$  et deux  
ndensateurs électrochimiques de 32  $\mu$ F.  
tension plaque de la pentode de puis-  
ce est prise avant filtrage.

**Réalisation pratique.**

Le montage de l'amplificateur est illustré  
r les figures 2 et 3. Le support général  
un petit châssis métallique ayant la  
me indiquée sur ces plans. Ce châssis  
mporte une grande face et une petite  
pattue à 90° par rapport à la première.  
petite face comporte elle-même une  
rtie pliée en équerre sur laquelle prend  
ce le condensateur électrochimique  
 $\times 32 \mu$ F. Sur la petite face on fixe  
deux supports de lampes, le relais B  
les deux potentiomètres. Comme le  
ntre le plan de câblage figure 3, l'axe  
chacun de ces deux organes est dirigé  
rs l'extérieur. Du côté intérieur de la  
ande face on fixe le transfo d'alimen-  
ion et celui de haut-parleur. De l'autre  
é on monte la plaquette du fusible  
le relais A.

L'équipement terminé on établit le  
blage. On commence par relier au châssis  
e cosse « CH.L » et une cosse HT du  
support d'alimentation. Sur le support  
L82 on réunit au châssis le blindage  
ntal et les broches 5 et 8. Sur le sup-

POT. VOLUME

POT. TONALITE

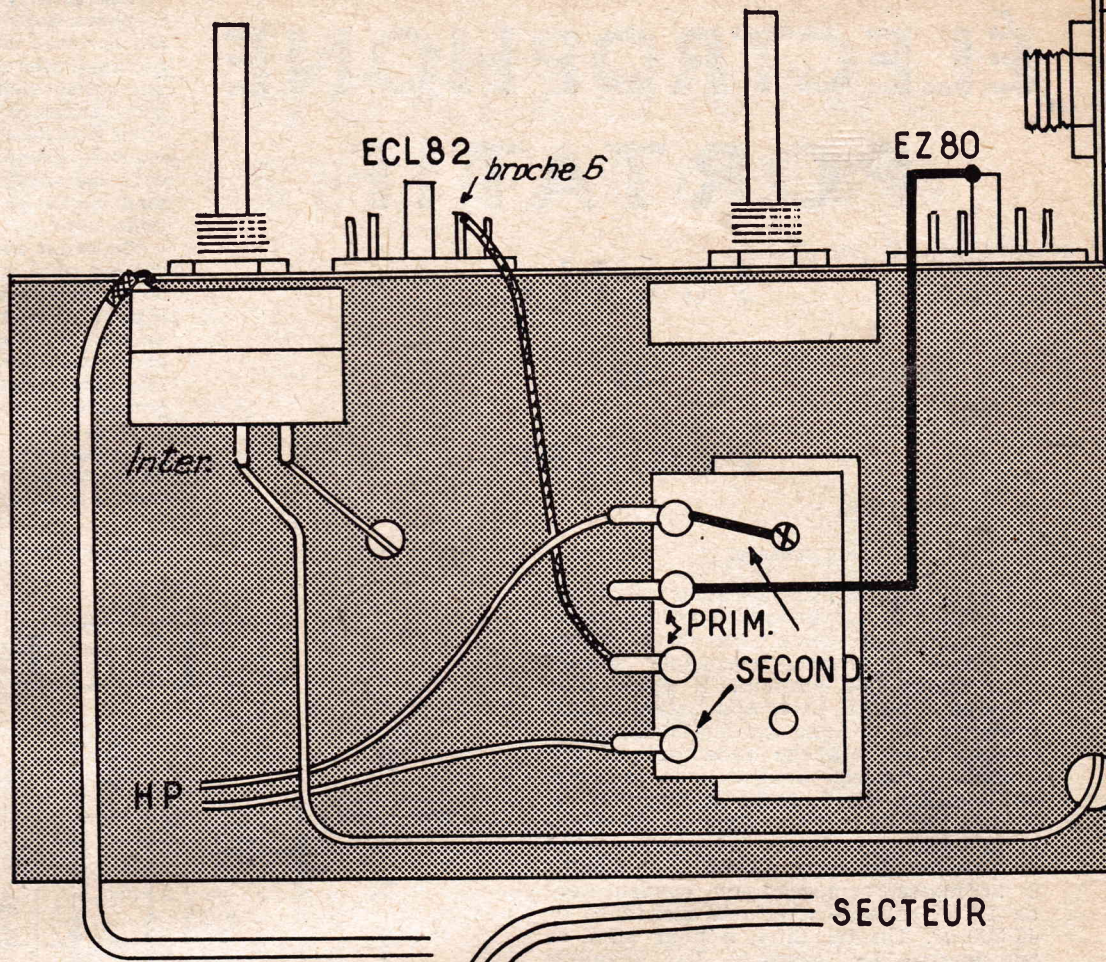


FIG. 3

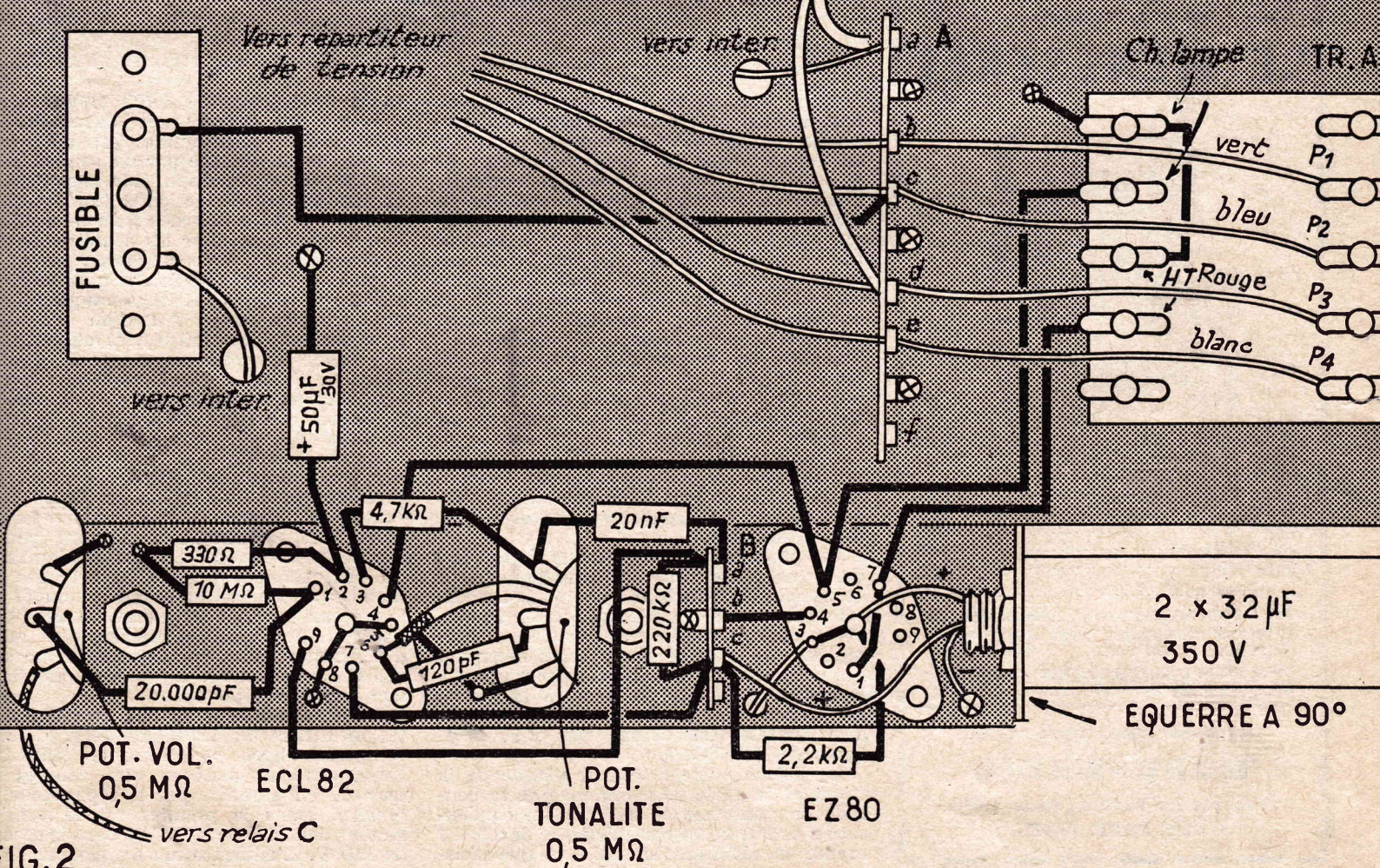


FIG. 2

2x32  $\mu$ F

TR. ALIM.

port EZ80 on relie la broche 4 à la patte de fixation du relais B. La broche 3 de ce support est soudée au blindage central.

Avec du fil de câblage isolé on connecte : la seconde cosse « CH.L. » du transfo à la broche 5 du support EZ80, cette broche 5 à la broche 4 du support ECL82, la seconde cosse HT du transfo aux broches 1 et 7 du support EZ80. De la même façon on relie 7 du support ECL82 à la cosse c du relais B et la broche 9 à la cosse a du même relais.

On connecte un côté du fusible à la cosse c du relais A, l'autre côté du fusible à une cosse de l'interrupteur du potentiomètre et la seconde cosse de l'interrupteur à la cosse a du relais A.

On soude une des extrémités du potentiomètre de volume au châssis. Entre le curseur de ce potentiomètre et la broche 1 du support ECL82 on soude un condensateur de 20 nF. De manière à le blinder, ce condensateur est entouré avec un morceau de clinquant que l'on soude à la tôle du châssis.

Sur le support ECL82 on soude : une résistance de 10 M $\Omega$  entre la broche 1 et le châssis, une résistance de 330  $\Omega$  et un condensateur de 50  $\mu$ F 30 V entre la broche 2 et le châssis. Attention à bien mettre le pôle + du condensateur du côté de la broche ! Sur le même support on soude encore une résistance de 4 700  $\Omega$  entre la broche 3 et une extrémité du potentiomètre de tonalité et un condensateur de 120 pF entre la broche 6 et le curseur du potentiomètre. L'autre extrémité du potentiomètre est soudée au châssis. Entre l'extrémité sur laquelle est soudée la 4 700  $\Omega$  en la cosse a du relais B on dispose un condensateur de 20 nF. On soude une résistance de 220 000  $\Omega$  entre les cosses a et c. Par un fil blindé on relie la broche 6 du support ECL82 à une extrémité du primaire du transfo de HP. La gaine de ce fil est soudée à la masse sur la broche 5 du support. L'autre extrémité du primaire du transfo de sortie

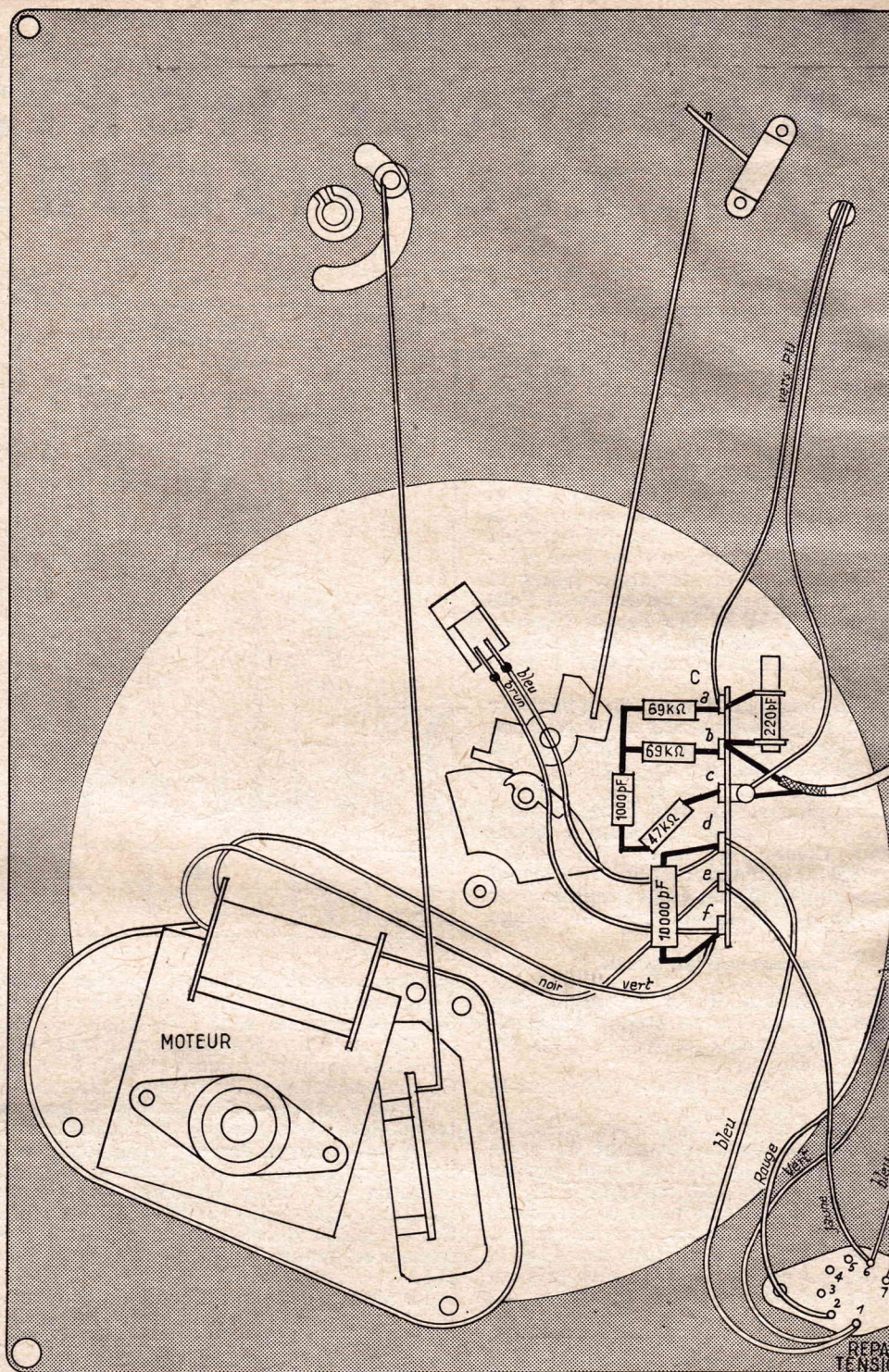


FIG. 4

est reliée par une connexion isolée au blindage central du support EZ80.

On soude une résistance de 2 200  $\Omega$  2 W entre la cosse c du relais B et le blindage central du support EZ80. On soude le fil - du condensateur de filtrage 2x32  $\mu$ F au châssis, un des fils + sur le blindage central du support EZ80 et l'autre fil + sur la cosse c du relais B.

Par un petit tronçon de cordon à 4 conducteurs on relie respectivement les cosses P1, P2, P3, P4 du transfo d'alimentation aux cosses b, c, d et e du relais A. On soude le cordon d'alimentation entre les cosses a et c de ce relais.

Le filtre en T ponté est câblé sur le relais C de la platine tourne-disque. Pour le réaliser (voir fig. 4) on soude un condensateur de 220 pF entre les cosses a et b de ce relais. Entre les mêmes cosses on dispose en série deux résistances de 69 000  $\Omega$ . Au point de jonction de ces résistances on soude un condensateur de 1 nF et entre

l'autre fil de ce condensateur et la de fixation c du relais une résistance de 47 000  $\Omega$ . Par un cordon blindé de environ de longueur on relie la cosse du relais C à l'extrémité encore libre du potentiomètre de volume. La gaine du cordon est soudée, d'un côté, sur la cosse du relais, et de l'autre, sur la cosse du potentiomètre.

Par un cordon à 4 conducteurs de de longueur on relie respectivement les broches 1, 2, 6 et 7 du répartiteur de tension de la platine aux cosses b, d, e du relais A de l'amplificateur. Le fil l'on fixe dans le couvercle de la valve est branché par un cordon souple aux bornes du secondaire du transfo de HP. Une des cosses est reliée à la masse sur des agrafes de l'étrier du transfo. Il est quelquefois être nécessaire de placer un haut-parleur à une certaine distance

(Suite page

# BALAYAGE HORIZONTAL DU TÉLÉVISEUR COSEM

PAR N.-D. NELSON

## Base de temps lignes.

Après la description des circuits de réception image et son du dispositif de synchronisation, de la base de temps verticale de l'alimentation et des circuits du tube cathodique du téléviseur Cossem, il ne reste plus que la base de temps lignes. Cette partie qui est toujours délicate même dans un téléviseur à lampes l'est encore plus dans la version transistors en raison de la difficulté de trouver un transistor donnant entière satisfaction comme tube final attaquant les bobines de déviation lignes et fournissant la puissance nécessaire à l'obtention de la THT et des hautes tensions appliquées à certaines parties du téléviseur notamment à l'amplificateur VF et au tube cathodique.

Dans la base de temps du téléviseur Cossem on a inclus un système de synchronisation par comparateur de phase ce qui permet de qualifier cet appareil de téléviseur « longue distance ».

Nous commencerons par la description du circuit comparateur de phase à discriminateur. Celui-ci est suivi d'un oscillateur de relaxation blocking dont le signal fourni est appliqué à un étage amplificateur driver, qui est lui-même suivi de l'étage final.

## Comparateur de phase.

Etant à diodes, il est de conception analogue à celles des montages comparateurs de phase que l'on trouve dans les téléviseurs à lampes.

Le schéma de ce circuit est donné par la figure 1.

Deux signaux sont appliqués. Celui de synchronisation lignes provenant du poste d'émission, séparé et mis en forme par les circuits séparateurs, est appliqué à  $C_1$  et par son intermédiaire au point commun des diodes  $D_1$  et  $D_2$  shuntées par  $R_1$  et  $R_2$ .

D'autre part, le signal provenant de la sortie de la base de temps lignes pris au collecteur du transistor de puissance est

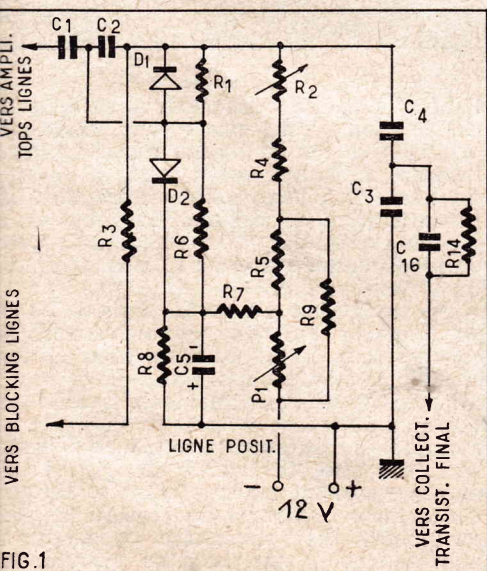


FIG. 1  
(1) Voir les numéros 178 et suivants de Radio-Plans.

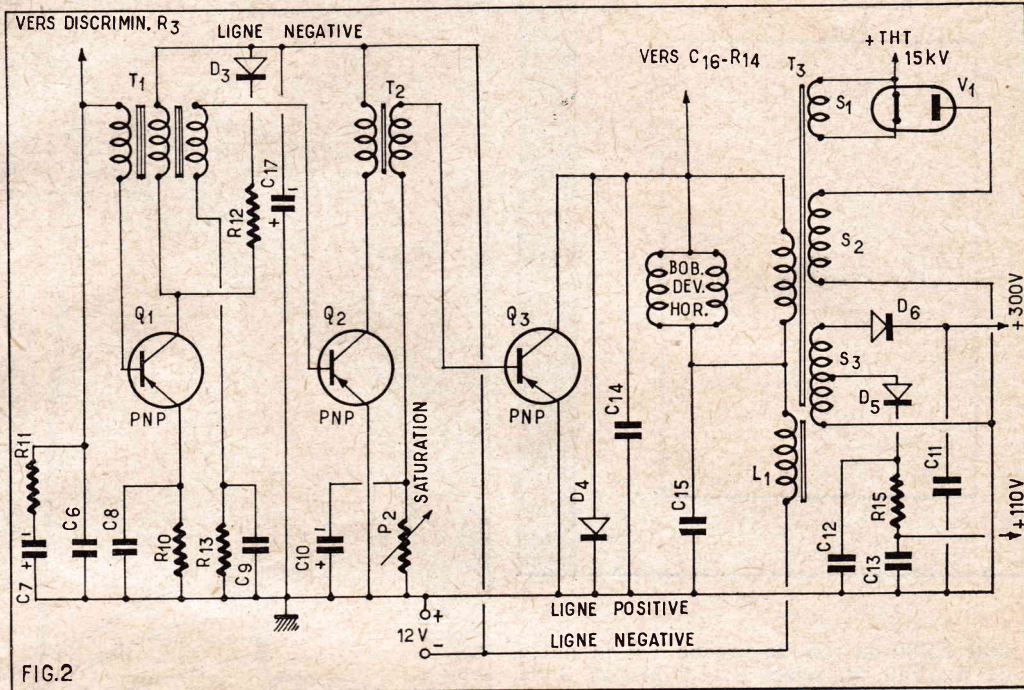


FIG. 2

appliqué aux deux diodes, mais en phase, à travers  $C_4$  et  $C_5$ . On a affaire à un pont dont les branches sont :  $D_1-R_1$ ,  $D_2-R_2$  ( $R_3$  et  $C_5$  est un découplage pouvant être considéré comme un court-circuit)  $C_3$  et  $C_4$ . Ce comparateur est du type synchro-phase.

La mise en forme du signal de la base de temps ligne s'effectue par le réseau  $C_{16}-R_{14}$ .

La comparaison des deux signaux donne lieu à une tension entre masse et le point commun des deux branches supérieures du pont, c'est-à-dire à la cathode de  $D_1$ . Cette tension de réglage de phase et fréquence est transmise au blocking à travers  $R_3$ .

Le réglage de mise au point du comparateur de phase s'effectue avec  $R_2$  et  $P_1$  placés dans la diagonale verticale du pont. La polarisation négative des cathodes de  $D_1$  et  $D_2$  est appliquée à travers  $R_7$  et les éléments de la diagonale verticale reliée au point  $-12V$ .

## Oscillateur de relaxation.

Cet oscillateur est un blocking et utilise le transistor  $Q_1$  de la figure 2 qui représente les trois étages de la base de temps : ce blocking,  $Q_{13}$ , le driver,  $Q_2$  et l'étage final à transistor  $Q_4$ .

Le transistor oscillateur blocking  $Q_1$  est monté en émetteur commun et l'oscillation est engendrée par le couplage des enroulements de collecteur et de base.

La tension de réglage de phase provenant du discriminateur est appliquée à la base de  $Q_1$  à travers l'enroulement de cette électrode. Le bobinage de blocking comprend un tertiaire qui permet d'appliquer le signal engendré à la base du driver  $Q_2$ .

L'oscillateur blocking doit fournir une impulsion d'une durée légèrement supérieure à celle du retour. Cette impulsion se répète, évidemment, à la fréquence de

lignes, qui dans le standard 819 F est 20 475 Hz, ce qui correspond à une période de 49  $\mu s$  environ.

La fréquence de l'oscillateur blocking est commandée par la tension de correction fournie par le discriminateur. La correction de fréquence et de phase s'établit par modification de la tension de base de  $Q_1$ .

Pendant la durée de l'impulsion le transistor est conducteur et il se trouve à l'état de saturation tandis que pendant le reste de la période de 49  $\mu s$  il est bloqué. La diode  $D_3$  amortit la surtension qui se produit aux bornes de l'enroulement de collecteur du bobinage blocking et évite ainsi l'endommagement du transistor  $Q_1$ .

La largeur de l'impulsion engendrée peut être modifiée en agissant sur la valeur de la résistance  $R_{10}$  de polarisation de l'émetteur, mais on peut constater expérimentalement que la fréquence dépend de la plupart des éléments du montage de l'oscillateur blocking.

Divers signaux ont été relevés à l'oscilloscope.

Sur la figure 3, on montre les impulsions positives de synchronisation lignes fournies par le séparateur lignes décrit précédemment. Elles sont à la période de 49  $\mu s$  et ont une amplitude de 9 V environ. Leur durée est de l'ordre de 5  $\mu s$ .

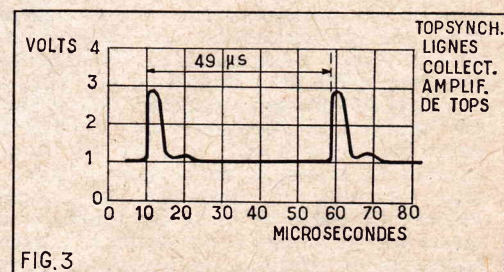


FIG. 3



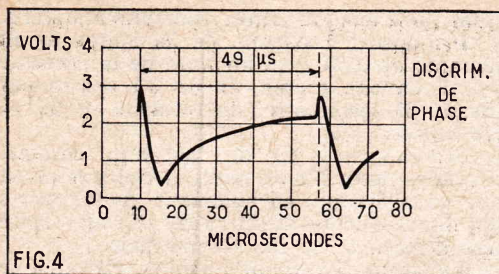


FIG.4

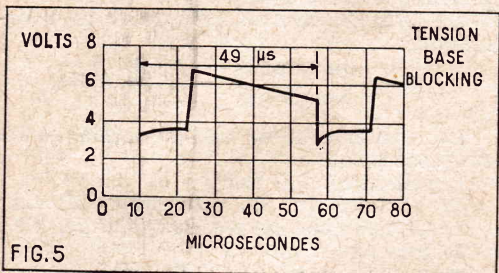


FIG.5

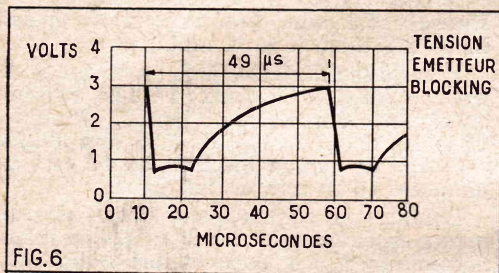


FIG.6

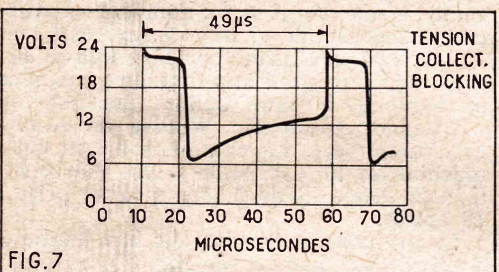


FIG.7

Les oscillogrammes des figures 4, 5, 6 et 7 montrent respectivement : la tension sur le discriminateur, d'une amplitude de 2,5 V environ ; la tension de forme presque rectangulaire sur la base de l'oscillateur blocking de 3 V d'amplitude dont l'alternance positive est environ deux fois plus longue que l'alternance négative.

La tension sur l'émetteur a une amplitude de 2,2 V environ et a la forme d'une dent de scie positive exponentielle avec un retour de 10 μs environ ; la figure 7, enfin, montre la tension sur le collecteur de Q<sub>1</sub>. Elle présente une impulsion positive 15 μs environ et un « aller » expérimental montant, d'une durée de 34 μs environ correspondant à la période de blocage du transistor Q<sub>1</sub>.

Cette tension est transmise par le tertiaire de T<sub>1</sub> à la base du driver. On voit sur la figure 8 qu'elle a la même forme que celle du collecteur de blocking, mais inversée grâce à l'enroulement tertiaire connecté en conséquence. L'amplitude du signal sur la base du driver est de 10 V environ.

**Étage driver.**

On a vu plus haut que la tension fournie au driver est de forme un peu différente d'une dent de scie. Le driver peut être considéré comme un amplificateur d'impulsions positives et négatives dont la fonction est de fournir à l'étage final une puissance de commande suffisante. Il sert aussi de séparateur entre le blocking et l'étage final, afin que ce dernier n'ait pas

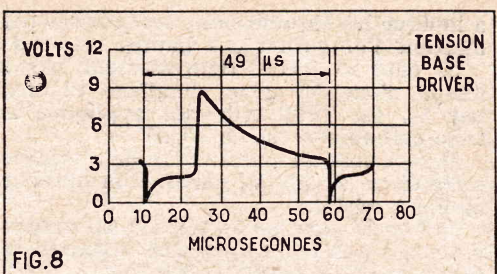


FIG.8

d'influence sur le fonctionnement du premier, en particulier sur la fréquence d'oscillation.

Au collecteur du driver (voir fig. 9) on obtient une tension presque rectangulaire avec un temps de montée très court. L'impulsion a la même durée que celle fournie par l'oscillateur. Elle est positive. L'amplitude totale de ce signal est de 17 V environ crête à crête.

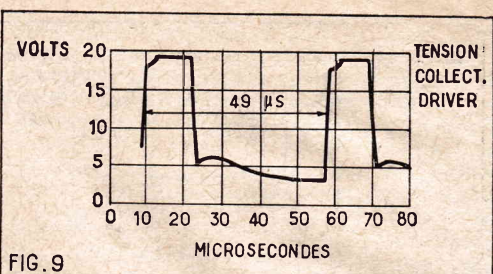


FIG.9

Pendant l'impulsion négative (voir fig. 8) reçue à la base du driver, celui-ci est saturé, tandis que pendant le reste de la période ce transistor Q<sub>2</sub> est bloqué.

On peut voir que le tertiaire de T<sub>1</sub> qui permet d'appliquer le signal de la figure 8 à la base du driver est en série avec R<sub>13</sub>-C<sub>9</sub>. Grâce à cette disposition, le courant de base pendant le temps de conduction est important pendant la charge de C<sub>9</sub> et la charge apportée au blocking est limitée.

**Étage de puissance.**

On a affaire à l'élément le plus délicat à réaliser dans un téléviseur à transistors. Son fonctionnement diffère quelque peu de celui de son homologue à lampes.

La bobine de déviation lignes est à basse impédance. Le circuit théorique est celui de la figure 10 et se compose de la bobine de déviation de coefficient de self-induction L et de résistance R, accordée par le condensateur C<sub>14</sub> que l'on retrouve sur la figure 2.

La période totale T comprend l'aller de durée T<sub>a</sub> et le retour de durée T-T<sub>a</sub>. Soit i le courant dans L. Au temps t = 0 i est nul et l'interrupteur Z est fermé. La tension E est alors appliquée aux bornes de L et i croît linéairement d'après la loi :

$$i = Et/L,$$

ceci en supposant R négligeable car L/R » T<sub>a</sub>. A la fin de la période d'aller T<sub>a</sub> la valeur de i est :

$$I_m = \frac{ET_a}{2L},$$

et l'interrupteur Z est alors ouvert. Dans ces conditions, il y a oscillation libre du circuit LCR pendant un quart de la période et l'énergie est transférée dans C<sub>14</sub> dont la tension a ses bornes est V<sub>m</sub> telle que :

$$\frac{LI_m^2}{2} = \frac{C_{14} V_m^2}{2}$$

Au bout d'une demi-période l'énergie est à nouveau dans la bobine L. Le courant dans celle-ci a une intensité égale à -I<sub>m</sub>.

Si, à ce moment, l'interrupteur Z est fermé, le courant décroît, en valeur absolue, linéairement avec la même pente que précédemment et l'énergie est restituée à la source de tension E. Le courant e commence ensuite à croître jusqu'à I<sub>m</sub> et le cycle recommence comme indiqué.

La réalisation pratique de l'interrupteur théorique Z est une diode D<sub>4</sub> en parallèle sur un transistor Q<sub>3</sub>.

A la fin de chaque retour la diode devient automatiquement conductrice, car si l'oscillation continuait la tension a ses bornes s'inverserait. La diode fournit donc l'al-

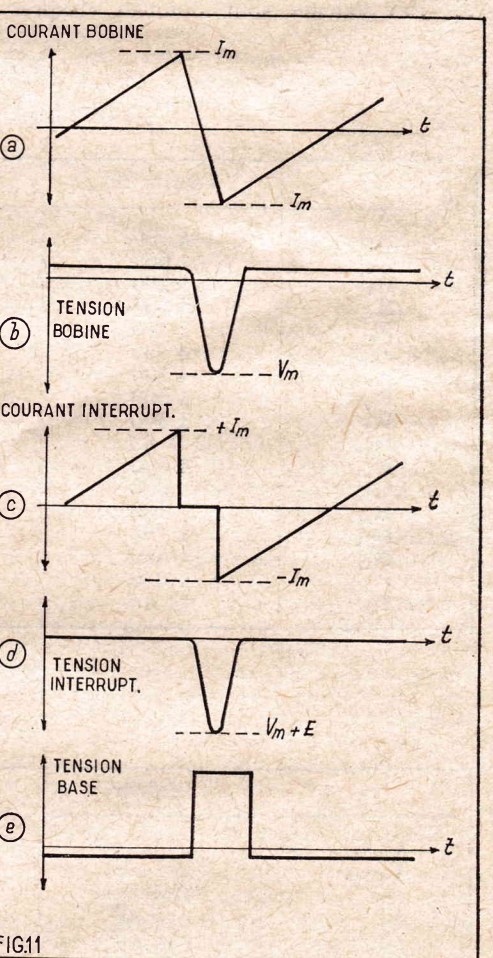


FIG.11

ternance négative du courant de balayage lignes.

Le transistor fournissant l'alternance positive doit être saturé pendant la deuxième moitié de l'aller et bloqué au début du retour, ensuite débloqué à un instant quelconque entre la fin du retour et le milieu de l'aller.

La figure 11 montre les variations des grandeurs mentionnées ci-dessus. En a, le courant dans la bobine de déviation lignes de forme en dents de scie supposée parfaite, mais avec retour de durée finie.

En b, la tension à impulsions négatives dans L, le maximum négatif étant V<sub>m</sub>.

En c, le courant dans l'interrupteur.

En d la tension sur l'interrupteur avec une forte impulsion négative égale à V<sub>m</sub> + E.

En e la tension sur la base du transistor de puissance fournie par le driver Q<sub>2</sub>.

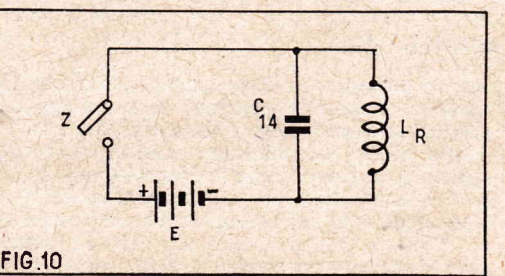


FIG.10

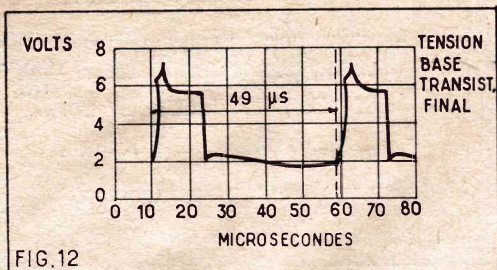


FIG. 12

On voit la forme exacte, relevée à l'oscilloscope, de cette tension à la figure 12. Elle a la forme inversée de celle sur le collecteur du driver grâce à  $T_2$ .

Sur le schéma pratique de la figure 2, on

**Éléments du montage des figures 1 et 2.**

Il s'agit du comparateur de phase permettant la synchronisation et de la base de temps lignes avec ces trois transistors, les quatre diodes à cristal et la diode à vide  $V_1$ . Les valeurs sont données ci-après :

a indiqué les enroulements secondaires permettant l'obtention des hautes tensions :  $S_2$  pour la THT. Redressement par la lampe diode  $V_1$  avec chauffage filament par  $S_1$ . La THT redressée appliquée au tube cathodique est de 15 kV.

Il sera possible par la suite de remplacer cette diode à vide  $V_1$  par une ou plusieurs diodes à cristal.

$S_3$  fournit une haute tension alternative redressée par  $D_6$ . La tension redressée et filtrée par  $C_{11}$  atteint + 300 V.

Une partie de  $S_3$  fournit la tension alternative appliquée à la diode  $D_5$ . La tension redressée est filtrée par la cellule  $C_{12}-R_{15}-C_{13}$  et atteint à la sortie de cette cellule + 110 V.

Le condensateur  $C_{15}$  permet d'effectuer la correction de la forme du courant de déviation qui doit être en S.

Transistors :  $Q_1 =$  SFT307,  $Q_2 =$  SFT288,  $Q_3 =$  SFT168.

Diodes :  $D_1 = D_2 = D_3 =$  SFD106,  $D_4 =$  SFR105 A,  $D_5 =$  SFR152,  $D_6 =$  SFR153,  $V_1 =$  EY86 (tube à vide).

TABLEAU I

Résistances et potentiomètres.

N°	Valeur ( $\Omega$ )	Tolérance	Nature et puissance
$R_1$	4 700	10 %	0,5 W
$R_2$	1 000	—	variable
$R_3$	1 200	10 %	au carbone 0,5 W
$R_4$	3 900	—	—
$R_5$	2 200	—	—
$R_6$	4 700	—	—
$R_7$	4 700	—	—
$R_8$	1 500	—	—
$R_9$	1 500	—	—
$R_{10}$	82	5 %	à couche 0,5 W
$R_{11}$	1 500	10 %	au carbone 0,5 W
$R_{12}$	330	—	—
$R_{13}$	180	—	—
$R_{14}$	2 700	—	—
$R_{15}$	560	—	—
$P_1$	1 000	—	graphite linéaire
$P_2$	10	—	bobiné linéaire

TABLEAU II

Condensateurs

$N_s$	Valeur	Diélectrique	Tension de service
$C_1, C_2$	5 000 pF	papier métallisé	150 V
$C_3, C_4$	0,1 $\mu$ F	—	—
$C_5$	47 000 pF	—	—
$C_6$	5 $\mu$ F	électrochimique	6 V
$C_7$	0,5 $\mu$ F	papier métallisé	150 V
$C_8$	25 $\mu$ F	électrochimique	6 V
$C_9$	82 000 pF	papier métal. tolér. 5 %	150 V
$C_{10}, C_{17}$	1 000 $\mu$ F	électrochimique	12 V
$C_{11}$	0,1 $\mu$ F	papier métallisé	400 V
$C_{12}$	1 $\mu$ F	—	150 V
$C_{13}$	50 $\mu$ F	électrochimique	150 V
$C_{14}$	0,22 $\mu$ F	styroflex tolér. 5 %	—
$C_{15}$	22 $\mu$ F	papier métal. tolér. 10 %	65 V
$C_{16}$	1 500 pF	styroflex	160 V

**Bobinages base de temps lignes.**

Transformateur blocking  $T_1$  : circuit COFELEC 30 x 26 x 8 = B 30.

Entrefer 3/100 mm carcasse standard. Primaire (collecteur) 100 spires, secondaire (base) 20 spires, tertiaire (base driver) 40 spires. Fil des trois enroulements 0,35 mm bobinage au départ 3 fils en main, ce qui signifie que l'on arrête l'enroulement secondaire à 20 spires, le tertiaire à 40 spires

et le primaire à 100 spires, les trois fils restent ensemble pendant le bobinage des 20 premières spires, puis deux fils, etc.

Ce mode de bobinage assurera un couplage très serré entre les enroulements.

Le coefficient de self-induction du primaire de 100 spires est de 10 mH environ.

Transformateur driver  $T_2$  : circuit comme  $T_1$ . Entrefer : un papier de 0,03 mm d'épais-

seur dans chaque jambe, carcasse standard

Primaire : 1 couche de 39 spires de émaillé de 0,35 mm, au fond de la carcasse + 1 couche même fil de 39 spires dessus le secondaire, au total 39 + 39 = 78 spires.

Secondaire : fil de 0,6 mm émaillé. Prendre deux fils en main et bobines air en parallèle un enroulement de 22 spires en deux couches de 11 spires. Chaque spire est donc à deux fils en parallèle.

Le secondaire étant terminé, terminer le primaire comme indiqué plus haut.

On obtient ainsi un rapport de transformation :

$$n = \frac{\text{spires prim.}}{\text{spires sec}} = \frac{78}{22} = 3,55$$

Les coefficients de self-induction et des résistances sont :

- L primaire : 4,5 mH ;
- Lf de fuite vue du primaire : 4,2  $\mu$ H ;
- Lf de fuite vue du secondaire : 0,34  $\mu$ H ;
- R primaire : 0,65  $\Omega$  ;
- R secondaire : 0,035  $\Omega$  (35 m $\Omega$ ).

Bobine d'arrêt  $L_1$  : Circuit comme Entrefer 0,2 mm. Bobinage de 60 spires sur tube de carton bakéliné de 14 mm de diamètre et 16 mm de longueur.

Transformateur de sortie  $T_3$  : circuit magnétique Cofelec 2 noyaux FU229 entrées 0,03 mm sur chaque jambe. Primaire 17 spires de fil émaillé de 0,35 mm bobiné sur tube de carton bakéliné de 14 mm de diamètre et 16 mm de longueur.

Bobiner en commençant deux enroulements ensemble avec les deux fils en main. Secondaire  $S_1$  : 4 spires à fort isolement.  $S_2$  : 1 800 spires en nid d'abeille de émail + soie de 0,1 mm ; bobinage sur tube de carton bakéliné de 17 mm de diamètre et de 19 mm couissant sur le primaire. Le bobinage de 6 mm diamètre extérieur du bobinage 40 mm. Utiliser une machine « Douglas Automatic Winder de A.V. Ltd, Londres ». La combinaison sur cette machine est 40 x 38 x 36 x 39 — 60 x 39.  $S_3$  : 45 spires fil de 0,15 mm avec prise à 18 spires.

Le primaire et  $S_2$  sont sur une jambe et  $S_3$  sur l'autre jambe.

**Bobines de déviation.**

Celle de ligne comporte deux demi-bobines de 15 spires chacune en fil 12/0,35 mm. Les deux demi-bobines sont en parallèle. Le coefficient de self-induction résultant est de 18  $\mu$ H et la résistance de 30 m $\Omega$  (milliohms). La bobine de déviation verticale comporte deux demi-bobines en parallèle le coefficient de self-induction total est de 100 mH, la résistance de 40  $\Omega$  et le fil utilisé du 30/100 mm émail. Les deux demi-bobines du bloc de déviation vraisemblablement la même forme que celles d'un bloc prévu pour un téléviseur à lampes.

Voici maintenant quelques remarques et observations pratiques concernant le fonctionnement de l'étage final de la base de temps lignes.

**Linéarité du balayage.**

Dans le montage décrit précédemment on a indiqué que l'amplitude du courant de déviation lignes est déterminée par le coefficient de self-induction L de la bobine de déviation et par la tension d'alimentation. On a en effet :

$$I_m = \frac{E T_a}{2L}$$

Dans cette relation  $T_a$  est la durée de l'aller, valeur fixe.

Le degré de non-linéarité du balayage est fixé par la somme des résistances de la bobine de déviation. Ces résistances sont :

- a) Résistance de la bobine ;
- b) Résistance de saturation ;
- c) Résistance de la source, en pratique la résistance-série du condensateur de découplage  $D_{15}$  de la figure 2.
- d) Résistance des connexions.

L'amélioration de la linéarité peut être obtenue à l'aide d'une bobine supplémentaire introduite dans le circuit, mais il y aura une perte d'énergie non négligeable.

Un réglage d'amplitude est évidemment possible en faisant varier la THT en modifiant la capacité sur le secondaire de  $T_2$ , mais ce procédé est peu recommandable car l'amplitude variera également pour la déviation verticale étant donné qu'il s'agit d'une variation de sensibilité du tube cathodique à déviation magnétique. La qualité de l'image s'en ressentirait aussi lorsque la THT aurait été diminuée.

L'amélioration de la linéarité serait réalisable, d'après certains auteurs, en reliant un diode  $D_4$  au collecteur du transistor final par l'intermédiaire d'un autotransformateur élévateur au lieu de la relier directement comme on l'a indiqué sur le schéma.

Pratiquement, on pourra utiliser le transformateur  $T_3$  en montant une spire supplémentaire en gros fil entre le collecteur et la diode.

Une linéarité comparable à celle des téléviseurs à lampes peut toutefois être atteinte sans artifice supplémentaire en prenant simplement des précautions pour réduire les résistances du circuit de déviation.

#### Fonctionnement du transistor final et de la diode.

On peut considérer que le transistor final de la base de temps lignes se comporte comme un interrupteur presque parfait. Il est fermé à l'état saturé et ouvert à l'état bloqué.

Dans l'état saturé (conducteur) la résistance est extrêmement faible, de l'ordre de 20 m $\Omega$ , tandis qu'à l'état bloqué la résistance est pratiquement infinie.

Le passage de l'état saturé à l'état bloqué n'est pas instantané et les transitoires présentent un temps de coupure non négligeable. Il faut que ce temps soit très court, par exemple inférieur à 25 % du temps de retour, car un temps de coupure trop long entraînerait des pertes d'énergie considérables et empêcherait le fonctionnement du montage de déviation.

#### Conditions du choix du transistor final.

Le choix du transistor final de la base de temps lignes doit s'effectuer d'après les conditions suivantes :

- a) Le transistor doit admettre une tension collecteur de 100 à 150 V pendant le retour et un courant de 15 à 20 ampères pendant l'aller ;
- b) Il doit pouvoir couper ce courant en tant qu'interrupteur en passant de l'état conducteur à l'état bloqué, à la fin de l'aller, en 2  $\mu$ s au plus.
- c) Il doit présenter pour le courant d'aller un gain élevé et une résistance de saturation faible.

Ces trois conditions sont difficiles à remplir et le choix du transistor final doit être effectué avec beaucoup de soins et après multiples essais.

Il est théoriquement possible d'utiliser un transistor fonctionnant en interrupteur bilatéral, c'est-à-dire conduisant le courant dans les deux sens, et en supprimant la diode, mais le rendement serait moins bon et le transistor devrait être débloqué de façon très précise à la fin du retour.

Cela signifie que l'impulsion de blocage devrait avoir une durée rigoureusement fixe, cette condition n'étant pas imposée avec le montage à diode pour lequel la durée de l'impulsion n'a pas une valeur critique.

#### Conseils pour la réalisation et la mise au point.

Ces conseils se réfèrent aux éléments du montage, au câblage des circuits, et lorsque tout est terminé et vérifié, à la mise au point finale.

Rappelons que celle-ci est très difficile, même pour les spécialistes d'un laboratoire d'applications, et que la construction d'un téléviseur à transistor reste encore du domaine expérimental. Elle peut entraîner des frais élevés en raison du temps prolongé d'étude et de mise au point, et de la difficulté de trouver le matériel nécessaire, qui n'existe pas encore dans le commerce.

Voici quelques recommandations, fruit de l'expérience des éminents spécialistes du laboratoire Cossem :

a) Le transformateur de liaison à la base du transistor final ( $T_2$  sur la figure 2) doit présenter une self-induction de fuite aussi faible que possible.

S'il n'en était pas ainsi, le temps de montée du courant base de  $Q_3$ , donc le temps de descente du courant collecteur, seraient augmentés. Une réalisation avec enroulements sandwichés a été adoptée pour satisfaire à cette condition ;

b) En raison des courants élevés circulant dans les composants du circuit collecteur de l'étage de puissance lignes, il est nécessaire de prendre des précautions de câblage particulières.

Les connexions collecteur et émetteur du transistor, celles de la diode de récupération, des bobines de déviation du condensateur  $C_{15}$ , doivent être réalisées en tresse de 5 x 1 mm et être aussi courtes que possible.

Le condensateur  $C_{14}$  sera connecté directement aux bornes de la diode, avec des fils très courts, afin d'éviter des oscillations parasites au début de l'aller.

Il est utile de ramener les masses de  $C_{15}$  et de  $Q_3$  directement à la cathode de la diode qui se trouve reliée électriquement à la masse du châssis par sa fixation.

c) Le potentiomètre  $P_2$  doit être réglé de telle manière que le transistor soit juste saturé à la fin de l'aller. La manière la plus commode de faire ce contrôle est d'observer, à l'oscilloscope, la courbe de la tension collecteur.

Cette courbe est montrée à la figure 13. Elle doit rester bien horizontale jusqu'à

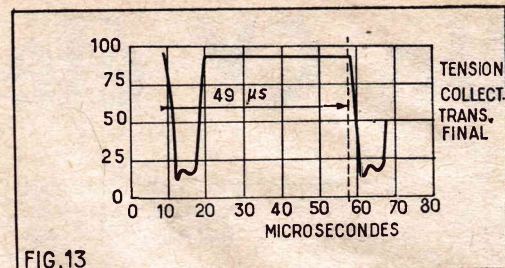


FIG. 13

la fin de l'aller, avec un décrochement net quand le retour commence. Un fléchissement vers la fin de l'aller indique une désaturation. Le réglage correct correspond, en général, à un minimum de consommation de l'étage de sortie.

d) Au cours de la première mise au point nous conseillons de vérifier d'abord le fonctionnement du blocking, l'alimentation collecteur du driver et de l'étage de puissance étant coupées (la base de ces transistors restant connectées normalement).

Etablir, ensuite, l'alimentation du driver, et vérifier à nouveau que le fonctionnement et la fréquence sont correctes.

Augmenter alors, graduellement, la tension d'alimentation de l'étage de sortie, en surveillant la forme d'ond de la tension collecteur et la consommation de l'étage.

Nous terminons ainsi la description du téléviseur expérimental à transistors pour tube de 49 cm étudié aux laboratoires Cossem.

Rappelons qu'il ne s'agit nullement d'un montage facile à réaliser et économique, mais d'un appareil d'études permettant de montrer qu'il est possible, actuellement, de construire un excellent appareil à transistor de performances tout à fait comparables à celles d'un appareil à lampes et en utilisant comme source le secteur ou une batterie de 12 V.

COURS PROGRESSIFS  
PAR CORRESPONDANCE

UNE ECOLE SPECIALISEE  
EN ELECTRONIQUE

**L'INSTITUT FRANCE  
ELECTRONIQUE**

24, rue Jean-Mermoz - PARIS (8<sup>e</sup>)

**FORME l'élite  
DES RADIO-ELECTRONICIENS**

MONTEUR • CHEF MONTEUR  
SOUS-INGENIEUR • INGENIEUR  
TRAVAUX PRATIQUES  
PREPARATION AUX DIPLOMES  
DE L'ETAT

PLACEMENT  
ASSURE

SANS ENGAGEMENT  
DOCUMENTATION RP 10  
SUR SIMPLE DEMANDE



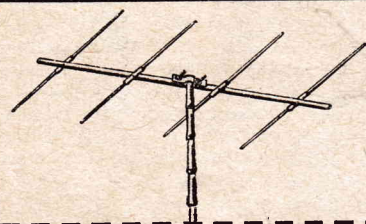
## ANTENNES EXTÉRIEURES

Bande I Canal 2 (41 - 55 MHz) Canal 4 (54 - 68 MHz)

Construction robuste - Installation facile et sûre - Pièces acier et dural entièrement protégées par traitement spécial anticorrosif. Se fait en 2 ou 4 éléments en nappe.

	Canal 2	Canal 4
2 éléments	48,50 NF	46,00 NF
4 éléments	108,75 NF	92,50 NF

**COGEREL**  
CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE  
Département "Ventes par Correspondance"  
COGEREL-DIJON (cette adresse est la)  
Magasin-Pilote - 3, RUE LA BOÉTIE, PARIS 8<sup>e</sup>



**12 mois sur 12, et où que vous soyez,**  
le département "Ventes par Correspondance" de COGEREL s'empresse de satisfaire aux meilleurs prix tous vos besoins en composants électroniques de grandes marques  
Demandez le catalogue gratuit RP905 en joignant 4 timbres pour frais d'envoi.

# Un CV électronique

C'est bien ainsi que l'on pourrait désigner les diodes spéciales, appelées, suivant les fabricants, Stalicaps, Modicap, Varicap.

On connaît le défaut qu'ont habituellement les diodes de faire varier différentes caractéristiques suivant la tension appliquée; l'une de leurs variations, celle des capacités internes, est mise à profit ici. Mieux, on le cultive, en apportant à une diode ordinaire une modification majeure qui agit sur la constitution de la couche semi-conductrice et en fait une sorte de sous-transistor.

Il n'entre pas dans nos intentions de faire ici la théorie complète de ce phénomène; rappelons tout de même ceci : si on applique à une diode (fig. 1) de

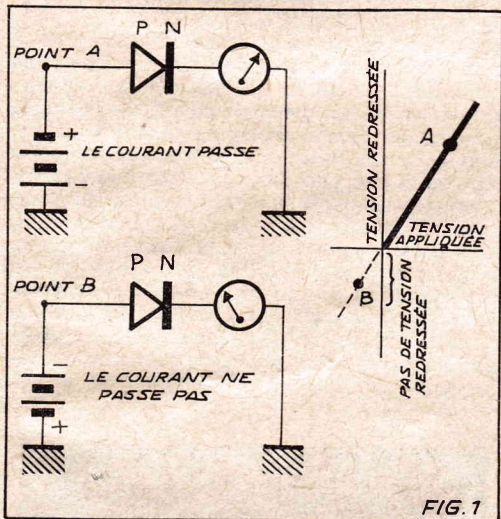


FIG. 1. — Dans cette diode il n'y a de passage de courant que si l'extrémité P reçoit une tension positive.

type N-P, des tensions inverses, telles que cette diode ne puisse pas devenir conductrice, on constate l'existence d'une forte résistance de caractère presque purement ohmique. En réalité, cette résistance ne reste pas constante et un examen plus approfondi révélerait, dans la couche de séparation entre la cathode et l'anode, des mouvements de va-et-vient des éléments mobiles qui, normalement, assurent le transfert du courant. Tout se passe comme si les deux électrodes étaient séparées par une couche isolante d'épais-

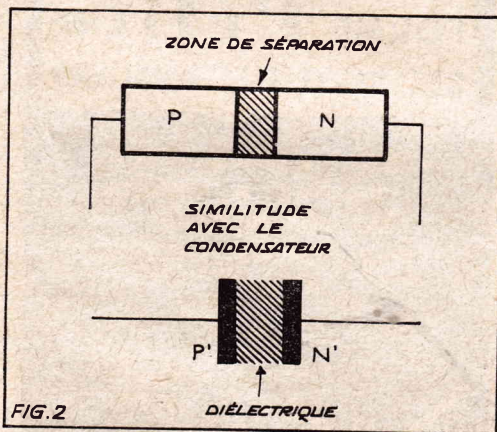


FIG. 2. — La zone de séparation entre les deux électrodes est comparable au diélectrique qui sépare les deux armatures d'un condensateur.

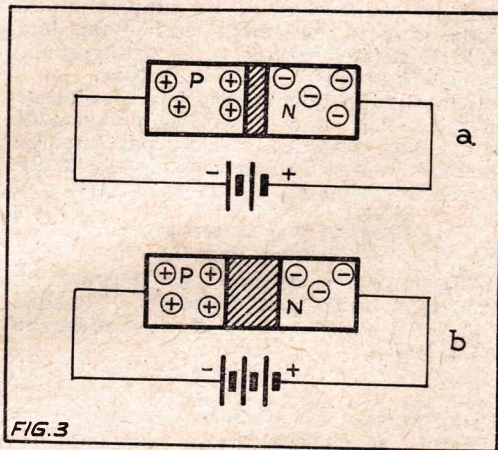


FIG. 3. — En appliquant le pôle positif à la sortie N on attire, en quelque sorte, les éléments négatifs de cette section et la zone centrale, plutôt isolante, s'agrandit.

seur très légèrement — mais suffisamment — variable, et comme, de plus, les vertus diélectriques de cette couche sont excellentes, on réunit les conditions mêmes d'un condensateur (fig. 2) et même d'un condensateur de très bonne qualité.

Nous venons même de montrer que cette couche, ou plutôt son épaisseur, dépend des tensions appliquées et la ressemblance de ces diodes va si loin que, tout comme dans les formules les plus classiques, la capacité varie à l'inverse de cette épaisseur : plus faible est la tension

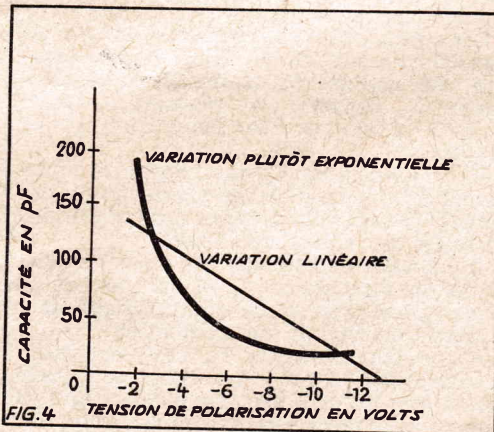


FIG. 4. — La capacité diminue avec l'augmentation d'une tension négative, mais cette variation n'a pas toujours été linéaire.

appliquée, moins épaisse sera la séparation et plus forte la capacité obtenue (fig. 3).

### Conditions d'emploi

Il ne faut pas croire qu'il s'agisse là d'un élément de précision si poussée que l'on ne puisse envisager l'emploi dans les circuits normaux. Ainsi, dans certains modèles courants, une variation de la polarisation allant de -4 à -12 V fait passer la capacité initiale de 200 pF à 50 pF à peine.

Cette variation s'effectuait (fig. 4) dans les premiers échantillons, suivant une courbe quelque peu exponentielle, ce qui

comportait un certain nombre de complications, surtout aux extrémités de chaque bande. Dans les modèles les plus récents, BA 102, par exemple, on a pour ce raison, essayé et réussi à la rapprocher d'une droite et on peut, pratiquement, considérer le changement de capacité comme linéaire dans les limites d'utilisation de la diode. On peut ainsi conclure d'une part, que la valeur absolue de la capacité est bien suffisante pour circuits oscillants, tels que nous les trouvons dans les récepteurs à modulation d'amplitude et, d'autre part, que le rapport de fréquence de 2 (la racine carrée de  $200/50 = 4$ ), est satisfaite pour bobinages employés et les bandes de réception standardisées.

Mieux, ces diodes, qui ressemblent extérieurement à un petit transistor que l'on pourrait qualifier de capacités variables présentent souvent une étendue propre des fréquences trop gr-

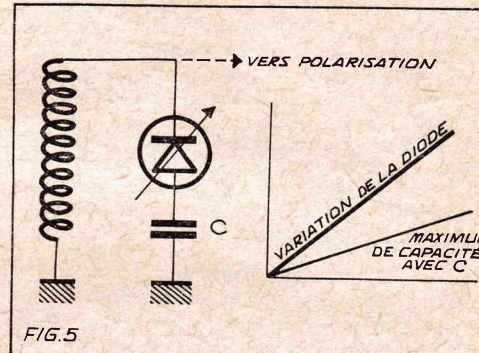


FIG. 5. — L'adjonction en série d'une capacité plus faible entraîne un abaissement de la valeur maximum : c'est ainsi que l'on étale parfois certaines bandes de réception.

de et qu'il convient de restreindre suivant les besoins du circuit, à l'aide d'un condensateur fixe de plus faible valeur. La capacité résultante s'en trouvera ainsi réduite. On peut rapprocher (fig. 5) cette méthode du système employé pour l'étalonnage de certaines bandes de fréquence telles que la B.E., extrait d'une gamme normale d'O.C. compris entre 48 et 50 MHz.

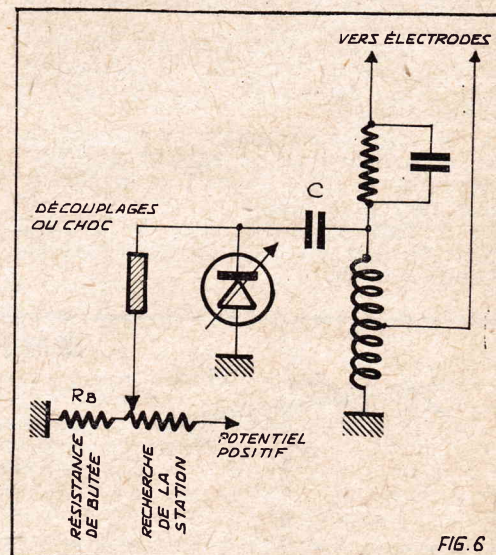


FIG. 6. — La position de la diode ressemble à celle du condensateur variable et la valeur de la capacité d'accord est ainsi déterminée par la position du curseur du potentiomètre.

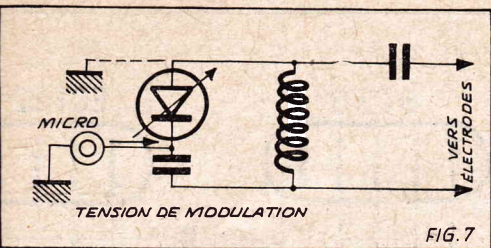


FIG. 7. — Principe de la modulation (en fréquence!) grâce encore à la diode.

**Applications pratiques**

Nombreuses sont les applications pratiques de ces diodes dont l'emploi débute tout juste. Nous n'en citerons que quelques-unes, susceptibles d'être utilisées et expérimentées par l'amateur, dans les équipements classiques. Tout d'abord, comme notre titre le laisse entendre, ces diodes peuvent effectivement remplacer le condensateur variable dans tous ses emplois. La recherche des stations (fig. 6) est remplacée par la manœuvre d'un potentiomètre qui présente, au moins, ce double avantage : d'une part, son encombrement est généralement bien moindre, surtout dans les nouveaux modèles destinés — tout comme ces diodes — aux récepteurs à transistors, d'autre part, comme son action s'exerce surtout sur des potentiels continus, on peut aisément l'éloigner de quelques centimètres du bobinage lui-même sans risque d'accrochages, ce qui est particulièrement intéressant dans les récepteurs de format réduit où les couplages parasites sont déjà trop nombreux!

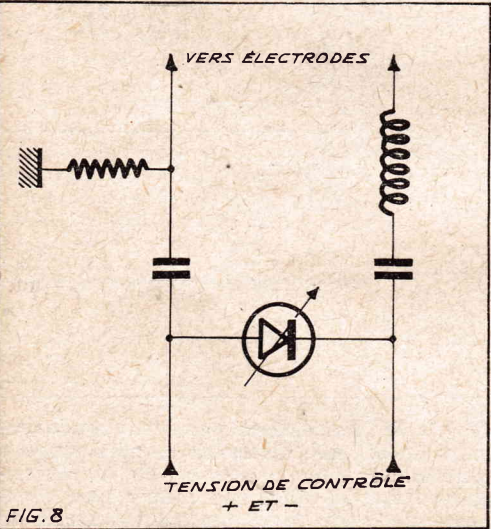


FIG. 8. — Branchement d'une commande de fréquence automatique à l'aide de la diode, en partant de tensions de contrôle, telles que les délivre un discriminateur.

La résistance de butée est dans un tel circuit un élément important, car elle seule évite l'application aux bornes de la diode d'une tension qui pourrait la rendre conductrice et annihiler ainsi l'effet de capacité. Les fabricants indiquent, pour cette raison, la valeur de la capacité pour une polarisation de  $-4$  V, située vers le milieu de la courbe de variation. Le condensateur C sera, lui aussi, choisi assez fort, pour que, seule, la diode accorde le bobinage : dans ces conditions, le circuit oscillant sera shunté par la résistance inverse de la diode, laquelle peut se chiffrer par quelques centaines de mégohms.

On pourrait ainsi caractériser encore les qualités d'une telle diode, tout comme

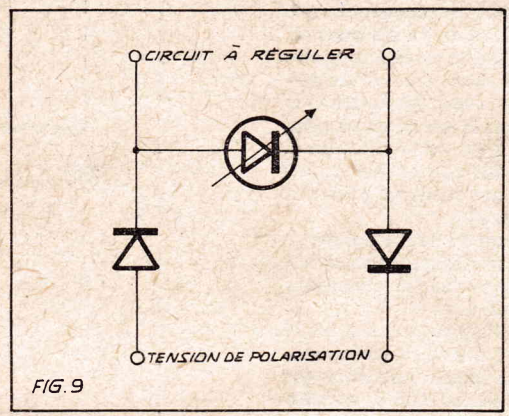


FIG. 9. — En appliquant les tensions de polarisation dans le « bon sens », on obtiendrait une résistance variable.

on le fait pour les surtensions des circuits elles-mêmes. Cette valeur, fortement variable avec la fréquence, pourrait atteindre, à 200 kHz, un maximum de 2 à 3 000, contre 50 à 100 pour une fréquence de l'ordre de 50 MHz.

Cette dernière valeur est encore assez convenable pour permettre l'emploi de telles diodes en FM, soit pour la modulation proprement dite (fig. 7), soit pour le contrôle automatique du gain ou de la fréquence. Dans les deux derniers cas, on applique directement aux bornes de la diode (fig. 8) qui est incluse dans le circuit de contrôle lui-même des tensions de contrôle de signes opposés, provenant d'un discriminateur.

**Une résistance variable**

Une dernière utilisation, enfin, et non la moins intéressante, pourrait bien finir par donner lieu à des développements importants : l'effet de résistance variable.

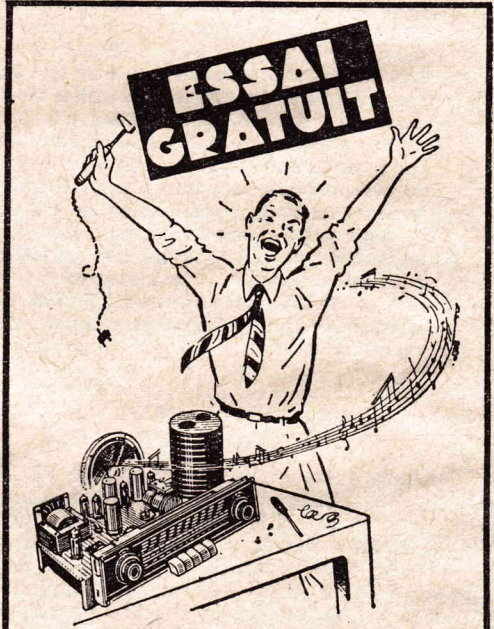
Pour bénéficier de la variation capacitive, il faut, nous venons de le voir, polariser la diode, pour qu'elle ne conduise pas; si elle vient à conduire, on

voit disparaître la capacité et sa variation, mais la barrière de séparation subsiste tout de même et reste encore le siège de variations importantes, si on lui applique des potentiels différents. On peut alors envisager son emploi comme résistance variable (fig. 9), intéressante à cause de son très faible encombrement.

De plus, son action ne pourra se comparer, ni aux résistances CTN, ni aux VDR; sur celles-ci elle présentera l'avantage de rester pratiquement insensible à la température ambiante et, surtout, de ne pas dissiper de chaleur, elle-même.

E. L.

**N'oubliez pas...**  
de joindre une enveloppe timbrée à votre adresse à toute demande de renseignements.



*J'ai compris*

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

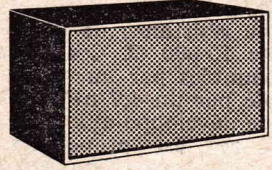
Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation. Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes. Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et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

*première leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 14,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

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



**ENCEINTE DE RESONANCE**

6 Watts max.  
Enceinte Haute Fidélité à résonateur  
Bande passante : 55 - 17.000 Hz  
Livrée avec HP elliptique 160x240 mm 10.000 gauss  
Dimensions : 455 x 141 x 225 mm  
Bois plaqué verni acajou  
Livré monté équipé : 120 NF

**12 mois sur 12, et où que vous soyez,** le département "Ventes par Correspondance" de COGEREL s'empresse de satisfaire aux meilleures prix tous vos besoins en composants électroniques de grandes marques. Demandez le catalogue gratuit RP 905 en joignant 4 timbres pour frais d'envoi.

**COGEREL**  
CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE  
Département "Ventes par Correspondance"  
COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)  
Magasin-Pilote - 3, RUE LA BOETIE, PARIS 8<sup>e</sup>

# TUNER FM MULTIPLEX

Cet appareil allié à un amplificateur BF permet l'écoute des émissions en modulation de fréquence. L'amplificateur BF peut être un ampli autonome ou la partie BF d'un récepteur AM. Dans tous les cas, il devra, de préférence, être de haute qualité, de manière à permettre de bénéficier de la fidélité exceptionnelle des programmes FM. Cet adaptateur peut être doté d'un dispositif décodeur offrant la possibilité de recevoir les émissions stéréophoniques selon le procédé multiplex. Il est évident que, dans ce cas, l'amplificateur BF doit être du type stéréophonique. Les amateurs de bonne musique apprécieront particulièrement ces émissions dont l'effet de relief sonore est souvent plus net que celui des enregistrements sur disque.

La description que nous allons donner est celle de l'adaptateur muni du décodeur. Nos lecteurs que les émissions stéréophoniques n'intéressent pas n'auront qu'à supprimer le décodeur pour obtenir un excellent tuner FM monaural.

Pour vous permettre d'apprécier les qualités de cet appareil, signalons que, du point de vue sensibilité, 2 mV à l'entrée assurent une tension BF de sortie de 6,5 V. La bande passante est de 200 kHz. La détection est absolument linéaire. Enfin, en fonctionnement multiplex le gain des deux canaux est parfaitement équilibré.

## Le schéma.

L'antenne d'impédance normalisée à 75 Ω attaque par l'intermédiaire du transformateur d'entrée la grille d'un tube 6CB6. Ce circuit est accordé sur le centre de la bande de réception, qui s'étend, rappelons-le de 88,5 à 101 MHz. Il est suffisamment amorti de façon à transmettre la totalité de cette bande avec une atténuation inférieure à 10 dB. La 6CB6 qui équipe l'étage HF est polarisée par une résistance de cathode de 100 Ω découplée par un condensateur de 10 nF. Son écran est alimenté à l'aide d'une résistance de 33 000 Ω découplée par un condensateur de 1,5 nF. Le circuit plaque est chargé par une self accordée par un condensateur variable de 12 pF relié au point chaud de la self par un condensateur de 22 pF. Il est doublé par un trimmer stable de 6 pF. Le circuit plaque de la 6CB6 comporte également une cellule de couplage formée d'une résistance de 100 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF. Le gain de cet étage HF est de 20 dB. Le signal ainsi convenablement amplifié est transmis par un condensateur de 1,5 pF et une résistance de fuite de 1 MΩ à la grille de commande de la partie pentode ECF82. Cette pentode équipe l'étage de mélangeur. La faible valeur du condensateur de liaison évite tout entraînement de fréquence de l'oscillateur par le circuit accord.

La cathode de la pentode ECF82 est à la masse. Son écran est alimenté à l'aide d'une résistance de 22 000 Ω découplée par un condensateur de 1,5 nF.

La partie triode de la ECF82 est montée oscillateur et forme avec la mélangeuse un étage changeur de fréquence. L'enroulement accordé du bobinage oscillateur est placé dans le circuit plaque, la liaison avec l'électrode se faisant par un condensateur de 22 pF. L'accord est obtenu par un CV de 12 pF doublé par un trimmer stable de 6 pF et un trimmer fixe de 6 pF. L'enroulement d'entretien est inséré

dans le circuit grille. La liaison avec cette électrode de commande est obtenue par un condensateur de 22 pF et une résistance de fuite de 10 000 Ω. La plaque de la triode est alimentée à travers une résistance de 10 000 Ω. La bande de fréquences de travail de l'oscillateur local est choisie de manière à utiliser le battement inférieur. Le choix judicieux des coefficients de température des condensateurs de ces circuits permettant une stabilité absolument parfaite de l'oscillateur, tout glissement de fréquence est évité. L'oscillation locale prélevée sur la plaque de la triode est reportée sur la grille de la pentode mélangeuse par un condensateur de 1,5 pF.

La plaque de la mélangeuse attaque deux étages d'amplification à fréquence intermédiaire montés en cascade. Les transformateurs de liaison (FM1 et FM2) sont calés sur 10,7 MHz et ont une bande passante de 300 kHz. L'amplification est assurée par deux lampes EF85. La constitution de chacun de ces deux étages est absolument la même. Vous pouvez remarquer que les résistances de polarisation des circuits cathode font 220 Ω et sont découplées par des condensateurs de 4,7 nF. Les écrans sont alimentés par des résistances de

47 000 Ω découplées par des condensateurs de 4,7 nF. Enfin les circuits plaques contiennent chacun une cellule de découplage dont les éléments sont : une résistance de 1 000 Ω et un condensateur de 4,7 nF.

Le dernier étage à fréquence intermédiaire attaque un discriminateur détecteur de rapport formé par le transformateur FM3 et une double diode EB91. Un côté du secondaire de FM3 est relié à la plaque d'une des diodes, dont la cathode est à la masse. L'autre extrémité du secondaire est connectée à la cathode de la seconde diode. Entre la plaque de cette dernière et la masse est insérée une résistance de 35 000 Ω en série avec une 15 000 Ω. Ces deux résistances sont shuntées par un condensateur de 4 nF doublé par un 4,7 nF. La tension continue qui se développe aux bornes de la 15 000 Ω et qui est proportionnelle à l'intensité du signal capté sert à commander l'indicateur d'accord EM84.

La tension BF correspondant à la modulation est prise à la sortie de l'enroulement tertiaire de FM3. La liaison entre ce point et la prise de sortie se fait par une résistance de 220 Ω, un circuit bouchon accordé sur 70 kHz, un condensateur de 270 pF,

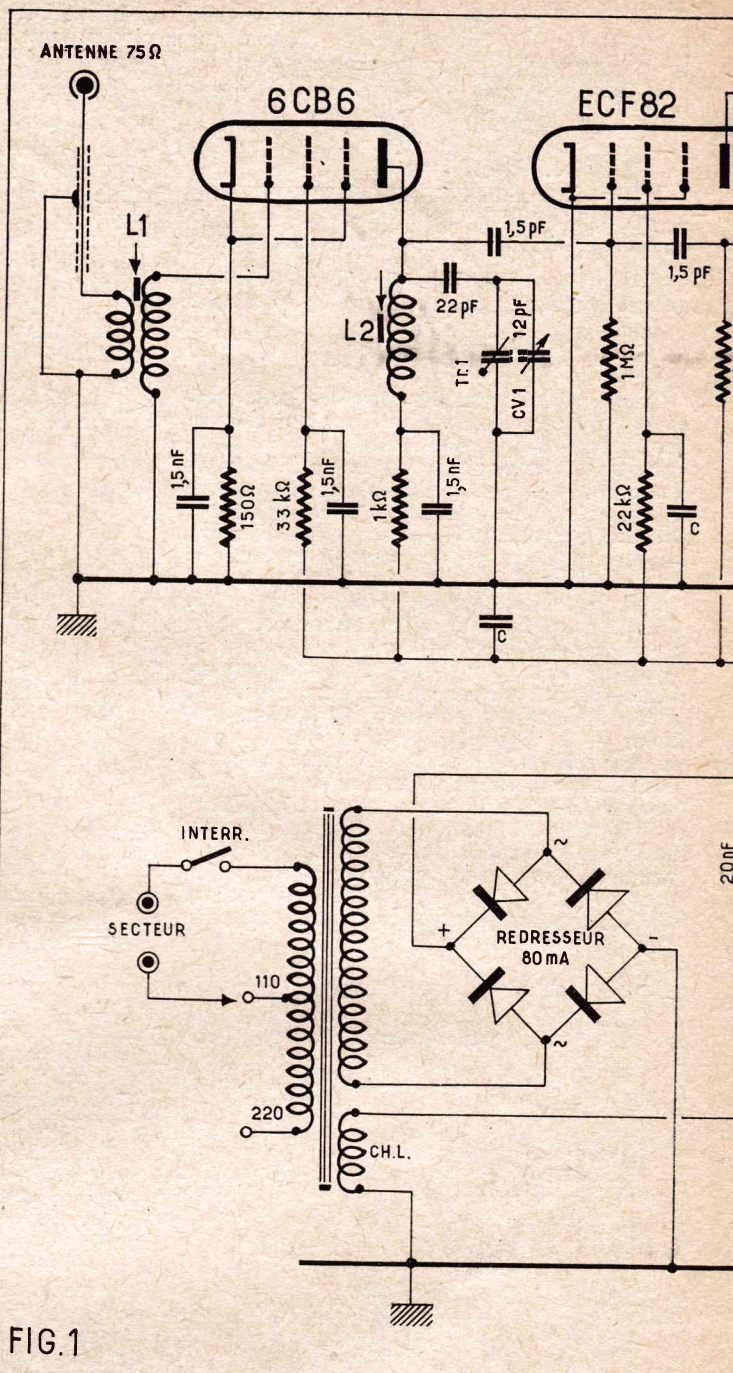
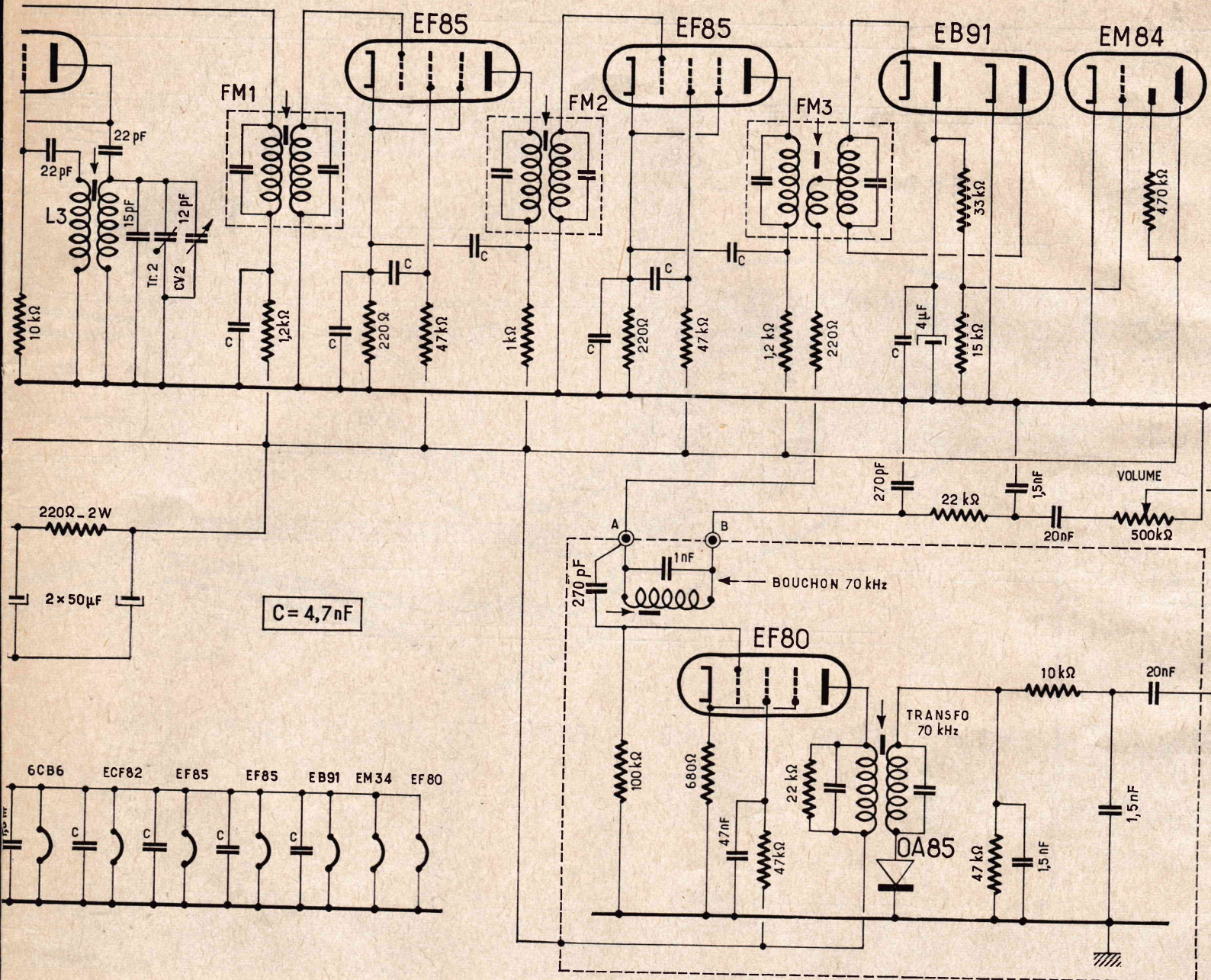


FIG.1



en dérivation vers la masse, un filtre de désaccentuation composé d'une résistance de  $22\ 000\ \Omega$  et d'un condensateur de  $1,5\ \text{nF}$ , un condensateur de  $20\ \text{nF}$  et un potentiomètre de volume de  $0,5\ \text{M}\Omega$ . A la capacité du condensateur du circuit de désaccentuation il faut ajouter celle du câble de liaison ( $600\ \text{pF}$ ) ce qui correspond à la désaccentuation de  $47\ \mu\text{s}$ .

Le circuit bouchon accordé sur  $70\ \text{kHz}$  sert dans le cas d'une réception multiplex à prélever la sous-porteuse qui a précisément cette fréquence. Vous devez savoir, car cela a été plusieurs fois expliqué dans nos colonnes, que le principe d'une émission multiplex est le suivant : à la modulation en fréquence qui correspond à un canal on superpose une modulation à fréquence constante de  $70\ \text{kHz}$  que l'on appelle « sous-porteuse ». Cette sous-porteuse est elle-même modulée en amplitude par les sons qui correspondent au second canal de la transmission stéréophonique. A la réception cette sous-porteuse est révélée par le détecteur de rapport, mais se trouve mélangée à la modulation correspondant au premier canal. En raison de sa fréquence, elle est bien entendu inaudible. Pour pouvoir utiliser sa modulation en

amplitude il convient de l'isoler, et c'est le rôle du circuit bouchon. Elle est alors appliquée par un condensateur de  $270\ \text{pF}$  et une résistance de fuite de  $100\ 000\ \Omega$  à la grille de commande d'une EF80 qui l'amplifie. Ensuite par un transformateur accordé sur  $70\ \text{kHz}$  on l'applique à une diode OA85 qui fait apparaître sa modulation en amplitude. Le signal BF correspondant apparaît aux bornes d'une résistance de  $47\ 000\ \Omega$  shuntée par  $1,5\ \text{nF}$ . Il est transmis par la sortie AM au second canal de l'ampli BF stéréophonique. Entre la résistance de charge du détecteur d'amplitude et la sortie AM est prévu un filtre de désaccentuation composé d'une résistance de  $10\ 000\ \Omega$  et d'un condensateur de  $470\ \text{pF}$ .

La EF80 est polarisée par une résistance de cathode de  $680\ \Omega$ . Son écran est alimenté par une résistance de  $47\ 000\ \Omega$  découplée par un condensateur de  $0,1\ \mu\text{F}$ . Le transfo de liaison avec le détecteur à son primaire shunté par une résistance de  $47\ 000\ \Omega$ . Sa bande passante est de  $16\ \text{kHz}$ .

L'alimentation est constituée par un transformateur fournissant le  $6,3\ \text{V}$  et la HT ( $220\ \text{V}$  sous  $60\ \text{mA}$ ), un redresseur sec en pont et une cellule de filtre. Cette dernière est formée d'une résistance de

$220\ \Omega\ 2\ \text{X}$  et de deux condensateurs chimiques de  $50\ \mu\text{F}$ . Le condensateur d'entrée est doublé par un condensateur de  $20\ \text{nF}$  et la ligne HT est découpée par un condensateur de  $4,7\ \text{nF}$ .

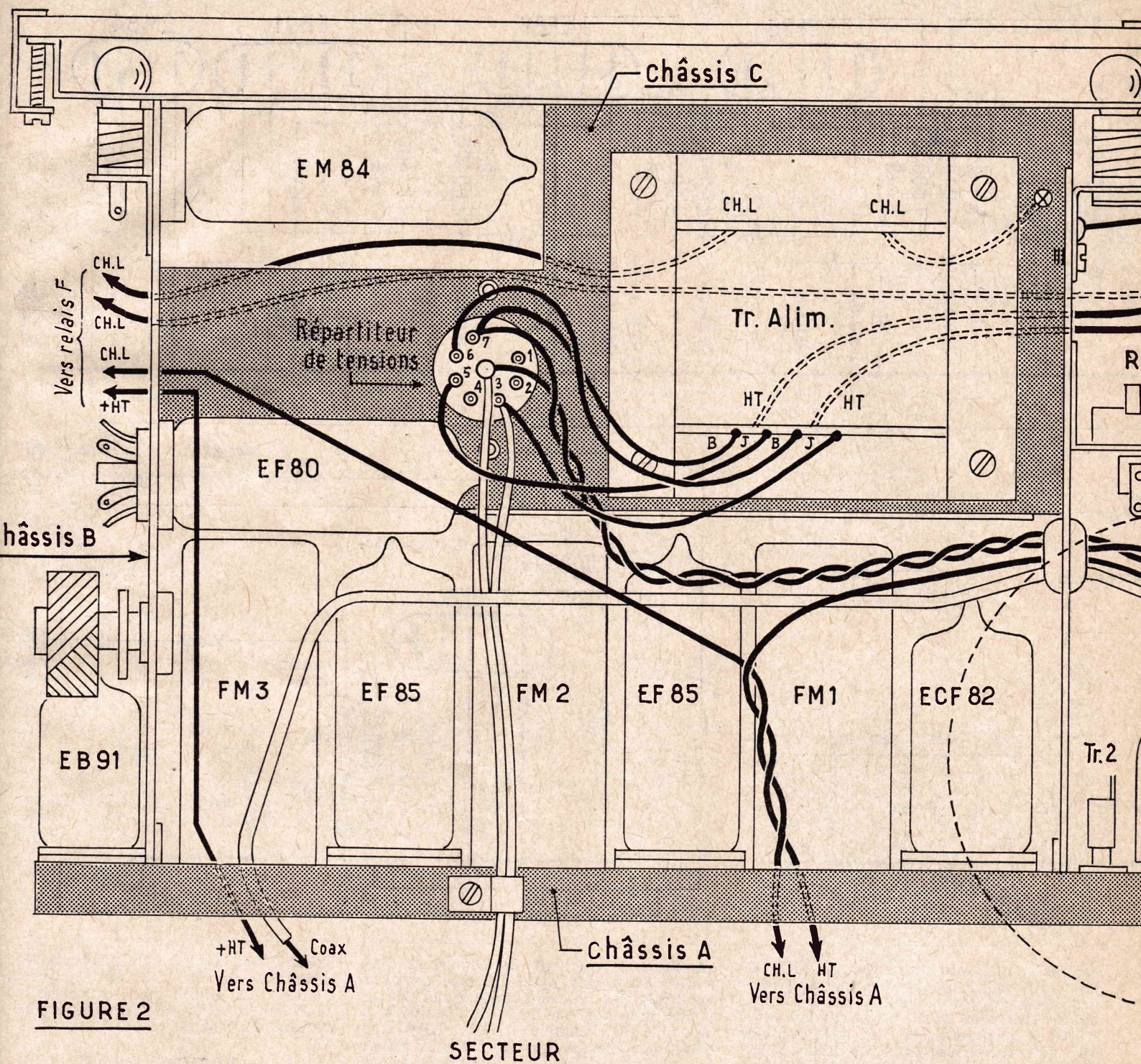
#### Réalisation pratique.

La figure 2 montre la disposition générale du montage. Avant de procéder à l'assemblage il faut câbler les châssis A et B. On l'a fait à l'intention de ceux qui ne veulent pas effectuer ce travail que ces éléments trouvent précablés et préreglés.

#### Câblage du châssis A.

Commençons par le châssis A. Le détail est donné par la figure 3. Sur le dessus on monte les supports de montage des trois transfos MF, le CV et le bobinage L1. On soude également les 2 trimmer potentiomètres. Sous ce châssis on fixe les résistances et les bobinages L2 et L3.

On soude au châssis la fourchette de l'extrémité inférieure de l'enroulement du fil étamé du bobinage L1 et l'extrémité supérieure de l'enroulement « Antenne ». Sur le support 6CB6 on relie au cha-

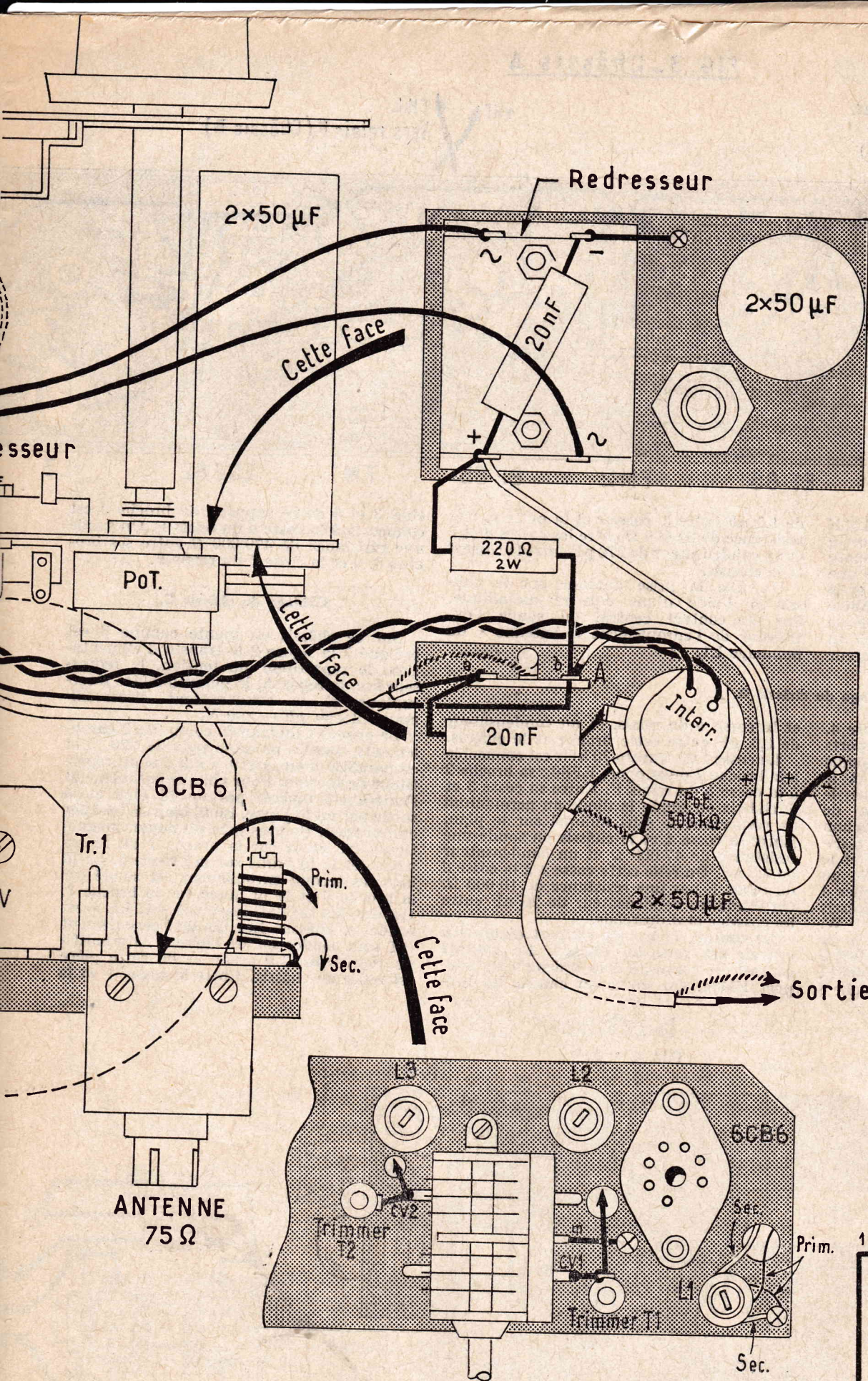


blindage central et la broche 3. Sur le support ECF82 on agit de même pour le blindage central et les broches 4, 7 et 8. Sur les supports EF85 on connecte au châssis les broches 5, 6, les broches 1, 3 et 9 sont soudées au blindage central. Sur le support EB91 on relie au châssis le blindage central et les broches 1, 3 et 6. Pour les transformateurs FM1 et FM2 on soude le fil M au châssis. Avec du fil de câblage isolé on réalise la ligne d'alimentation des filaments. Pour cela on connecte ensemble : la broche 4 du support 6CB6, la broche 5 du support ECF82, la broche 4 des supports EF85, et la broche 4 du support EB91. Sur chacune de ces connexions on enfle une perle de ferrite formant choc HF. On soude un condensateur de 1,5 nF entre la broche 4 du support 6CB6 et le châssis, un condensateur de 4,7 nF entre la broche 5 du support ECF82 et le châssis, un de même valeur entre la broche 4 des supports EF85 et le

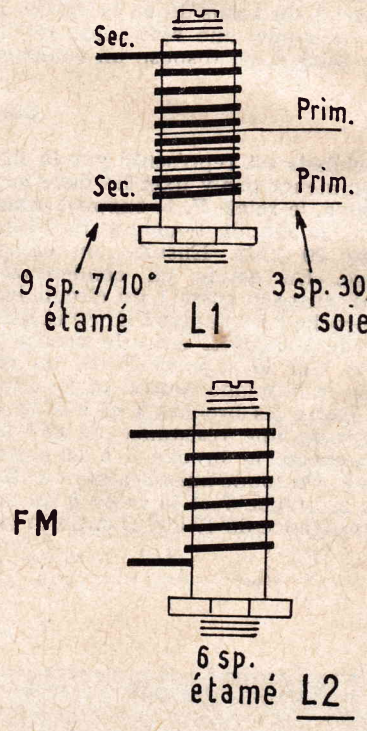
châssis, un de même valeur entre la broche 4 du support EB91 et le châssis.  
Avec du fil de câblage isolé on relie les cosse a des relais B, C et D. Pour le condensateur variable on connecte la cage CV1 au trimmer T1 et la cage CV2 au trimmer T2. Entre le trimmer T1 et la broche 5 du support 6CB6 on soude un condensateur de 22 pF. Ce condensateur traversant le châssis, il faut le protéger par un morceau de souplisso.  
L'extrémité supérieure de l'enroulement en fil étamé du bobinage L1 est soudé sur la broche 1 du support 6CB6. Ce fil doit être recouvert par un morceau de souplisso. On soude l'extrémité inférieure du bobinage 12 sur la broche 5 du support 6CB6. On réunit les broches 2 et 7 de ce support. Entre la broche 7 et le châssis on soude une résistance de 150 Ω et un condensateur de 1,5 nF. On soude une résistance de 33 000 Ω entre la broche 6 et la cosse a du

relais B et un condensateur de 1,5 nF entre cette broche et le châssis. Sur l'extrémité supérieure du bobinage L2 on soude un condensateur de 1,5 nF qui va au blindage central du support 6CB6 et une résistance de 1 000 Ω qui aboutit à la cosse a du relais B. Entre la cosse a du relais et le châssis on dispose un condensateur de 4,7 nF.  
La cage CV2 du condensateur variable est reliée à la cosse 1 du bobinage L3. Les cosse 3 et 4 de ce bobinage sont reliées au châssis. On soude un condensateur de 15 pF entre les cosse 1 et 4.  
On soude le fil P du transfo FM1 sur la broche 6 du support ECF82. Sur ce support on soude : une résistance de 10 000 Ω entre la broche 9 et le châssis, une résistance de 1 MΩ entre la broche 2 et le châssis, une résistance de 10 000 Ω 1 W entre la broche 1 et la cosse a du relais C, une résistance de 22 000 Ω entre la broche 3 et la cosse a du



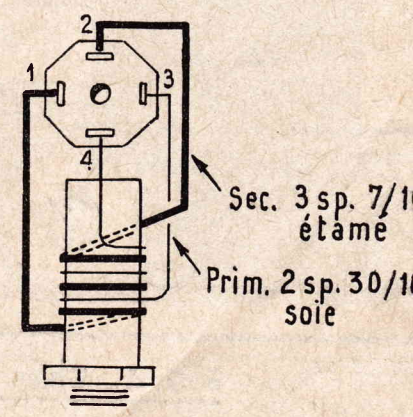


broche 7 de ce support on soude le fil P du transfo FM2. On soude sur ce support : une résistance de 1 000 Ω et un condensateur de 4,7 nF entre la broche 3 et le châssis, une résistance de 47 000 Ω entre la broche 2 et la cosse a du relais D, un condensateur de 4,7 nF entre la broche 2 et le blindage central. On soude une résistance de 1 000 Ω entre la cosse + du transfo MF2 et la cosse + du relais D et un condensateur de 4,7 nF entre cette cosse + et le blindage central. Le fil K de FM3 est relié à la broche 2 du support EF85 (2) et le fil L de FM3 est relié à la broche 7, une résistance de 1 000 Ω et un condensateur de 4,7 nF entre la broche 3 et le châssis, une résistance de 47 000 Ω entre la broche 2 et la cosse a du relais D, un condensateur de 4,7 nF entre cette broche 2 et le blindage central. On soude une résistance de 1 000 Ω entre la cosse + de FM3 et la cosse + du relais D et un condensateur de 4,7 nF entre cette cosse + et le blindage central du support EF85 (2). Le fil K de FM3 est soudé à la broche 5 du support EB91 et le fil L de FM3 est soudé à la broche 7 du même support. Entre la broche 2 et le châssis



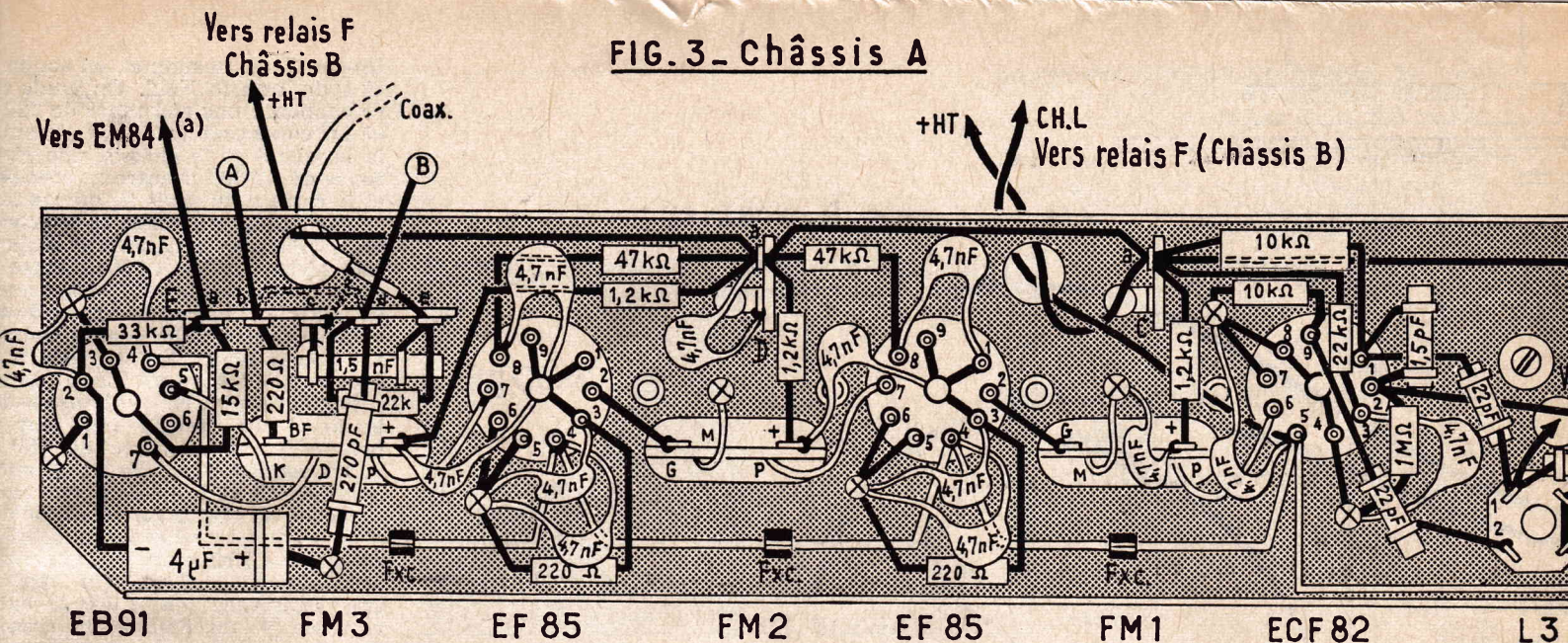
relais C, un condensateur de 1,5 nF entre la même broche et le châssis, un condensateur de 1,5 nF entre les broches 1 et 2, un de même valeur entre la broche 2 et la broche 5 du support 6CB6 ; un condensateur de 22 pF entre la broche 1 et la cosse 1 du bobinage L3 et un condensateur de même valeur entre

la broche 9 et la cosse 2 du bobinage L3. Sur la cosse + du transfo FM1 on soude une résistance de 1 000 Ω qui aboutit à la cosse a du relais C et un condensateur de 4,7 nF dont l'autre fil est soudé au châssis. La cosse G de FM1 est reliée à la broche 2 du support EF85 (1). Sur la



L3 FIG. 5

FIG. 3 - Châssis A



On soude un condensateur de 4 MF (+ au châssis) et un de 4,7 nF. Entre cette broche et la cosse a du relais E on dispose une résistance de 33 000 Ω. On soude une résistance de 5 000 Ω entre la cosse a du relais 3 et le blindage central du support EB91. Entre la cosse b du relais E et la sortie BF de FM3 on soude une résistance de 220 Ω. Sur le relai E on dispose un condensateur

de 1,5 nF entre la cosse e et la patte c, une résistance de 22 000 Ω entre les cosse d et e et un condensateur de 270 pF entre la cosse d et le châssis. On fixe la prise antenne sur le châssis à l'aide d'une équerre métallique. Sur son contact central on soude l'extrémité de l'enroulement « Antenne » du bobinage L1.

ches 3 et 5 de ce support. Sa broche 4 est connectée à la cosse a du relais F. On soude une résistance de 470 000 Ω entre ses broches 8, 9 et la cosse b du relais F.

Câblage du châssis B.

Ce châssis est représenté par la figure 4. On commence par y fixer les deux supports de lampe, le relais F, le support d'ampoule de 70 kHz, le circuit bouchon 70 kHz et le transformateur 70 kHz. Ensuite, on effectue le câblage. On soude un condensateur de 270 pF entre la cosse 1 du circuit bouchon et la broche 2 du support EF80 et une résistance de 100 000 Ω entre la broche 2 et le châssis. Sur le support EF80 on relie au blindage central et les broches 4 et 6. Entre les broches 1 et 9 et le châssis on dispose une résistance de 680 Ω 1 W. On connecte la broche 5 à la cosse a du relais F. On soude une résistance de 22 000 Ω entre la broche 7 et la cosse b du relais F, une résistance de 47 000 Ω entre la broche 8

et la cosse b du relais, et un condensateur de 0,1 μF entre cette broche et le châssis. La cosse 1 du transformateur 70 kHz est connectée à la broche 7 du support EF80 ; sa broche 2 à la cosse b du relais F. Entre sa cosse 3 et le châssis on soude la diode au germanium en respectant le sens indiqué sur le plan. Entre la cosse 4 et le châssis on soude une résistance de 47 000 Ω et un condensateur de 1,5 nF. On relie cette cosse 4 à la cosse d du relais F par une résistance de 10 000 Ω. On soude un condensateur de 20 nF entre les cosse e et d du relais. Le contact latéral du support d'ampoule cadran est relié au châssis. Le contact central est connecté à la broche 4 du support EM84. On soude au châssis les bro-

Câblage du châssis C.

Sur ce châssis on monte comme il est indiqué à la figure 2 le transformateur d'alimentation, le répartiteur de tension, le redresseur sec, le relais A, le potentiomètre interrupteur et le condensateur électrochimique 2x50 μF - 300 V. Le primaire du transformateur comporte 2 enroulements couplés en série pour le 220 V et en parallèle pour le 110 V à l'aide du répartiteur de tension. Pour chaque enroulement l'entrée est repérée par un fil bleu et la sortie par un fil jaune. Le fil bleu du premier enroulement (le plus près du noyau magnétique) est soudé sur la broche 7 du répartiteur, et le fil jaune sur la broche 5. Le fil bleu du second enroulement est soudé sur la broche 6 et le fil jaune sur la broche 3. Un des fils de l'enroulement « CH.L » est soudé au châssis. Les fils de l'enroulement HT sont soudés sur les cosse « Alternatif » du redresseur. La cosse - de cette pièce est reliée au châssis. Entre la cosse + et la

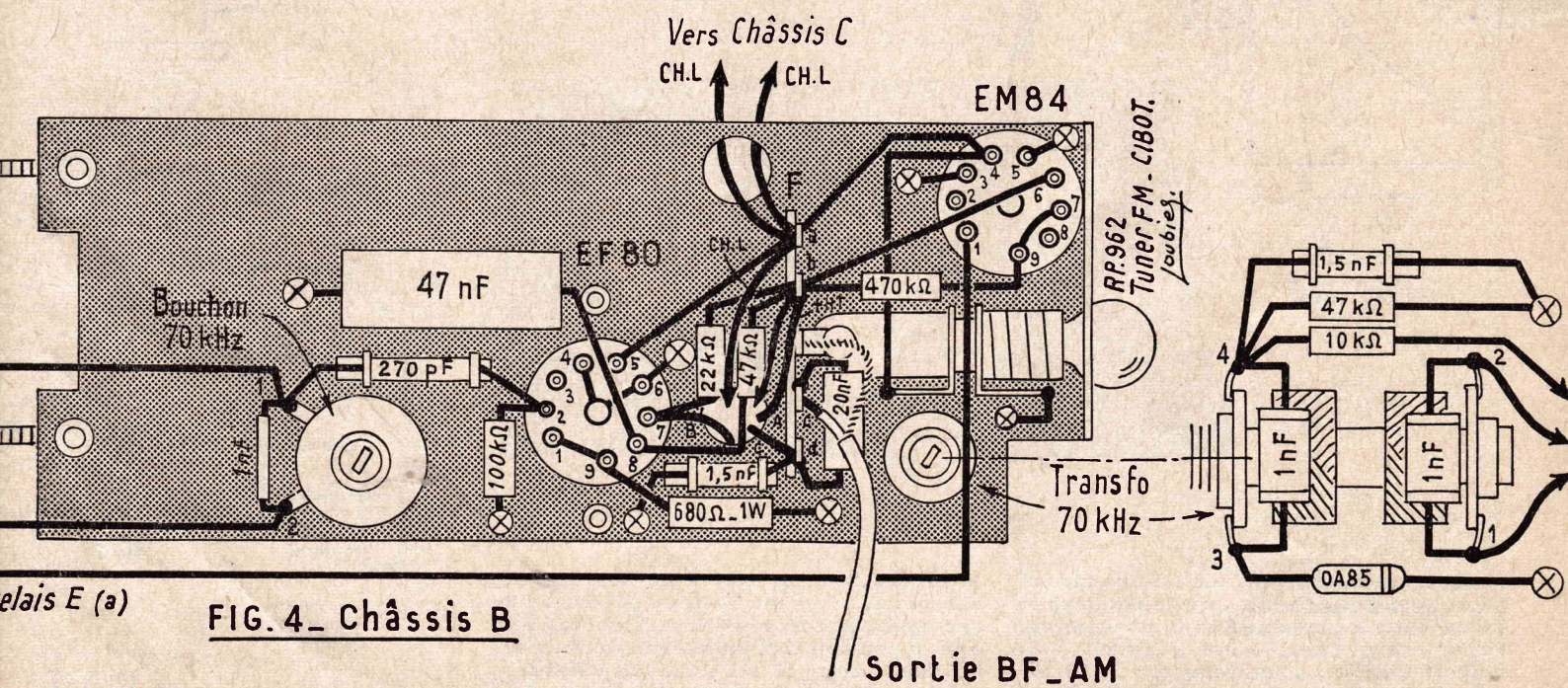


FIG. 4 - Châssis B

Liaisons entre les différents châssis.

On procède à l'assemblage des châssis selon la disposition indiquée sur la figure 2. On relie la cosse *b* du relais A à la cosse *a* du relais C. Le second fil de l'enroulement « CH.L » du transfo d'alimentation est soudé sur la cosse *a* du relais F (châssis B). Cette cosse *a* est connectée au contact central du support d'ampoule cadran du châssis C. Le contact latéral de ce support est relié au châssis. On connecte encore la cosse *a* du relais F à la broche 5 du support ECF82. On relie la cosse *a* du relais D (châssis A) à la cosse *b* du relais F (châssis B), la cosse *a* du relais E (châssis A) à la broche 1 du support EM84, la cosse 1 du bouchon 70 kHz à la cosse *b* du relais E, et la cosse 2 de ce bouchon à la cosse *d* du même relais. Par un cordon blindé protégé par un souplisso on réunit la cosse *e* du relais E à la cosse *a* du relais A. La gaine de ce fil est soudée sur les pattes de fixation des deux relais.

On soude un cordon blindé sur le curseur du potentiomètre. Ce cordon dont la gaine est soudée au châssis et dont l'autre extrémité est munie de fiches bananes servira à la liaison avec un canal de l'ampli stéréophonique. On soude un second cordon blindé muni de fiches bananes sur la cosse *c* du relais F. La gaine de blindage est soudée sur la patte de fixation du relais. Ce cordon blindé est destiné à la liaison avec le second canal de l'ampli BF. Le cordon « secteur » est soudé sur le répartiteur de tensions entre le contact central et la broche 3.

Le câblage étant terminé on monte la grande poulie du démultiplicateur sur l'axe du CV et on met en place les câbles d'entraînement du CV et de l'aiguille du cadran.

Alignement.

Pour régler les transfos MF on injecte un signal (HF pure) de 10,7 MHz fourni par une hétérodyne sur la broche 2 du support EF85 (2). On règle le noyau primaire de FM3 en contrôlant l'accord sur le tube EM84. On applique ensuite le signal à la broche 2 du support EF85 (1) et on règle les noyaux de FM2. Pour obtenir une indication nette du tube EM84 il convient de brancher provisoirement une résistance de 4 700 Ω sur le primaire lorsqu'on règle le secondaire et vice versa. On renouvelle l'opération pour FM1 en injectant le signal sur la broche 2 du support ECF82.

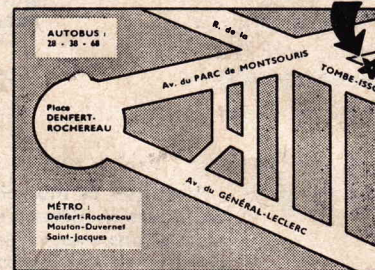
Pour régler le secondaire de FM3 on réalise un pont provisoire à l'aide de deux résistances de 100 000 Ω entre la broche 2 du support EB91 et le châssis. On branche un voltmètre continu (sensibilité 10 V) entre le point de jonction des résistances et la cosse BF de FM3. Le signal HF étant injecté à la broche 2 du support ECF82 on règle ce noyau secondaire de FM3 de manière à avoir une déviation nulle de l'appareil de mesure. Cette opération peut réagir sur l'accord du primaire et il convient de revoir le réglage de ce dernier selon la méthode indiquée plus haut.

Pour l'alignement des circuits HF et oscillateur local le plus simple est d'utiliser l'émission locale. On cherche d'abord par la manœuvre du CV à obtenir cette émission. On la cadre alors sur le cadran en agissant sur le noyau du bobinage L3. Ensuite, on cherche à obtenir l'accord maximum en réglant les noyaux des bobinages L1 et L2 ainsi que les trimmers T1 et T2.

Nota. — Pour ceux qui voudraient réaliser eux-mêmes les bobinages HF de ce tuner nous en donnons les caractéristiques sur la figure 5.

A. BARAT.

UN NOUVEAU POINT DE VENTE tout particulièrement accessible AMATEURS ET PROFESSIONNELS DU SUD DE PARIS



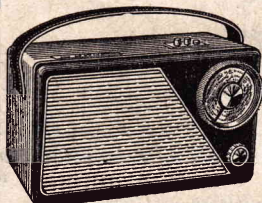
Un Centre complet d'approvisionnement en pièces détachées RADIO ET TÉLÉVISION VOICI 3 DE NOS RÉALISATIONS

LE BIKINI

Le dernier né des poquets décrit dans le n° d'Août (dimensions : 120 x 85 x 37 mm). 6 transistors + diode 2 gammes (PO et GO). Circuit imprimé. BF push-pull. Prise pour écouteur. Coffret moulé 2 tons.



Complet en pièces détachées avec pile schéma et plan de câblage... En ordre de marche... Frais de port et d'emballage : 3,50 NF



LE FA... RÉCEP... A 4 TRANS... + 1 di...

2 gammes (GO) - Ca... rite incorporé 20 cm - 3 boutons poussoirs - HP Alimentation : 2 piles 4,5 V - Coffret bois gainé Dimensions : 280 x 170 x 90 mm. Ensemble complet, en pièces détachées... Le récepteur complet, en ordre de marche... Frais de port et d'emballage : 4.00 NF

ÉLECTROPHONE 4 VITESSES



Pour secteur 110 et 220 V. Platine grande marque avec UCL82, puissance 2 W. Très bonne m... (HP de 16 cm). Aliment. par redresseur sec. 11... Complet, en pièces détachées... En ordre de marche... Frais de port et d'emballage en sus

Platine 4 vitesses stéréo 110-220 V... Tuner FM 3 lampes. Se branche sur tout ré... classique ou ampli pour recevoir les émissions de... lation de fréquence. En ordre de marche.

LAMPES

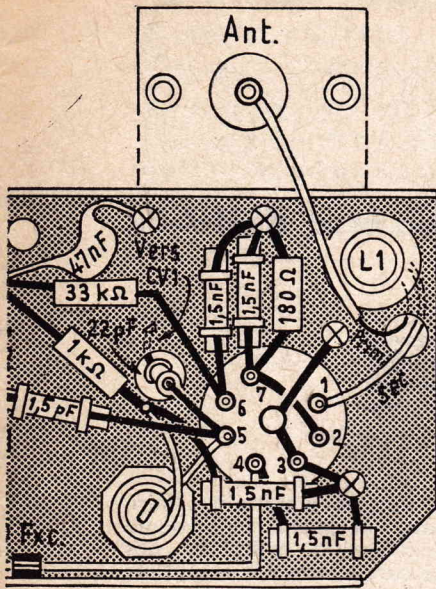
tous les types de grande marque en 1<sup>er</sup> choix : ECC81..... 6.52 ECF80..... 6.5 EL41..... 6.20 12AU7..... 6.3 etc., etc., consultez-nous avant tout ach...

EXPÉDITION RAPIDE CONTRE MANDAT A LA CO... OU CONTRE REMBOURSEMENT

SUTER

59 bis, r. de la Tombe-Issoire, PARIS Tél. : GObelins 93-61 - C.C.P. PARIS 467

PUB. J. BONNANGE



L2 6B6

cosse *b* du relais A on soude une résistance de 220 Ω 2 W. On soude un fil + du condensateur 2 x 50 μF sur la cosse + du redresseur, le second fil + sur la cosse *b* du relais A et le fil - au châssis.

Une des extrémités du potentiomètre est soudée au châssis. On dispose un condensateur de 20 nF entre l'autre extrémité et la cosse *h* du relais A. Par une torsade de fil de câblage on relie l'interrupteur du potentiomètre au contact central et à la broche 7 du répartiteur de tension. On soude un condensateur de 20 nF entre les cosses + et - du redresseur.

DEVIS des pièces détachées nécessaires au montage du

# TUNER FM 62

Descrit ci-contre

Dimensions : 280 x 190 x 85 mm.

● EN PIÈCES DÉTACHÉES ●

- Le châssis alimentation avec cadran, glace, condensateur variable, potentiomètre, châssis pour tuner FM et châssis pour multiplex. L'ensemble, monté mécaniquement... 45.50
- Les pièces détachées complémentaires de la partie « TUNER FM » (sans CV)... 7.162
- Les pièces détachées complémentaires de la partie « ADAPTATEUR STÉRÉO-MULTIPLEX » (sans le châssis)... 23.83
- Les pièces détachées de la partie « ALIMENTATION » avec lampe EM84... 46.62

LE TUNER FM 62 COMPLET avec MULTIPLEX 187.57 en pièces détachées sans MULTIPLEX 163.50 SANS ébénisterie]

- Le coffret complet, verni noyer ou acajou... 39.50

● EN ORDRE DE MARCHÉ ●

- AVEC MULTIPLEX, sans ébénisterie... 267.16 AVEC MULTIPLEX, et avec ébénisterie... 306.66
- SANS MULTIPLEX, sans ébénisterie... 223.99 SANS MULTIPLEX et avec ébénisterie... 263.49

**CIBOT-RADIO** 1 et 3, rue de Reuilly, PARIS 12° C.C. postal 6129-57 PARIS VOIR NOTRE PUBLICITÉ page 4 de la couverture.

# L'ADDITION

par Fred KLINGER

Bien que la majorité des calculateurs électroniques modernes utilisent le calcul binaire, nous allons essayer de montrer le principe des circuits et des opérations à l'aide de notre bon vieux système décimal, celui que nous

avons tous l'habitude de manier à longueur de journée. Sur le plan purement électronique, nous compliquerons ainsi peut-être, un peu nos explications, mais cela nous évitera d'introduire, à la fois, deux nouveautés.

## Addition semi-mécanique.

Seuls nous intéressent les dispositifs réellement électroniques et nous renonçons ainsi, le plus possible, aux calculateurs mécaniques proprement dits, en dotant notre première machine d'un relais commandé électriquement et en faisant même intervenir le temps.

Ce relais pourrait actionner l'échappement d'une languette pourvue de dents et portant même les chiffres 0 à 9 (fig. 1).

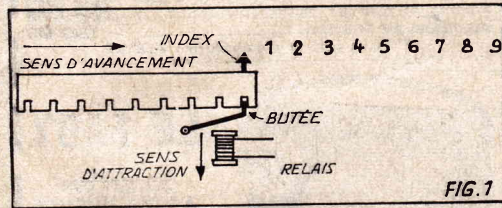


FIG. 1. — Chaque fois que le relais est excité la languette avance d'un cran et s'arrête devant un chiffre différent.

Chaque impulsion — ou chaque contact établi, si vous préférez — fait avancer le compteur d'un cran et additionner 2 à 3 revient à fournir au relais, d'abord, deux impulsions, puis sans rien changer à cette disposition, à lui en faire parvenir trois autres : au total, le compteur aura donc bien avancé de 5 crans, et 5 est bien la somme de 2 et de 3.

Ce dispositif élémentaire permet tout de même de dégager deux principes déjà : d'une part, nous pourrions nous arrêter après les deux premières impulsions et n'appliquer les trois autres que longtemps après : notre machine est douée de mémoire, puisqu'elle se souvient de notre première action, aussi longtemps que nous le désirons. D'autre part, la soustraction 3-2 s'effectuerait tout aussi aisément en débutant par l'impulsion 3 et en la faisant suivre de 2, mais avec un compteur avançant en sens opposé.

## Introduction du temps.

Si nous conservons notre machine dans cet état, nous devons fournir au relais nos impulsions une à une et nous aurions peut-être aussi vite fait de compter directement. Nous lui apporterions déjà une très grande simplification en introduisant le temps, notion souvent plus employée en électronique sous la forme dérivée de fréquence. Notre compteur se déplacerait suivant un rythme bien déterminé, bien constant, et, surtout, bien contrôlé : chaque chiffre appliqué à ce système autoriserait un déplacement de plus ou moins longue durée et l'ensemble sera devenu dépendant du temps. En adoptant des ordres de grandeur très différents de la réalité, nous pourrions prévoir une lan-

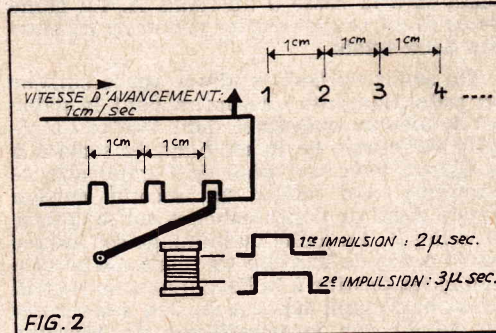


FIG. 2. — En choisissant une vitesse d'avancement constante, on peut transformer le nombre d'impulsions en impulsions de durées différentes.

guette avançant d'un centimètre par microseconde et une distance d'un centimètre, également, d'un chiffre annoncé à l'autre (fig. 2).

L'addition, avec les mêmes valeurs que ci-dessus, conduirait à une première impulsion de 2 µs, suivie d'une autre de 3 µs et le compteur aura bien eu le temps d'avancer de 5 cm, donc jusqu'en un point situé en face du 5, qui est bien le résultat recherché.

## Les dizaines.

Sous cette forme, notre machine est encore très limitée, car les sommes obtenues ne peuvent dépasser 9. D'où la double nécessité, si l'on veut aller au moins jusqu'à 99, de disposer de neuf autres indicateurs prévus pour les dizaines et de les actionner un à un, dès que le compteur des unités atteint le 9. Ce dernier cran a

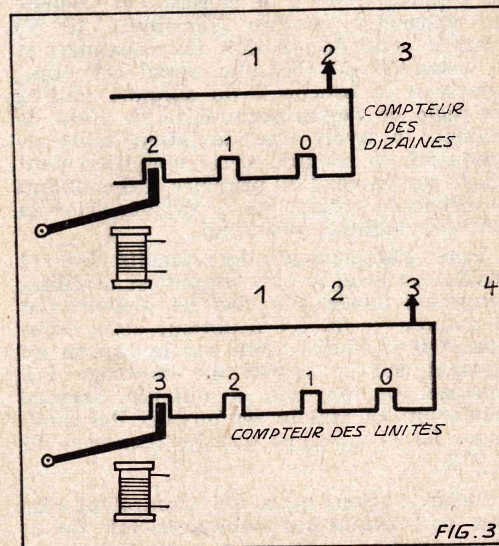


FIG. 3. — Chaque languette indique un chiffre de rang différent.

donc une double mission à remplir : faire revenir la dixième, ou plutôt la onzième impulsion, à l'entrée du compteur de unités, mais aussi faire avancer le compteur des dizaines d'une position.

A la vingt et unième impulsion, on retourne encore au zéro des unités, alors que le compteur des dizaines avance encore d'un cran (fig. 3).

L'ensemble de ces opérations s'effectuerait bien plus simplement si, d'une part, on remplace la languette par une roue, car alors le retour à zéro s'effectuerait automatiquement et que, d'autre part,

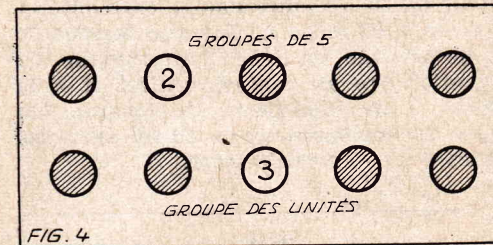


FIG. 4. — Ce système de signalisation électrique s'applique à un compteur bi-quinaire : le 2 de la première rangée indique  $2 \times 5 = 10$ , auxquels on ajoute le 3 du groupe des unités.

on adopte des indicateurs électriques par exemple des petites ampoules électriques. Nous n'allons pas nous appuyer sur cet équipement, destiné uniquement à introduire les vrais calculateurs électroniques et leurs circuits habituels.

Enfin — et ce sera bien là un pas plus — nous pourrions économiser des pièces détachées, et en même temps accroître la vitesse de calcul jusqu'à la double pratiquement, en adoptant une convention. Ce n'est pas après 9 que nous retournons à zéro, mais après 5 et au lieu de compter des dizaines, nous compterons des groupes de 5 unités ; à la disposition de notre figure 4 correspondrait le résultat :

Unités : 3, groupes de 5 : 2, donc 2 fois 5 + 3 = 13.

Un tel arrangement appliquerait au système de numération bi-quinaire et le calcul binaire.

## Systèmes bi-stables.

Nous pourrions faire entrer dans cette catégorie, les relais que nous venons de voir, et, en général, tous les relais, si on considère la position de la palette actionnée par la magnétisation du noyau.

Dans de tels relais il n'existe que deux possibilités : si la palette n'est pas polarisée (fig. 5 a), elle sera attirée, lorsqu'un courant traverse la bobine du relais, mais elle resterait au repos en absence de c-

(1) Voir les nos 176 et suivants de Radio-Plans.

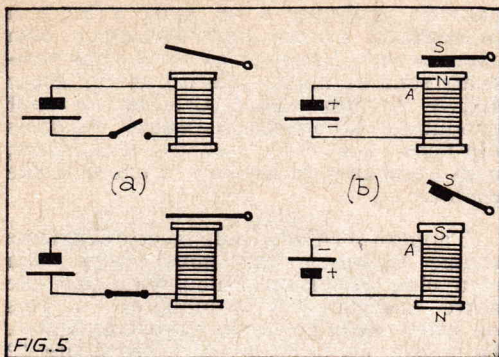


FIG. 5. — La palette est attirée seulement (a), lorsque le circuit est fermé; en (b) la palette est polarisée et seul le pôle positif, appliqué à A détermine la traction.

rant. L'emploi d'une palette polarisée introduirait une possibilité de sélection : il ne suffirait pas (fig. 5 b), pour attirer la palette, que le courant traverse la bobine, il faudrait encore appliquer à l'extrémité A, par exemple, le « plus », pour que l'extrémité supérieure du noyau forme bien un pôle Nord.

Autre perfectionnement : un tel relais pourrait être doté de « mémoire » encore, si la position atteinte par la palette est maintenue, par exemple à l'aide (fig. 6) d'une simple came, même après avoir coupé le courant dans la bobine (1); il faudrait une deuxième impulsion, appliquée à la bobine (2) pour attirer la palette de nouveau vers le haut, donc pour la ramener à sa position initiale.

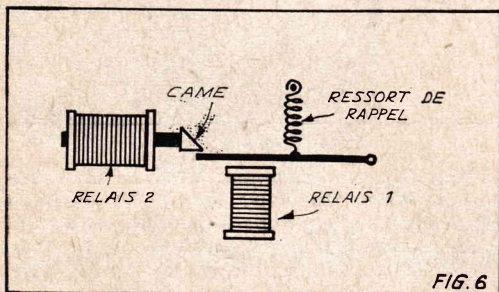


FIG. 6. — Il faut exciter le relais 2, pour que la came permette au ressort de rappel de ramener la palette du relais 1.

Enfin, en combinant ces deux propriétés — came et polarisation — on pourrait se contenter d'une seule bobine, mais on ne pourrait plus prévoir à l'avance de quel signe devrait être l'impulsion appliquée, pour provoquer le changement de position de la palette (fig. 7).

Convenons encore qu'un « plus », appliqué en A détermine un Nord en haut du noyau

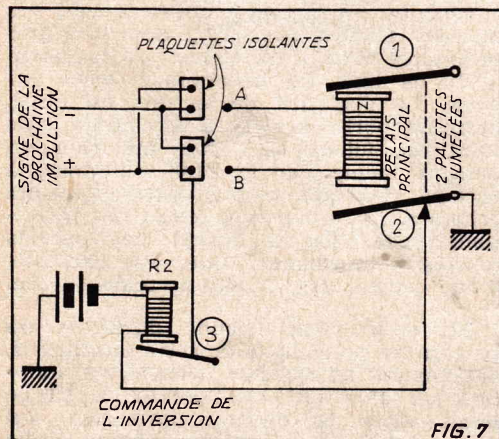


FIG. 7. — La manœuvre de R2 permet d'appliquer toujours au relais principal, le pôle du signe qui déterminera l'inversion.

(ou encore un « moins » en B); si, au départ, la palette 1 est attirée, il faudrait en A une impulsion négative pour déplacer les palettes; une impulsion positive se bornerait, en quelque sorte, à confirmer l'état déjà acquis. De même, si on a réussi ce premier déplacement, faudra-t-il, pour l'opération suivante, une impulsion positive en A et ainsi de suite.

Pour obtenir, à coup sûr, le changement de position des palettes, quel que soit le signe de l'impulsion incidente, il suffirait en somme de compléter ce relais assez particulier par l'un de nos circuits « ET », déjà examinés. Ce circuit serait chargé de rechercher, à chaque position, de quel

signe devrait être l'impulsion pour déplacer, à coup sûr, la palette.

La palette 2 (fig. 7) ferme, dans cette position, le circuit de R2 qui attire la palette 3 et c'est bien le pôle « moins » qui se trouvera appliqué en A lors de l'impulsion suivante.

C'est exactement de cette façon que se dérouleront les événements de notre prochaine machine, entièrement électronique : cette introduction semi-mécanique nous semblait de la plus haute importance, parce qu'elle fait appel à des organes généralement bien connus et parce qu'elle simplifie grandement la compréhension de la suite.

### Le flip-flop.

Appelé encore « Ecclès-Jordan », ce circuit, dérivé du multivibrateur bien connu, forme la base même des calculateurs électroniques.

On en recense plusieurs versions, mais toutes l'assimilent à un véritable relais électronique ne pouvant exister que dans deux positions, très différentes l'une de l'autre, et jamais ENTRE les deux : c'est donc encore là un système « tout-ou-rien » qui entre bien dans nos vues. Voici la première explication que nous avons retenue, parce qu'elle nous semble très simple.

Entre A et B (fig. 8), la différence de potentiel est — en valeur absolue — de 250 V et le pont diviseur R, R', R'' est parcouru par

$$\frac{250}{20 + 19 + 11} = 5 \text{ mA}$$

et nous trouvons, en particulier, en D, une tension de plus 5 V. Si, maintenant, nous faisons traverser la branche CA,

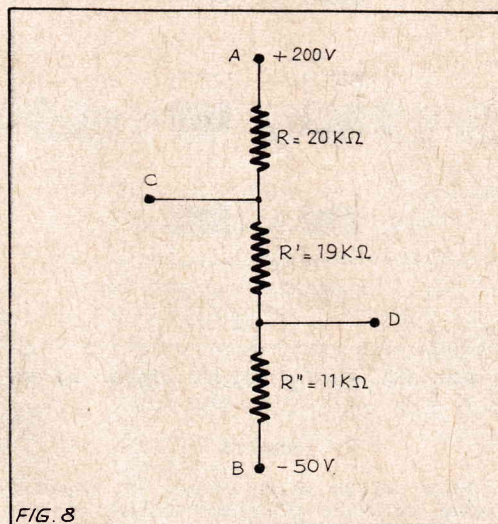


FIG. 8

FIG. 8. — La chaîne des résistances est parcourue uniquement par le courant potentiométrique.

donc R par 3 mA, supplémentaires, nous ne trouvons plus, entre C et B, que

$$250 - (20 \times 8) = 90 \text{ V}$$

qui donnent, entre D et B un potentiel de

$$11 \times \frac{90}{19 + 11} = 33 \text{ V, soit le point D à } -17 \text{ V, oui, moins 17 V.}$$

Ces phénomènes des plus simples, nous pouvons aussi simplement les transposer dans le domaine électronique en faisant aboutir en C (fig. 9) la plaque d'une première lampe et en D la grille d'une seconde lampe. Si R est traversée par le seul cou-

rant, consommé par le pont, c'est que le tube I ne débite pas, ou encore qu'il est au cut-off : à ce moment, le point D ou encore la grille II, est à + 5 V et le tube II débite.

Lorsque, en une deuxième étape, le tube I devient conducteur, son courant anodique traverse R et nous avons vu que la conséquence en était une tension fortement négative (- 17 V!) sur la grille

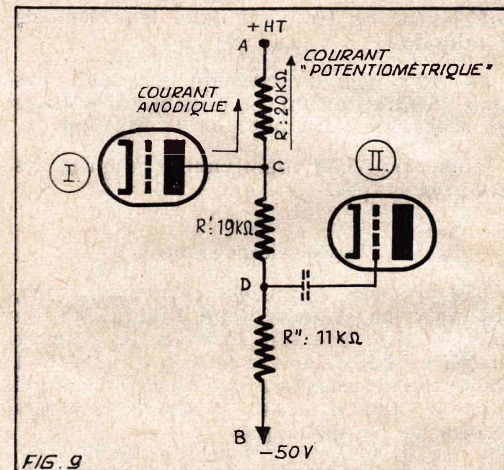


FIG. 9

FIG. 9. — Si le courant anodique parcourt lui aussi, R, le point D deviendra trop négatif pour que le tube II puisse conduire.

du tube II qui ne risque alors pas de conduire.

Conclusion : dans un tel montage, pour peu que les organes, en fait, surtout les résistances R, R', R'', soient choisis convenablement, l'un des tubes est toujours bloqué, lorsque l'autre conduit et vice versa : c'est là le flip-flop, qui présente donc bien deux états stables et deux seulement !

### Constitution de la machine.

Dans cette machine nous emploierons pour simplifier le système bi-quinaire qui nécessitera ainsi trois flip-flop par rang (fig. 10) : trois seulement, si on se contente de compter de 1 à 5 et 2 fois 3 si l'on veut aller jusqu'à 25 ; 3 fois 3 jusqu'à 125 et ainsi de suite. Dans chaque rang les chiffres caractéristiques seront représentés par 1, 2 et 4 et les indications seront donc bien deux états stables et deux seulement !

Comme ces circuits bi-stables peuvent être actionnés aussi bien par une impulsion positive sur la grille au cut-off, que par une impulsion négative sur la grille appartenant à la triode qui conduit, nous devons convenir de ceci :

— Avant toute opération, la remise à

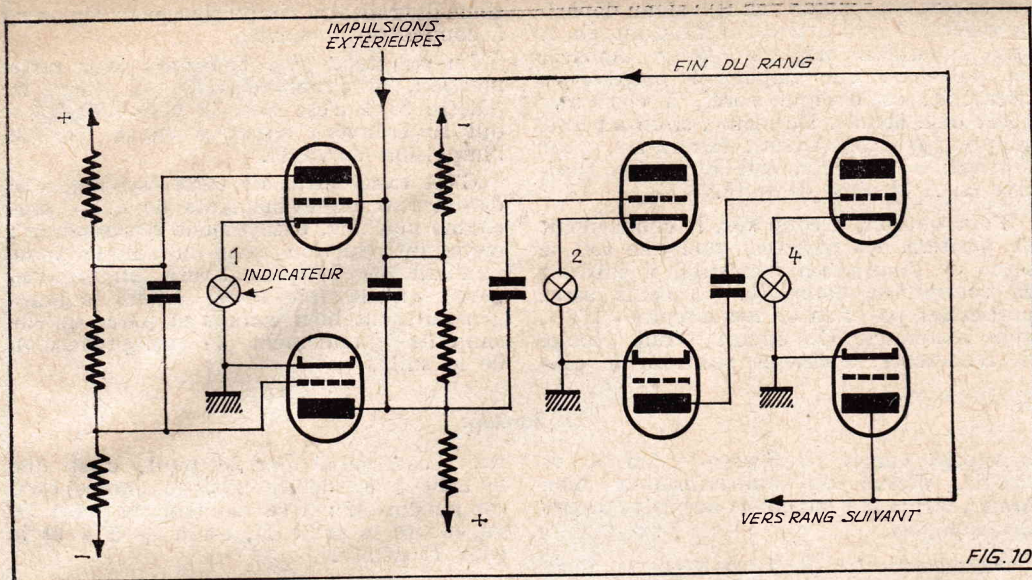


FIG. 10

FIG. 10. — Ces trois flip-flops, associés en cascade permettent de compter de 1 à 5.

zéro se fera de telle sorte que les triodes inférieures se trouvent dans leur état de conduction ;

— Par voie de conséquence, seuls des tops positifs auront la possibilité, d'étage en étage, de faire basculer le flip-flop.

Nous pouvons maintenant détailler les diverses étapes.

**Train d'impulsions.**

La première impulsion trouve (fig. 11), les trois étages dans l'état indiqué par la colonne (a) ; elle fait basculer le premier étage, ce qui découvre le « 1 » et transmet au deuxième étage un top négatif ; celui-ci n'exerce aucune action et les deux autres étages ne bougent pas.

C'est à l'ensemble de la colonne (b) qu'est appliquée, ensuite, la deuxième impulsion ; rappelée en (c), elle fait encore basculer le premier étage ; le « 1 » disparaît, mais le top positif qui en résulte fait basculer encore le deuxième étage, le « 2 » apparaît (colonne e) en même temps qu'un nouveau top négatif et rien d'autre ne se passe.

La troisième impulsion aura pour seul effet d'inverser le premier étage pour faire réapparaître le « 1 » et un top négatif ; comme le « 2 » reste maintenu, on lit bien  $1 + 2 = 3$ .

FIG. 11. — Voici les effets de chacune des cinq impulsions, que chacune des chaînes est capable de recevoir : la sixième impulsion (et au-delà) retourne au premier étage et actionne, en même temps, le premier étage d'une autre chaîne.

Premier effet de la quatrième impulsion : le premier étage bascule, le « 1 » disparaît ; le top positif résultant fait basculer également le deuxième étage, le « 2 » disparaît, mais le top positif obtenu inverse encore — et pour la première fois — le 3<sup>e</sup> étage et le 4 — résultat exact — est affiché.

Notre colonne (j), enfin, résume encore l'état des 3 étages, tels que les trouve la cinquième impulsion qui se contentera d'inverser le premier étage (colonne k), pour ajouter le « 1 » au « 4 » maintenu.

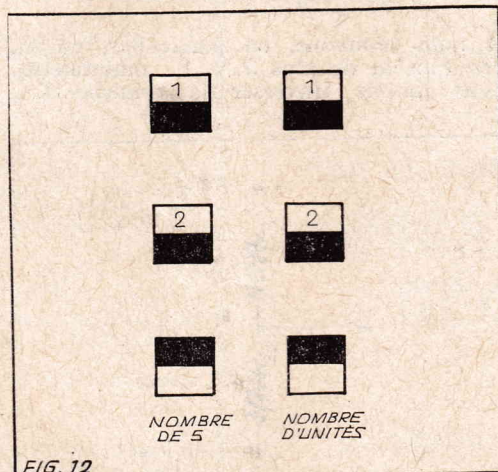


FIG. 12

FIG. 12. — Le nombre affiché ici est  $3 \times 5 = 15 + 3 = 18$ .

**Reports.**

Nous avons ainsi épuisé la capacité totale de cette première chaîne, et que deviendrait alors la sixième impulsion ? Et toutes les autres ? Seule la cinquième impulsion fait délivrer des impulsions négatives, à la fois par le premier et le troisième étage, et ce sont elles que l'on

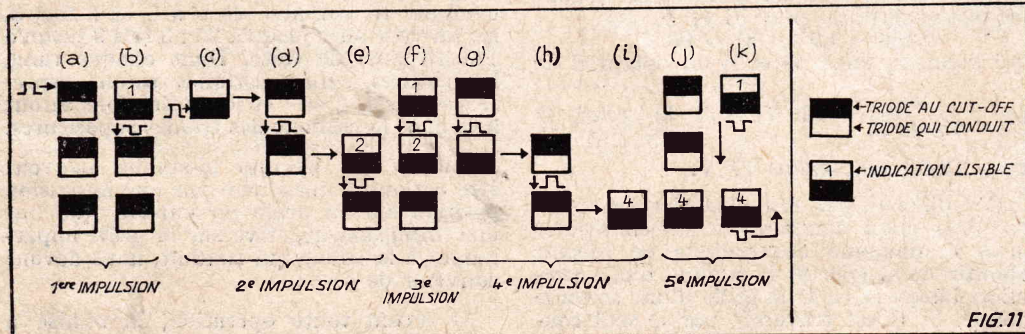


FIG. 11

pourrait appliquer à un étage « ET » coïncidence, comme nous en avons déjà examiné un. Lorsque les deux tops incidents sont de même polarité, un tel étage délivre un top positif. Celui-ci, on peut l'appliquer à nouveau à l'entrée des trois flip-flops que nous venons d'examiner mais aussi au premier étage d'une nouvelle chaîne.

L'apparition d'un « 1 » dans cette deuxième chaîne signifiera que nous avons déjà reçu cinq impulsions (n'oublions pas que notre système est bi-quinaire) en plus de celles qu'annonce la première chaîne. De même, les positions de notre figure 1 correspondent à  $3 \times 5 = 15 + 3 = 18$  unités.

C'est à ce même résultat que nous avons abouti encore en utilisant nos relais ; c'est ainsi que nous avons réussi, au moins à montrer la similitude des deux systèmes.

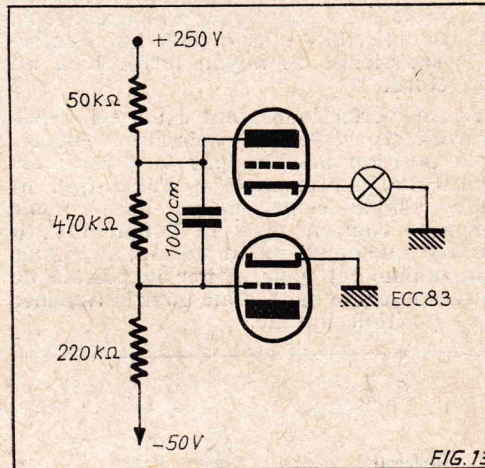


FIG. 13

FIG. 13. — Exemple pratique de réalisation d'un flip-flop ; les deux éléments étant symétriques, nous nous sommes bornés à en représenter ici un seul.

**Et notre (petite) conclusion...**

... De cette seule section sera que, plus que jamais, il est parfaitement possible de réaliser une telle machine avec des moyens très simples. Nous remarquerons d'abord, qu'elle n'exige pratiquement aucun réglage et qu'elle se contente même d'une précision très moyenne. Il suffit, en effet, d'ajuster le flip-flop, pour que les deux éléments se trouvent bien en opposition l'un de l'autre et pour cela, une légère impulsion est suffisante.

Ensuite, les lampes employées sont des doubles triodes (fig. 13), devenues très ordinaires et il n'est même pas indispensable de bien les sélectionner deux par deux. Le dispositif de lecture, lui aussi, laisse la porte ouverte à une infinité de solutions, allant du relais au néon, passant même par le tube compteur, décades, tel qu'il a été décrit dans ces colonnes. La production même des impulsions peut résulter autant de contacts répétés manuellement que, par exemple, d'un cadran de sélection téléphonique.

Et, enfin, sans aucune difficulté, s'étendra les possibilités de cette machine — directement au système décimal, en ajoutant un 4<sup>e</sup> étage, consacré au 8. Et serait alors la dixième impulsion qui déclencherait la deuxième chaîne, ce des dizaines.

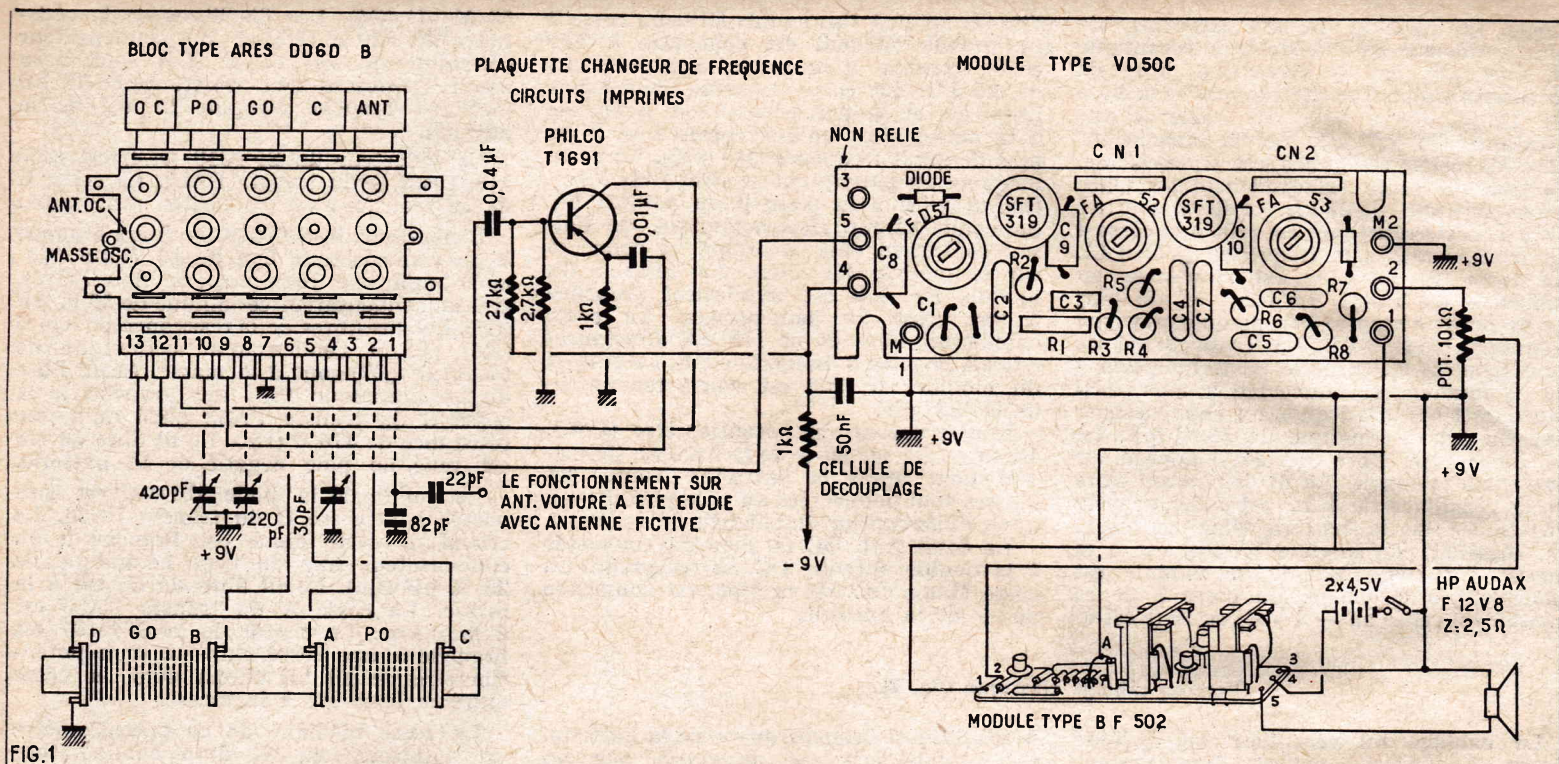


FIG. 1

# Récepteur à 7 Transistors dont 1 MADT et 2 DRIFTS (PO-GO-OC) antenne auto

par L. LEVEILLEY

Ayant réalisé ce récepteur, nous pouvons dire que l'utilisation de deux drifts en moyenne fréquence lui confère la même sensibilité qu'aurait un récepteur équipé de quatre transistors moyenne fréquence du type courant. L'utilisation d'un MADT en changeur de fréquence, permet de couvrir toute la gamme OC sans trou, ni glissement. Ce récepteur est d'une très grande sensibilité sur les trois gammes d'ondes, bien qu'il ne comporte que sept transistors. Sa musicalité est excellente (pour sa catégorie). L'amplification basse-fréquence comportant quatre transistors, il est puissant.

### Coffret à 3 usages.

La conception et la réalisation du coffret, ont été étudiés, pour que ce récepteur soit utilisable en auto, comme poste portatif ou comme récepteur d'appartement. Ses dimensions sont les suivantes : Longueur : 260 mm. Largeur : 200 mm. Epaisseur : 100 mm.

### Pièces détachées utilisées sur ce récepteur (en version module).

- 1 bloc à 5 touches (PO-GO-OC-Antenne-Cadre),
- 1 condensateur fixe du type céramique de 50 k/pF.
- 1 résistance au graphite de 1 k $\Omega$ , type 1/2 W.
- 1 potentiomètre de 10 k $\Omega$ , avec interrupteur.
- 1 condensateur variable, *démultiplié*, de 490 pF 220 pF, avec trimers.

- 1 cadran horizontal, spécial pour (PO-GO-OC),
- 2 boutons,
- 1 condensateur ajustable à air, de 30 pF.
- 2 ampoules de 3,5 V, de lampe de poche (avec leur douilles),
- 1 interrupteur miniature, unipolaire,
- 1 cadre,
- 1 module,
- 1 *plaquette* changeur de fréquence, à circuits imprimés, pour module VD50C,
- 1 module type BF,
- 1 haut-parleur à bobine mobile de 2,5  $\Omega$ ,
- 2 piles de poches de 4,5 V,
- 1 coupleur de piles,
- 1 coffret (se trouve tout fait dans le commerce).

### Caractéristiques techniques du bloc et des modules.

Bloc : gammes couvertes en PO : 520 - 1 605 kHz ; points d'alignement : 574 - 1 400 kHz. Gammes couvertes en GO : 150 - 265 kHz ; points d'alignement : 160 kHz. Gammes couvertes en OC : 5,9 - 16 MHz ; points d'alignement : 6,5 MHz Clavier à 5 touches (OC - PO - GO - Cadre - Antenne auto). Il est pré-réglé.

Module : ce module est réglé avec précision par le fabricant (en aucun cas, il ne faut y retoucher). Il est équipé de deux « Drifts » types SFT319. Fonction : fréquence intermédiaire (moyenne fréquence).

Module BF : puissance maximum : 500 mW ; impédance d'entrée : 5 000  $\Omega$  ; impédance de sortie : 2,5  $\Omega$  ; gain de puis-

sance : 70 dB ; courbe de réponse : + - 1 dB de 100 à 10 000 périodes ; distorsions harmoniques : 5 % à 300 mW et 10 % à 500 mW ; contre-réaction : 10 dB. Dimensions : longueur : 115 mm ; largeur : 30 mm ; hauteur *maximum* (transfos compris) : 35 mm. Fonction : amplificateur basse-fréquence à trois étages (quatre transistors et deux transformateurs), classe B (push-pull).

Caractéristiques communes à ces deux modules : ils se composent d'une platine (en bakélite), imprimée, sur laquelle sont déjà connectés (et soigneusement réglés) toutes les pièces que doit comporter la fonction de chacun d'eux (transistors, transfos MF et BF, résistances, thermistance, diodes, condensateurs fixes et condensateurs électrochimiques, etc.).

### Câblage du récepteur, en version modules à circuits imprimés (fig. 1).

Le câblage est extrêmement simplifié et très rapidement réalisé (*il peut être effectué en vingt minutes*). Le récepteur ne nécessite pas de réglages importants, et fonctionne immédiatement, une fois terminé. Les connexions sont ainsi faites : La cosse 1 du bloc est branchée à la douille de l'antenne auto. La cosse 2 du bloc est reliée à la cosse D du cadre (CNS200). La cosse 3 du bloc est connectée à la cosse A du cadre. La cosse 4 du bloc est reliée à l'armature interne d'un condensateur ajustable à air de 30 pF. L'armature externe du dit condensateur est à la masse. La cosse 5 du bloc est reliée à la cosse C du cadre. La cosse 6 du bloc est connectée à la cosse B du cadre. La cosse demeurant libre du cadre est à la masse. La cosse 7 du bloc est à la masse. La cosse 8 du bloc est reliée aux lames fixes du condensateur variable de 490 pF. La cosse 9 du bloc est connectée à un condensateur fixe du type céramique de 0,01  $\mu$ F. Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est branché à l'émetteur du transistor changeur de fréquence. Cet émetteur est également relié à une résistance de 1 k $\Omega$ . Le fil demeurant libre de cette résistance est à la masse. La cosse 10 du bloc est branchée aux lames fixes d'un condensateur variable de 220 pF. Les lames mobiles des deux condensateurs variables (490 pF - 220 pF), sont à la

masse. La cosse 11 du bloc est connectée à un condensateur fixe du type céramique de 0,04  $\mu\text{F}$ . Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est branché à la base du T1691. Cette base est reliée à une résistance de 2,7 k $\Omega$ . Le fil demeurant libre de cette résistance est à la masse. La base du T1691 est également branchée à une résistance de 27 k $\Omega$ . Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la cosse 4 du module moyenne fréquence (VD50 C). La cosse 12 du bloc est connectée au collecteur du T1691. La cosse 13 du bloc est branchée à la cosse 5 du module moyenne fréquence (VD50 C). La cosse 3 de ce module n'est reliée nulle part. La cosse 4 de ce module est connectée à une résistance de 1 k $\Omega$ , ainsi qu'à un condensateur fixe du type céramique de 50 K/pF. Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est à la masse. Le fil demeurant libre de la résistance de 1 k $\Omega$  est relié au pôle négatif — de la batterie d'alimentation. La cosse M1 du module VD50C est à la masse. La cosse M2 de ce module est également à la masse. La cosse 1 de ce module est reliée au — 9 V *découplé* (c'est-à-

#### Version câblage classique (fig. 2).

Le câblage du récepteur est indiqué figure 2. Châssis, coffret, haut-parleur, cadre, condensateur variable, cadran horizontal (et son dispositif d'éclairage électrique), potentiomètre cellule de découplage haute fréquence, alimentation, bloc demeurent les mêmes que dans la première version, et leur disposition demeure également la même, mais à la place des deux modules à circuits imprimés et de la plaquette changeur de fréquence à circuits imprimés, il est évidemment nécessaire de se procurer les condensateurs fixes et électrochimiques, transfo moyenne fréquence et basse fréquence, thermitence, diodes et transistors qui comporte ce montage.

Les connexions sont ainsi réalisées : la cosse Ant. OC du bloc est connectée à la douille antenne OC du récepteur. La cosse Masse Osc. de ce bloc, est branchée au + de la batterie. La cosse 1 du bloc est reliée à la douille de l'antenne auto, la cosse 2 à la cosse D du cadre, la cosse 3 est connectée à la cosse A du cadre. La cosse 4 du bloc est reliée à l'armature interne d'un condensateur ajustable à air de 30 pF. L'armature externe du dit condensateur est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie d'alimentation). La cosse 5 du bloc est reliée à la cosse C du cadre, la cosse 6 à la cosse B du cadre. La cosse demeurant libre du cadre est à la masse. La cosse 7 du bloc est à la masse. La cosse 8 du bloc est reliée aux lames fixes d'un CV de 490 pF. La cosse 9 du bloc est connectée à un condensateur fixe du type céramique de 0,01  $\mu\text{F}$ . Le fil demeurant libre de ce condensateur est branché à l'émetteur du transistor changeur de fréquence qui est également relié à une résistance de 1 k $\Omega$ . Le fil demeurant libre de cette résistance est à la masse. La cosse 10 du bloc est branchée aux lames fixes d'un CV de 220 pF. Les lames mobiles des deux CV (490 pF et 220 pF), sont à la masse. La cosse 11 du bloc est connectée à un condensateur fixe céramique de 0,04  $\mu\text{F}$  dont le fil demeurant libre est branché à la base du T1691, elle-même reliée à une résistance de 2,7 k $\Omega$ .

Le fil demeurant libre de cette résistance est à la masse. La base du T1691 est également branchée à une résistance de 27 k $\Omega$  dont le fil libre est relié à la cosse C du transfo moyenne fréquence FD51. La cosse C de ce transfo est également connectée à une résistance de 1 k $\Omega$  dont

le fil libre est branché au — de la batterie. Cette résistance est découplée par un condensateur fixe du type céramique de 50 Kp. La cosse 12 du bloc est reliée au collecteur du T1691, la 13 à la cosse E du transfo moyenne fréquence FD51. La cosse E du transfo FD51 est également branchée à la pointe de la diode SFD112. Le cristal de la diode SFD112 est relié à la cosse C du transfo moyenne fréquence FA52. La cosse B du transfo moyenne fréquence FD51 est connectée à l'armature interne d'un condensateur ajustable à air de 100 pF (CN1). L'armature externe de ce condensateur ajustable est branchée à la cosse B du transfo moyenne fréquence FA52, ainsi qu'à l'armature interne d'un condensateur ajustable à air de 60 pF (CN2).

L'armature externe de ce condensateur ajustable est reliée à la cosse B du transfo moyenne fréquence FA53. La cosse B du transfo moyenne fréquence FD51 est connectée à la base du transistor SFT319 (bleu).

La cosse A du transfo FD51 est branchée à un condensateur fixe du type céramique de 50 KpF (C2), au pôle négatif d'un condensateur électrochimique de 4  $\mu\text{F}$  (C1), à une résistance de 120k $\Omega$  + 10 % (R1), ainsi qu'à une résistance de 12 k $\Omega$  (R7). Le + du condensateur électrochimique C1 est à la masse. Le fil libre de la résistance de 120 k $\Omega$  (R1) est connecté au — de la batterie (— 9 V *découplé*). Le fil libre de la résistance de 12 k $\Omega$  (R7) est branché au cristal de la diode SFD107.

Le fil libre du condensateur céramique de 50 KpF (C2) est relié à l'émetteur du transistor SFT319 (bleu), ainsi qu'à une résistance de 1 k $\Omega$  (R2) et à un condensateur fixe du type céramique de 10 KpF (C3). Le collecteur du SFT319 (bleu) est connecté à la cosse D du transfo FA52. La cosse E de ce transfo n'est connectée nulle part. Le fil libre de la résistance de 1 k $\Omega$  (R2) est à la masse. Le fil libre du condensateur céramique de 10 K pF (C3) est relié à la cosse C du transfo FA52 ainsi qu'à une résistance de 3,9 k $\Omega$  (R3). Le fil libre de cette résistance est à la masse. La cosse B du transfo FA52 est branchée à la base du transistor SFT319 (vert).

La cosse A du transfo FA52 est reliée à une résistance de 820  $\Omega$  (R5), ainsi qu'à une résistance de 12 k $\Omega$  (R4), et à un condensateur fixe du type céramique de

50 K pF (C4). Les fils libres de la résistance de 820  $\Omega$  (R5) et du condensateur céramique de 50 K pF (C4) sont à la masse. Le fil libre de la résistance de 12 k $\Omega$  (R4) est branché au pôle négatif de la batterie.

Le collecteur du SFT319 (vert) est relié à la cosse D du transfo FA53. La cosse de ce transfo n'est connectée nulle part.

L'émetteur du SFT319 (vert) est branché à un condensateur fixe de 10 K pF (C) ainsi qu'à une résistance de 330  $\Omega$  (R) et à un condensateur céramique de 50 K (C7). Les fils libres de la résistance de 330  $\Omega$  (R6) et du condensateur céramique de 50 K pF (C7) sont à la masse. Le fil libre du condensateur (C5) est branché à la cosse C du transfo FA53 ainsi qu'à une résistance de 470  $\Omega$  (R8). Le fil libre de ce condensateur est relié au pôle négatif de la batterie.

La pointe de la diode SFD107 est connectée à la cosse B du transfo FA53. Le cristal de cette diode est branché à un condensateur fixe du type céramique de 25 K pF (C6). Le fil libre de C6 est à la masse. La cosse A du transfo FA53 est à la masse. Le cristal de la SFD107 est branché à une cosse extrême d'un potentiomètre de 10 k $\Omega$  (Pot.) dont la cosse extrême libre est à la masse.

La cosse médiane de ce potentiomètre est connectée au + d'un condensateur électrochimique de 10  $\mu\text{F}$  9 V. Le pôle négatif de ce condensateur est relié à la base du SFT151, elle-même branchée à une résistance de 22 k $\Omega$ . Le fil libre de ce condensateur est à la masse.

La base du SFT151 est également branchée à une résistance de 120 k $\Omega$  dont le fil libre est relié au — 9 V. Cette cellule de découplage est constituée par une résistance de 150  $\Omega$  intercalée sur le — 9 V et découplée par un condensateur électrochimique de 50  $\mu\text{F}$  10-12 V (cette cellule de découplage basse fréquence, est également utilisée pour l'alimentation en — 9 V, l'ampli MF).

L'émetteur du SFT151 est branché à une résistance de 2,7 k $\Omega$  dont le fil libre est à la masse. Cette résistance est shuntée par un électrochimique de 25  $\mu\text{F}$  3 V (observez la polarité de ce dernier en branchant). Le collecteur du SFT151 est relié à une résistance de 6,8 k $\Omega$  dont le fil libre est branché au — 9 V.

Le collecteur du SFT151 est également relié au — d'un électrochimique de 25  $\mu\text{F}$  6-8 V. Le + de cet électrochimique est branché à la base du SFT153, elle-même reliée à une résistance de 2,7 k $\Omega$ . Le fil libre de cette résistance est à la masse. La base du SFT 153 est également reliée à une résistance de 27 k $\Omega$  dont le fil libre est branché au — 9 V. L'émetteur du SFT153 est relié à une résistance de 220  $\Omega$ . Le fil libre de cette résistance est à la masse.

L'émetteur du SFT153 est également relié au pôle négatif d'un électrochimique de 50  $\mu\text{F}$  3 V. Le + de ce condensateur est branché à une résistance de 10  $\Omega$ . Le fil libre de cette résistance est à la masse. Le + de ce condensateur est également branché à une résistance de 82  $\Omega$ . Le fil libre de cette résistance est relié à la cosse du transfo de sortie. La cosse demeurant libre de ce secondaire est à la masse.

Ces deux dernières connexions concernent le dispositif de contre-réaction. Le collecteur du SFT153 est relié à la cosse du primaire du transfo driver. La cosse 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



O C P O G O C ANT.

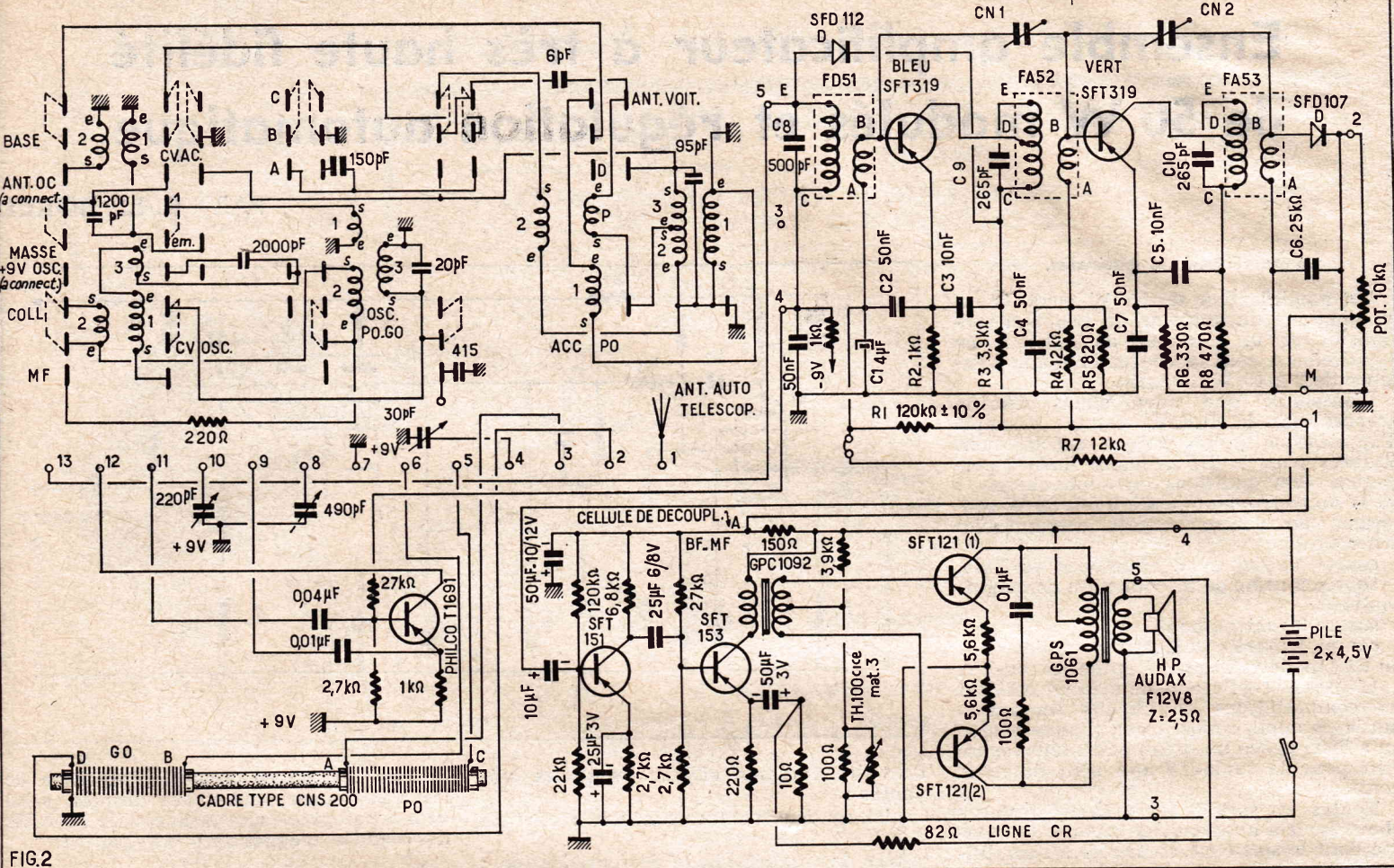


FIG.2

La cosse médiane de ce secondaire est reliée à une résistance de 100 Ω. Le fil libre de cette résistance est à la masse.

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 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 4,6 kΩ. Les fils demeurant libres de ces deux résistances sont à la masse.

Chacun des deux collecteurs des deux SFT121 (a et 2) est branché à une cosse extrême du primaire du transfo de sortie (GPS1061). Ces deux cosse extrêmes de ce primaire sont shuntées par une résistance de 100 Ω, et un condensateur fixe au papier de 0,1 μF. La cosse médiane de ce primaire est reliée directement au - 9 V. Entre le + de la batterie d'alimentation est intercalé l'interrupteur du potentiomètre de 10 kΩ (Pot.). Sauf la batterie de 9 V, il ne doit être rien connecté avant l'interrupteur du potentiomètre. Les deux cosse du haut-parleur sont évidemment connectées aux deux cosse du secondaire du transfo dd sortie (GPS1061).

**Recommandation importante.**

Il ne faut rien connecter sur les cosse E des transfos moyenne fréquence FA52 et FA53. Il ne faut pas non plus les utiliser comme relais.

**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.

En modules à circuits imprimés, 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 (fréquence moins sensible aux interférences, que les autres).

Le câblage peut faire varier légèrement cet accord (ce qui ne se produit pas avec les modules à circuits imprimés — et c'est la raison pour laquelle leur noyau de réglage sont scellés et bloqués à la cire, et qu'il ne faut en aucun cas y retoucher).

Si on ne possède pas de générateur HF pour procéder à la retouche de l'alignement, on peut agir très légèrement (une fraction de tour), sur les noyaux de réglage de ces transfos. Il est nécessaire de toujours commencer par le troisième transfo (c'est-à-dire celui qui est le plus proche de la diode détectrice). Pour cette opération il est également nécessaire de repérer soigneusement le réglage initial... pour y revenir si l'on ne constate pas une nette amélioration en sensibilité et puissance de réception.

Avant de procéder à l'alignement, il est indispensable que les transfos MF soient au préalable correctement réglés sur 480 kHz.

Les points d'alignement sont les suivants, pour réception sur cadre et sur antenne :

Gamme PO : noyau oscillateur et noyau d'accord PO (position antenne) ou bobinage PO du cadre (position cadre, sur 5 + 4 kHz), trimers oscillateur et accord du condensateur variable sur 1 400 kHz.

Gamme GO : trimer oscillateur de 30 pF (condensateur ajustable à air de 30 pF) et noyau d'accord GO (position antenne) ou bobinage GO du cadre (position cadre) sur 160 kHz.

Gamme OC : noyaux oscillateur et accord sur 6,5 MHz.

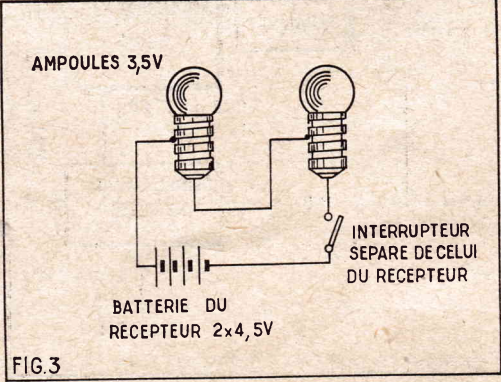


FIG.3

LUCIEN LEVEILLEY.

## Ensemble amplificateur à très haute fidélité de 50 W modulés et régulation automatique

PAR R.-L. BOREL

### Caractéristiques générales.

Un amplificateur de 50 W modulés est un montage du domaine du très bon spécialiste car un amateur de musique en appartement peut se contenter d'une puissance de 2 à 10 W modulés.

L'ensemble que nous allons décrire, proposé par la R.C.A., comme exemple d'application de ses lampes spécialement étudiées pour la BF à haute fidélité permettra des auditions monophoniques à 50 W ou stéréophoniques à 2 fois 50 W provenant de quatre sources commutables différentes :

source 1 : pick-up à réluctance variable, source 2 : tête de reproduction de magnétophone,

source 3 : microphone, source 4 : sortie détectrice radio (AM ou FM) ou détectrice de récepteur de son-TV.

L'ensemble est étudié de manière à éviter les commutations de circuits servant à plusieurs applications. Pour chaque source on a donc prévu un préamplificateur séparé sauf pour la radio-TV qui n'en nécessite pas.

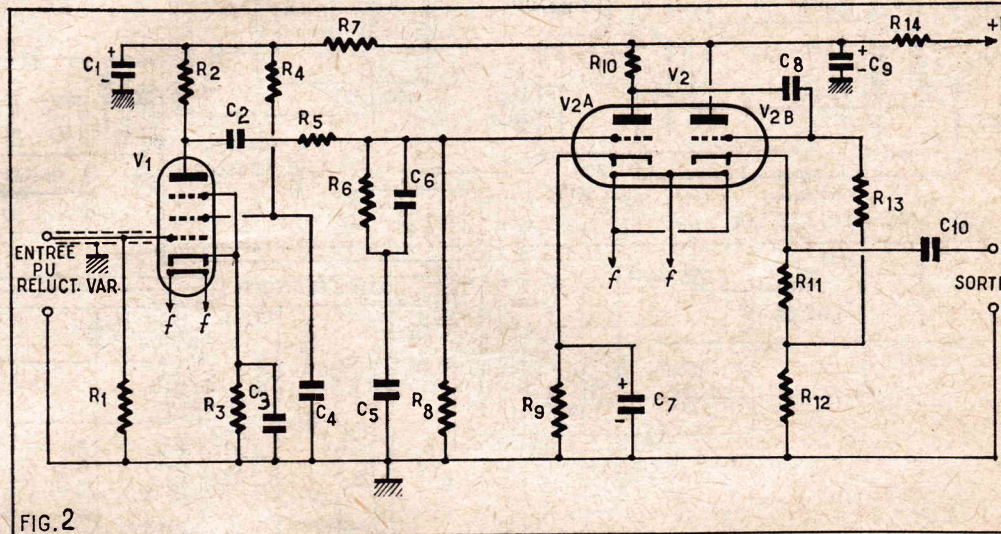
Toutes les sorties des préamplificateurs aboutissent à un circuit de réglage de tonalité dont la sortie est connectée à l'amplificateur de 50 W.

L'alimentation de cet amplificateur fournit les tensions filaments et la haute tension des préamplificateurs et du circuit de réglage de tonalité.

Un nombre relativement réduit de lampes est utilisé dans cet ensemble mais on a adopté des lampes spéciales, que l'on trouve en France. Elles ne peuvent en aucun cas être remplacées par d'autres.

### Composition de l'ensemble HI-FI 50 W.

La figure 1 donne le schéma-bloc de l'ensemble. On y trouve d'abord les quatre sources de signaux BF indiquées plus haut



dont les tensions efficaces sont les suivantes :

pick-up à réluctance variable : environ 3 mV,

tête de magnétophone de reproduction : environ 3 mV,

microphone à basse impédance : environ 3 mV,

sortie détectrice radio ou son-TV : environ 1 V.

A la suite de chaque source on a disposé des préamplificateurs sauf pour la radio-TV et cela pour deux raisons :

1° La tension de 3 mV est trop faible pour être appliquée à l'entrée de l'amplificateur de 50 W qui nécessite 0,4 V efficace pour fournir 50 W modulés à la sortie.

2° Chaque circuit préamplificateur, outre l'amplification, effectue une correction en fréquence.

Celui de pick-up donne la correction l'enregistrement RIAA des disques, ce de magnétophone corrige la courbe NAR des bandes magnétiques enregistrées.

Le préamplificateur de microphone convient à un microphone piézo-électrique ou dynamique de haute qualité. Sa reproduction est linéaire sur toute l'étendue des BF.

Les sorties détectrices fournissent signal de l'ordre du volt et ne nécessitent aucune correction.

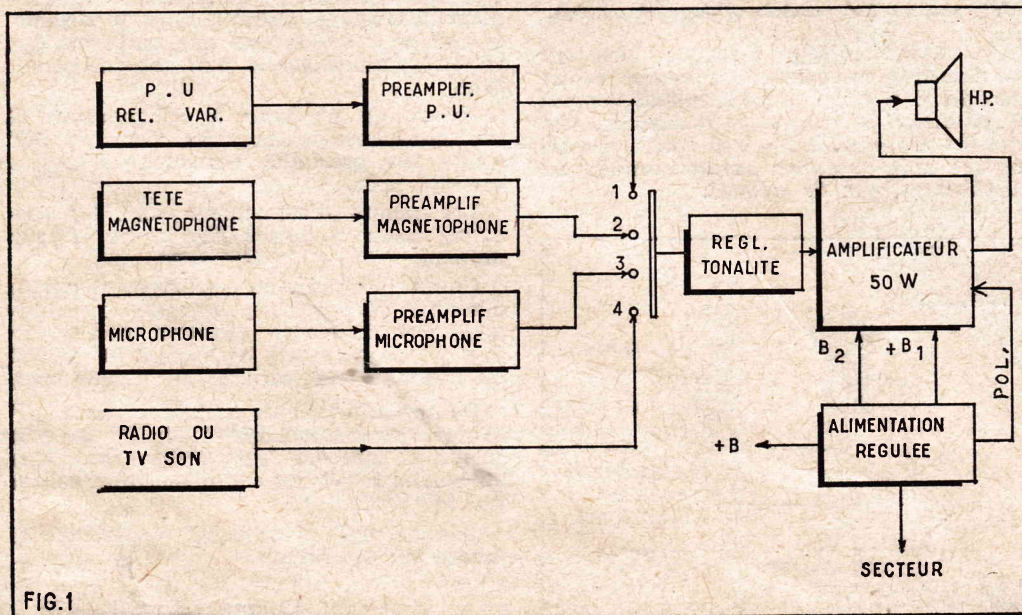
Le commutateur à 4 positions permet sélectionner le signal que l'on désire amplifier. Il l'applique au circuit de réglage de tonalité qui comporte deux potentiomètres l'un remontant ou abaissant le gain aux fréquences basses et l'autre effectuant même réglage pour les aigus.

Ces dispositifs diminuent le gain et on compense cette diminution par le gain fourni par une lampe amplificatrice.

La sortie du circuit de réglage de tonalité fournit au moins 0,4 V à l'amplificateur qui donne une reproduction du signal qu'il reçoit. Cet appareil ne comporte que le réglage de tonalité mais un réglage de gain seulement, à l'entrée. Ce sera le VC de l'ensemble.

Celui-ci est complété par l'alimentation qui est extrêmement bien étudiée comme on le verra plus loin. A la suite de l'amplificateur on trouve la mention HP. Il faut des reproducteurs de qualité qui ne sont malheureusement pas bon marché pour cette puissance et pour la haute fidélité. Il est toutefois normal de s'attendre à une dépense élevée lorsqu'on désire non seulement la qualité mais aussi la quantité. Une puissance de 50 W étant considérée plus de 50 fois de ce qu'il faut dans une pièce de dimensions moyennes.

Nous allons décrire maintenant diverses parties de cet ensemble de qualité et puissance exceptionnelles.



**Préamplificateur de PU.**

La figure 2 donne le schéma de ce préamplificateur qui ne convient que pour un pick-up magnétique à réluctance variable de marque très réputée mais quelconque. Si l'on pense vouloir faire de la stéréophonie il est recommandé de se procurer un PU stéréo qui, en monophonie, sera branché avec ses deux sorties en parallèle et pourra ainsi effectuer la lecture des disques monophoniques avec une qualité égale à celle obtenue avec un pick-up monophonique.

L'examen du schéma de la figure 2 montre que l'on a utilisé deux lampes dont la seconde est une double triode.

Le montage de la première, la pentode  $V_1$  est normal. On effectue la correction à l'aide des éléments  $C_2, R_2, R_3, C_3, C_4, C_5$  qui a pour effet d'augmenter le gain à mesure que la fréquence diminue afin de compenser l'enregistrement RIAA effectué d'après une courbe inverse.

La seconde amplificatrice  $V_{2A}$  est montée avec entrée à la grille et sortie à la plaque, tandis que la troisième,  $V_{2B}$ , est à montage cathode-follower : plaque directement à la ligne + HT, entrée à la grille et sortie à la cathode, ce qui lui confère une basse impédance et permet de placer le préamplificateur à une distance de quelques mètres de l'appareil qui le suit sans que le câble de liaison puisse causer une diminution du gain aux fréquences élevées.

Les valeurs des éléments du préamplificateur de pick-up à réluctance variable sont :  $C_1 = 40 \mu F$  450 V,  $C_2 = 0,1 \mu F$  400 V,  $C_3 = 25 \mu F$  25 V,  $C_4 = 0,22 \mu F$  400 V,  $C_5 = 20 000 pF$  400 V,  $C_6 = 5 000 pF$  400 V,  $C_7 = 25 \mu F$  25 V,  $C_8 = 22 000 pF$  400 V,  $C_9 = 40 \mu F$  450 V. Ceux de  $40 \mu F$  et  $25 \mu F$  sont des électrolytiques, les autres sont au papier. Les tensions indiquées sont celles de service ;  $R_1 =$  valeur recommandée par le fabricant du pick-up qui est comprise entre 10 k $\Omega$  et 100 k $\Omega$  généralement. Une valeur de 50 k $\Omega$  donne toujours des résultats en attendant de trouver la valeur exacte ;  $R_2 = R_{10} = 100 k\Omega$ ,  $R_3 = 1 k\Omega$ ,  $R_4 = R_5 = R_{13} = 0,47 M\Omega$ ,  $R_6 = R_{14} = 15 k\Omega$ ,  $R_7 = 22 k\Omega$ ,  $R_8 = 0,68 M\Omega$ ,  $R_9 = R_{11} = 1,5 k\Omega$ ,  $R_{14} = 4,7 k\Omega$ .

Les résistances sont de 0,5 W avec tolérance de 10 %. Ces caractéristiques sont à

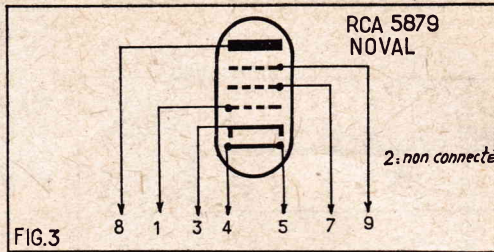


FIG.3

respecter pour les autres listes de résistances données plus loin sauf mention différente.

Lampes  $V_1 = 5879$ ,  $V_2 = 7025$ . Les culots de ces lampes sont du type noval et leur branchement est indiqué par les

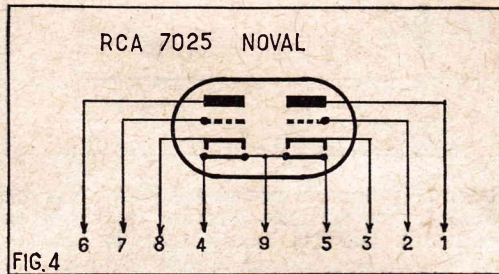


FIG.4

figures 3 et 4. Le culot noval est montré vu du côté broches en A figure 5.

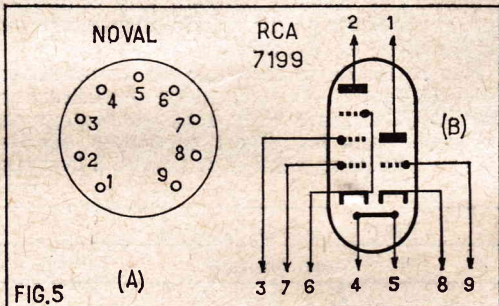


FIG.5

Les tensions en volts à mesurer aux broches des deux lampes du préamplificateur sont indiquées par le tableau I ci-après :

TABLEAU I

Tube	Broche : 1	2	3	6	7	8	9
5879	0	—	+ 1,8	—	+ 75	+ 95	+ 1,8
7025	+ 190	0	+ 1,3	+ 285	+ 17	+ 19	—

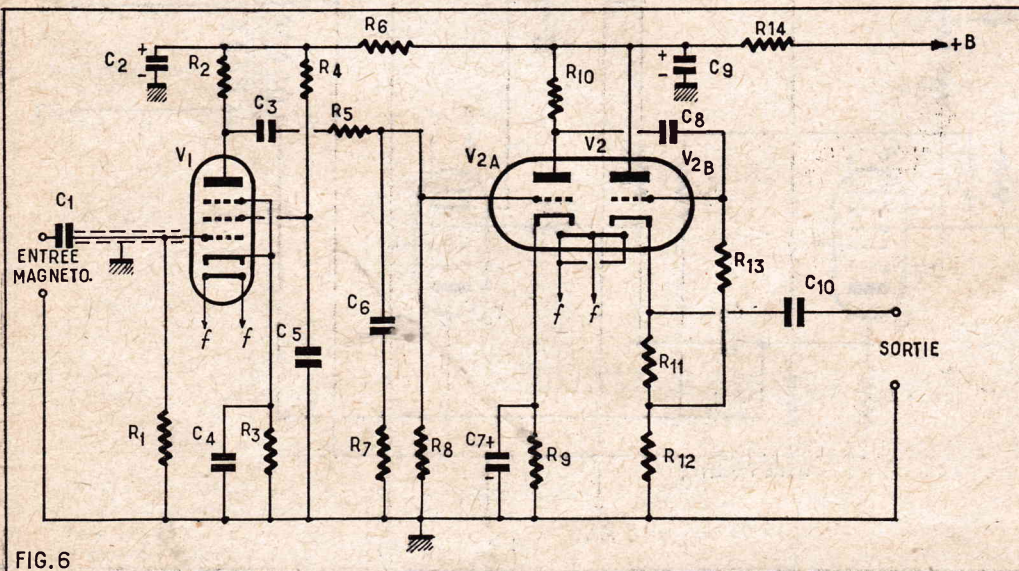


FIG.6

**Préamplificateur de magnétophone.**

Le schéma de cet amplificateur est donné à la figure 6. Ce montage est analogue au précédent sauf en ce qui concerne la liaison entre  $V_1$  et  $V_{2A}$  qui comprend des éléments R et C corrigeant l'enregistrement standard NARTB des rubans magnétiques. Les mêmes lampes sont utilisées et les tensions à mesurer sont celles du tableau I donné plus haut.

Les valeurs des éléments sont :  $C_1 = 47 000 pF$  400 V,  $C_2 = C_9 = 40 \mu F$  450 V électrolytiques,  $C_3 = 0,1 \mu F$  400 V,  $C_4 = C_7 = 25 \mu F$  25 V électrolytiques,  $C_5 = 0,22 \mu F$  400 V,  $C_6 = 15 000 pF$  400 V,  $C_8 = 22 000 pF$  400 V,  $C_{10} = 0,47 \mu F$  400 V, tous au papier sauf mention, tensions indiquées « de service ».

$R_1 = 1 M\Omega$ ,  $R_2 = R_{10} = 0,1 M\Omega$ ,  $R_3 = 1 000 \Omega$ ,  $R_4 = R_{13} = 0,47 M\Omega$ ,  $R_5 = 0,22 M\Omega$ ,  $R_6 = 22 000 \Omega$ ,  $R_7 = 3 300 \Omega$ ,  $R_8 = 3,3 M\Omega$ ,  $R_9 = R_{11} = 1 500 \Omega$ ,  $R_{12} = 15 000 \Omega$ ,  $R_{14} = 4 700 \Omega$ , toutes de 0,5 W, tolérance  $\pm 10 \%$ .

Lampes comme dans le précédent montage.

**Préamplificateur de microphone.**

La figure 7 donne le schéma de ce préamplificateur utilisant une seule lampe pentode  $V_1$  type 5879 montée normalement. Comme il n'y a pas de correction une seule lampe suffit pour remonter le niveau à la valeur convenable.

Les éléments ont les valeurs suivantes :  $C_1 = 25 \mu F$  25 V,  $C_2 = 47 000 pF$ ,  $C_3 = 0,22 \mu F$ ,  $C_4 = 40 \mu F$  450 V,  $R_1 = 2,2 M\Omega$ ,  $R_2 = 0,1 M\Omega$ ,  $R_3 = 1 000 \Omega$ ,  $R_4 = 0,47 M\Omega$ ,  $R_5 = 22 k\Omega$ .

Tensions : broche 1 : 0 V ; broche 3 : + 1,8 V ; broche 7 : + 78 V ; broche 8 : + 98 V ; broche 9 : + 1,8 V.

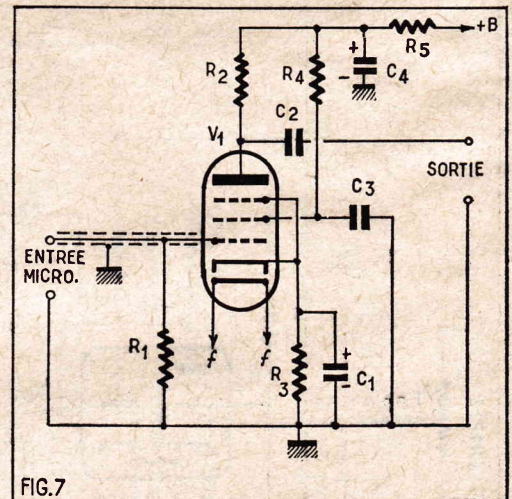


FIG.7

**Niveaux des préamplificateurs.**

Les trois préamplificateurs décrits sont étudiés pour donner des tensions de sortie ci-après avec une tension d'entrée de 3 mV :  
 préamplificateur de PU : 0,54 V à 1 000 Hz,  
 préamplificateur de magnétophone : 0,55 V à 1 000 Hz,  
 préamplificateur de microphone : 0,22 V à 1 000 Hz.

On pourra les monter sur le même châssis côte à côte. Remarque que le filament de la lampe 7025 est de 12,6 V avec prise médiane. Dans les montages décrits les deux moitiés sont montées en parallèle ce qui donne 6,3 V.

Les impédances minima des entrées des montages qui doivent être placés à la sortie de ces préamplificateurs sont :

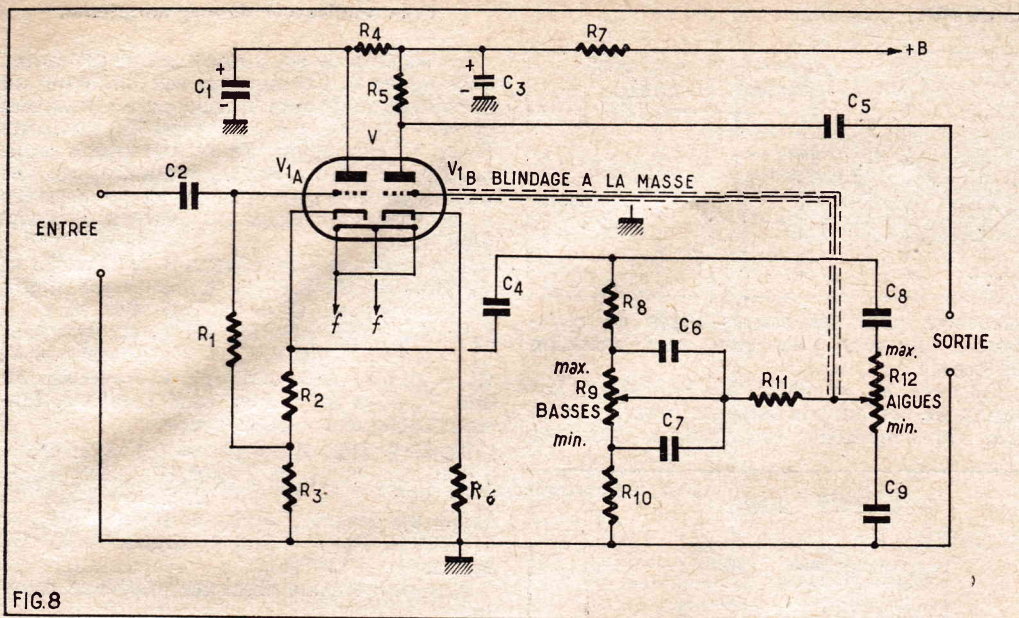


FIG.8

pour préamplificateur de PU : 50 k $\Omega$ ,  
 pour préamplificateur de magnétophone :  
 50 k $\Omega$ ,  
 pour préamplificateur de microphone :  
 220 k $\Omega$ .

Ils peuvent être tous branchés à l'entrée  
 du circuit de réglage de tonalité dont voici  
 la description.

**Circuit de réglage de tonalité.**

La figure 8 donne le schéma de montage  
 amplificateur et à deux dispositifs de cor-  
 rection variable. La particularité de ce  
 montage réside dans l'emploi d'une double

triode V<sub>1</sub> dont le premier élément V<sub>1A</sub> est  
 montée en cathode-follower (sortie à la  
 cathode). Dans la liaison entre la cathode  
 de V<sub>1A</sub> et la grille du second élément V<sub>1B</sub>  
 monté normalement on a disposé le circuit  
 de tonalité avec le réseau R<sub>2</sub> - C<sub>4</sub> - R<sub>3</sub> - C<sub>7</sub> -  
 R<sub>10</sub> pour les basses et C<sub>8</sub> - R<sub>12</sub> - C<sub>9</sub> pour les  
 aiguës. Les niveaux peuvent être remontés  
 ou abaissés de 16 dB par la manœuvre de  
 R<sub>9</sub> (basses) et R<sub>12</sub> (aiguës).

La sortie de ce montage est à connecter  
 directement à l'entrée de l'amplificateur  
 de 50 W. Comme il n'y a pas de réglage de  
 volume dans les divers montages décrits  
 jusqu'à présent, celui-ci se trouve à l'entrée

de l'amplificateur, mais il est parfaitement  
 possible, sans aucun inconvénient, de  
 transférer à la sortie du montage de tonalité  
 de la figure 8.

Voici les valeurs des éléments : C<sub>1</sub>,  
 20  $\mu$ F 450 V, C<sub>2</sub> = 47 000 pF 400  
 C<sub>3</sub> = 20  $\mu$ F 450 V, C<sub>4</sub> = 0,1  $\mu$ F 400  
 C<sub>5</sub> = 0,22  $\mu$ F 400 V, C<sub>6</sub> = 2 200 pF 400  
 C<sub>7</sub> = 22 000 pF 400 V, C<sub>8</sub> = 220 pF 400  
 C<sub>9</sub> = 2 200 pF 400 V ; diélectrique pap  
 sauf C<sub>1</sub> et C<sub>3</sub> qui sont des électrolytiques

R<sub>1</sub> = 470 k $\Omega$ , R<sub>2</sub> = 1,5 k $\Omega$ , R<sub>3</sub> = 15  
 R<sub>4</sub> = 22 k $\Omega$ , R<sub>5</sub> = 100 k $\Omega$ , R<sub>6</sub> = 1  
 R<sub>7</sub> = 15 k $\Omega$ , R<sub>8</sub> = 100 k $\Omega$ , R<sub>9</sub> = R<sub>12</sub>  
 potentiomètres 1 M $\Omega$  au graphite linéair  
 R<sub>10</sub> = 10 k $\Omega$ , R<sub>11</sub> = 100 k $\Omega$ , toutes  
 0,5 W, tolérance  $\pm$  10 %.

La tension d'entrée est de 0,5 V efficace  
 pour une sortie de 1,25 V avec les régle  
 de tonalité dans les positions média  
 correspondant à une transmission linéair  
 à toutes les fréquences.

Voici les tensions aux broches de  
 lampe : broche 1 : + 240 V ; broche  
 + 16 V ; broche 3 : + 17,5 V ; broche  
 + 165 V ; broche 7 : 0 V ; broche  
 + 1 V, toutes tensions par rapport à  
 la masse.

La lampe 7025 R.C.A. (voir fig. 4 et 5)  
 est utilisée dans ce montage. Les  
 de moitié de son filament de 12,6 V se  
 montées en parallèle.

L'impédance minimum de la charge  
 appliquer à la sortie est de 100 k $\Omega$ . Com  
 celle de l'amplificateur est supérieure  
 cette valeur la condition indiquée s  
 remplit.

**Amplificateur de 50 W.**

Son schéma est donné par la figure  
 Les caractéristiques générales sont :

- a) 5 lampes dont une double triode  
 pentode ;

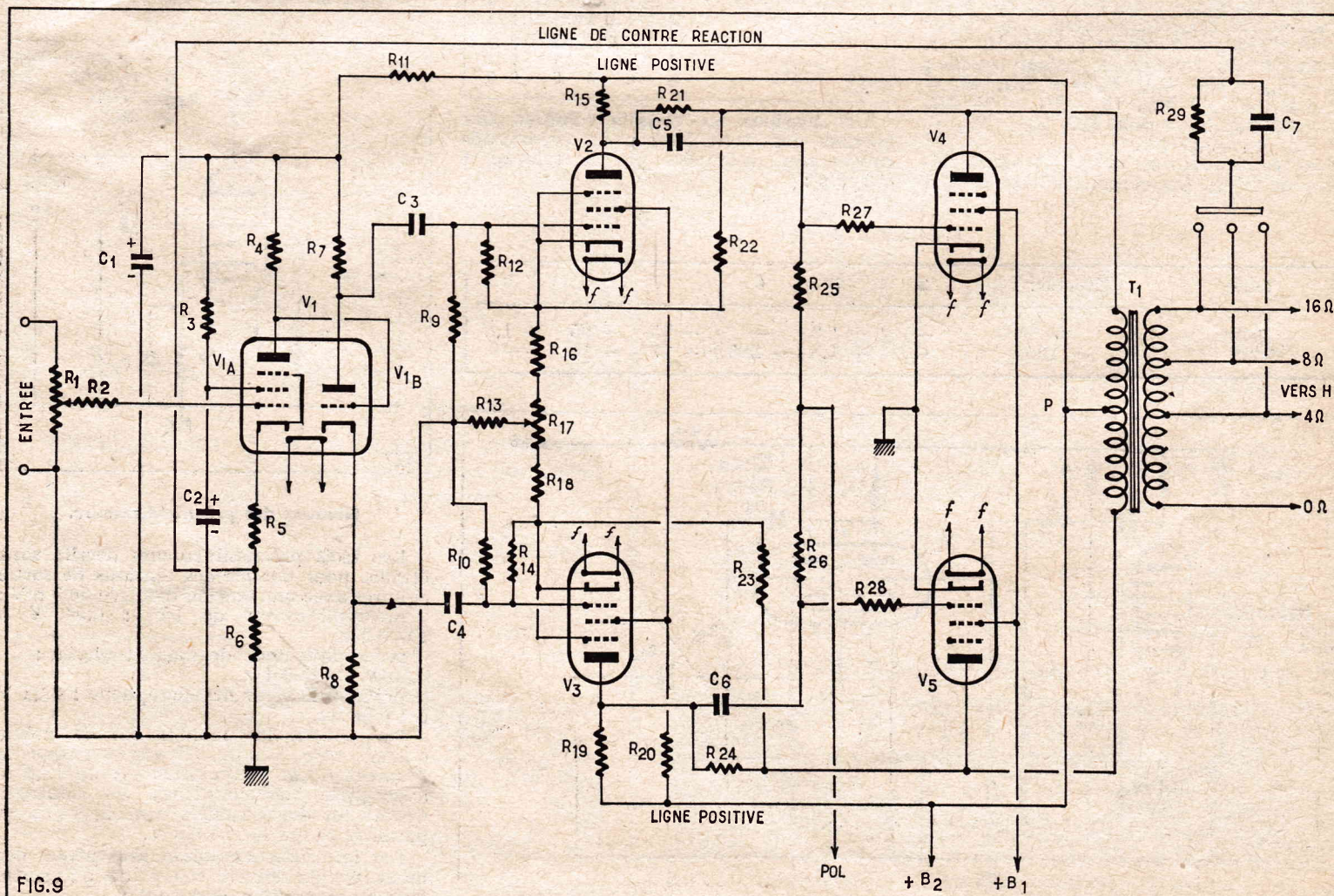


FIG.9

b) 4 étages : une pentode  $V_{1a}$  à l'entrée, une déphaseuse  $V_{1b}$ , triode, un étage push-pull intermédiaire avec deux pentodes  $V_2$  et  $V_3$  et un étage final en push-pull avec deux pentodes  $V_4$  et  $V_5$  de très grande puissance ;

c) 3 circuits de contre-réaction ;  
d) polarisation fixe des lampes finales par grille 1 négatives et cathodes à la masse ;  
e) alimentation régulée pour les écrans des lampes finales ;

f) reproduction linéaire à 1 dB près entre 10 Hz et 50 kHz avec le transformateur de sortie recommandé (voir valeur des éléments plus loin) ;

g) sensibilité : 0,4 V efficaces à l'entrée pour 50 W modulés à la sortie ;

h) distorsion harmonique totale 0,1 % pour 50 W à la sortie ;

i) distorsion d'intermodulation 1 % avec 50 W à la sortie ;

j) ronflement et souffle : 70 dB au-dessous de 50 W avec l'entrée court-circuitée.

Les lampes utilisées dans ce montage sont

$V_1 = 7199$  R.C.A. triode pentode (voir culot fig. 5).

$V_2 = V_3 = 6CB6$ , lampes pentodes bien

connues utilisées notamment en MF image ou son dans les récepteurs de télévision. Son culot noval est branché comme le montre la figure 10 les 9 broches du culot étant repérées sur la figure 5A.

$V_4 = V_5 = 7027$  A, R.C.A. pentodes finales (voir fig. 11) avec culot octal.

Il est bon de choisir des lampes appariées pour chaque étage push-pull.

#### Etages d'entrée.

Reportons-nous au schéma de la figure 9. L'entrée est représentée par le potentiomètre de réglage général de gain de l'ensemble,  $R_1$  dont le curseur est relié à la grille de  $V_{1a}$  par l'intermédiaire de  $R_2$ .

La pentode  $V_{1a}$  est montée avec deux résistances en série  $R_5$  et  $R_6$  dans le circuit cathodique. La ligne de contre-réaction, venant du secondaire du transformateur de sortie  $T_1$ , aboutit au point commun de ces deux résistances. Cette contre-réaction agit sur la totalité de l'amplificateur.

La liaison entre  $V_{1a}$  et la déphaseuse  $V_{1b}$  est directe, la plaque de  $V_{1a}$  étant reliée directement à la grille de  $V_{1b}$  triode.

Il en résulte que cette grille sera fortement positive, ce qui oblige pour qu'elle soit négative par rapport à la cathode à rendre cette dernière un peu plus positive que la grille. On verra plus loin que la grille est à +110 V et la cathode à +120 V par rapport à la masse. La grille est donc polarisée à -10 V.

La valeur de  $R_3$  (15 k $\Omega$ ) est d'ailleurs égale à celle de  $R_7$ , charge d'anode de  $V_{1b}$  et cela équilibre les deux tensions en opposition fournies par cette lampe inverseuse cathodique.

La haute tension appliquée à la lampe  $V_1$  provient du point +  $B_2$  que l'on retrouvera sur l'alimentation. Elle est réduite pour  $R_{11}$  et découplée pour  $C_1$ .

Les tensions sur la lampe  $V_1$  sont :

Broche 1 : + 335 V ; broche 2 : + 110 V ;  
broche 3 : + 55 V ; broches 4 et 5 (filaments) : + 65 V (par rapport à la masse) ;  
broche 6 : + 1,3 V ; broche 7 : 0 V ;  
broche 8 : + 120 V ; broche 9 : + 110 V.

Les deux tensions amplifiées et en opposition sont transmises par  $C_3$  et  $C_4$  à l'étage suivant.

#### Etage intermédiaire.

La symétrie de cet étage est complète. On applique les signaux venant de l'étage précédent aux grilles 1 de chaque lampe. Les deux écrans sont reliés ensemble à la ligne positive +  $B_2$  par une seule résis-

tance  $R_{12}$ , sans condensateur de découplage car les courants BF circulent en sens inverse et leur somme est nulle. Il n'est toutefois, pas défendu de monter un condensateur de 8  $\mu$ F, 600 V service, électrolytique, entre écrans et masse.

Le circuit des cathodes présente des particularités intéressantes.

Chaque cathode est polarisée par une résistance ( $R_{16}$  ou  $R_{18}$ ) et une partie du potentiomètre  $R_{17}$ , dont le curseur est à la masse. L'équilibrage de cet étage s'effectue en recherchant la position du curseur de  $R_{17}$ , donnant lieu au minimum de ronflement (voir plus loin : mise au point).

Les grilles 1 sont polarisées positivement grâce aux diviseurs de tension  $R_9 - R_{12}$  et  $R_{10} - R_{14}$  montés entre masse et cathode. Elles sont toutefois moins positives que les cathodes. Leur polarisation est de -3 V. Les grilles 3 sont reliées directement sur le support des lampes aux cathodes.

Aux plaques on trouve les charges  $R_{15}$

#### Étage final et circuits de contre-réaction.

Les signaux en opposition transmis par  $C_5$  et  $C_6$  sont appliqués aux grilles 1 des lampes finales  $V_4$  et  $V_5$  par l'intermédiaire des résistances  $R_{27}$  et  $R_{28}$ . Dans ces lampes la grille 3 est reliée intérieurement à la cathode.

Les deux cathodes sont connectées directement à la masse et les grilles polarisées négativement (point « Pol »). C'est là un système dit de polarisation fixe donnant les meilleurs résultats dans les montages à très grande puissance et haute qualité à condition que la polarisation fixe soit bien étudiée et exactement réglée.

Les deux plaques sont reliées aux extrémités du primaire du transformateur de sortie  $T_1$  dont la prise médiane est au point +  $B_2$  de l'alimentation haute tension, tandis que les deux écrans, réunis ensemble, sont reliés au point +  $B_1$  de haute tension

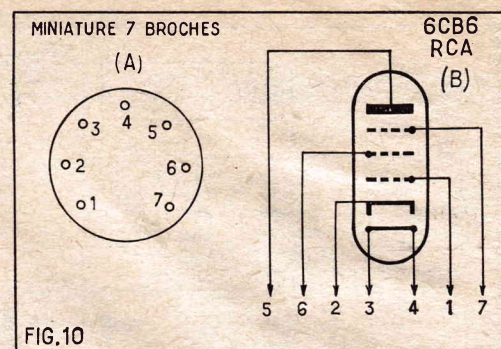


FIG.10

et  $R_{19}$ , reliées à la ligne positive +  $B_2$  et les condensateurs de liaison à l'étage final,  $C_5$  et  $C_6$ . Les tensions des lampes  $V_2$  et  $V_3$  sont : broche 1 : + 3 V ; broche 2 : + 6 V ; broche 3 : + 65 V ; broche 4 : + 65 V ; broche 5 : + 175 V ; broche 6 : + 120 V ; broche 7 : + 6 V. Le culot miniature 7 broches est représenté figure 10.

régulée, particularité de ce montage adoptée en vue de la réduction considérable de la distorsion tout en obtenant une puissance de 50 W.

On remarquera, en effet, que la distorsion de 0,1 % est donnée pour 50 W à la sortie et non pour une puissance moindre comme cela se fait parfois.

La contre-réaction s'exerce entre le secondaire de  $T_2$  et la cathode de  $V_{1a}$ , comme indiqué précédemment.

D'autres circuits de contre-réaction sont insérés entre chaque plaque de lampe finale et la cathode de la lampe de l'étage précédent avec les résistances  $R_{22}$  et  $R_{23}$  et entre plaques et grilles des lampes finales par  $R_{21} - C_5 - R_{27}$  ou  $R_{24} - C_6 - R_{28}$ .

Ces divers dispositifs de contre-réaction et l'étude des lampes spécialement prévues pour la BF ont permis de réduire la distorsion à 0,1 % à 50 W modulés.

Les tensions aux broches de chaque lampe finale 7027-A (voir disposition fig. 11) sont : broche 1 : + 400 V ; broche 2 : + 65 V ; broche 3 : + 450 V ; broche 4 : + 400 V ; broche 5 : - 40 V ; broche 6 : - 40 V ; broche 7 : + 65 V ; broche + : 0 V, tensions par rapport à la masse.

La valeur des éléments est donnée avec celle des éléments de l'alimentation.

Le secondaire de  $T_1$  possède des prises 0 - 4 - 8 - 10  $\Omega$  permettant le branchement et l'adaptation ou de haut-parleurs de puissance totale 50 W au moins.

#### Alimentation.

La figure 12 donne le schéma de ce montage remarquablement bien étudié et partie très importante de l'ensemble.

Deux transformateurs figurent dans ce montage.  $T_2$  donne la tension filament tube redresseur (secondaire  $S_1$ ), la haute tension alternative ( $S_2$ ) et la tension filaments toutes les lampes des parties décrites ( $S_3$ ). L'autre transformateur  $T_3$  ne possède que le secondaire  $y-y$  pour le filament de la lampe régulatrice, la double triode  $V_7$ , type 6DR7.

Les deux primaires sont en parallèle. En shunt sur eux on a monté les condensateurs antiparasites  $C_7$  et  $C_8$  avec point commun à la masse. L'interrupteur général et le fusible sont en série avec le primaire.

Le montage du tube redresseur  $V_6$  est classique. Le filtrage s'effectue avec L « en tête », donc pas de condensateur entre le côté gauche de L et la masse. Ce montage avec bobine de filtrage en tête assure lui aussi une certaine régulation.

Le filtrage est complété par le condensa-

teur  $C_{10}$ . On obtient ainsi la tension +  $B_2$  appliquée à l'amplificateur sauf pour les écrans des lampes finales connectés au point +  $B_1$  ou la tension est régulée.

D'autre part l'alimentation non régulée fournit au point + B la haute tension pour tous les montages qui sont placés avant l'amplificateur. Ce point + B est indiqué sur les schémas correspondants (voir fig. 2, 6, 7 et 8). La tension + B est réduite et filtrée par  $R_{42} - R_{43} - C_{12}$ . Elle varie suivant le courant débité qui dépend du nombre des montages l'utilisant. Il est nécessaire de l'ajuster en modifiant éventuellement la valeur de  $R_{42}$  de la manière indiquée plus loin (voir mise au point).

Considérons maintenant le montage de polarisation des grilles 1 des lampes finales. Il comprend la résistance  $R_{31}$  qui transmet la haute tension alternative de l'un des enroulements de  $S_2$  au redresseur au sélénium SR qui fournit à l'anode une tension continue négative par rapport à la masse.

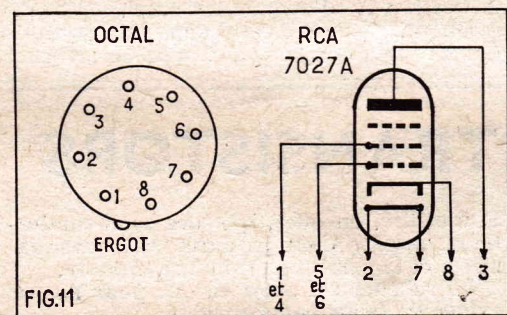


FIG.11

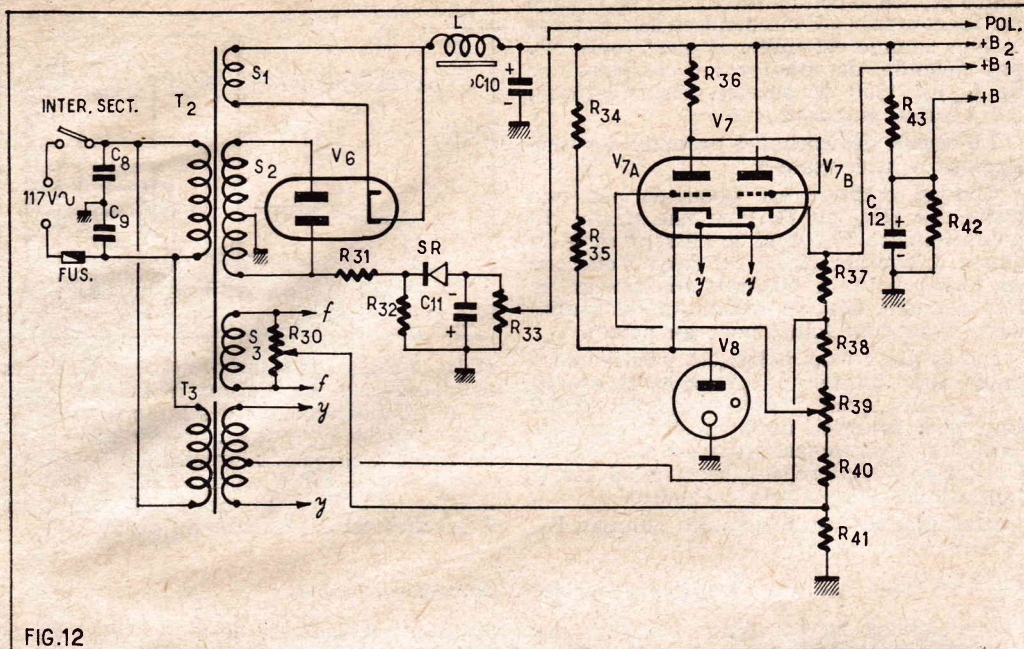


FIG. 12

Le filtrage est réalisé avec le condensateur  $C_{11}$  et l'ajustage de la tension de polarisation au point « Pol » est obtenu à l'aide du potentiomètre  $R_{33}$ .

Passons maintenant au circuit de régulation de la tension  $+B_1$ .

Il comprend la double triode  $V_7$ , dont l'élément  $V_{7a}$  monté en amplificateur de courant continu est polarisé positivement et de manière fixe grâce au régulateur  $V_8$  type 0A2, à gaz. La grille de  $V_{7a}$  est reliée au potentiomètre de mise au point  $R_{33}$ , de la chaîne  $R_{37} - R_{38} - R_{39} - R_{40}$  et  $R_{41}$  montée entre la cathode de  $V_{7b}$  et la masse.

La tension régulée  $+B_1$  est obtenue à la cathode de  $V_{7b}$ . Cette triode est montée également en amplificateur de courant continu avec entrée à la grille et sortie à la cathode. Le fonctionnement de ce dispositif électronique de régulation est indiqué succinctement ci-après. La tension correcte

au point  $+B_2$  est environ  $+450\text{ V}$  et celle au point  $+B_1$  environ  $+400\text{ V}$ .

Si la tension  $+B_2$  augmente, par exemple,

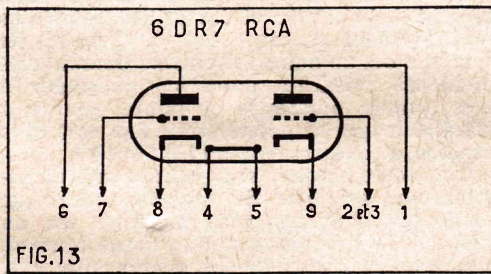


FIG. 13

il est nécessaire que la régulation empêche la tension  $B_1$  d'augmenter aussi.

On sait, en effet, que dans une pentode (ici il s'agit des lampes finales) le courant

anodique dépend de la polarisation grille 1 et de la tension écran, mais très de la tension plaque. Il faut donc  $+B_1$ , tension des écrans, ne varie. Si  $+B_2$  augmente le courant plaque de triode  $V_{7a}$  augmente et en raison de chute de tension dans  $R_{38}$  la tension plaque de cette triode diminue. Il est même de la grille de  $V_{7b}$  reliée directement à la plaque de  $V_{7a}$ . La tension grille de  $V_{7b}$  diminue le courant plaque et cathode diminuent. La chute de tension dans chaîne  $R_{37}$  à  $R_{41}$  est donc moindre et tension  $+B_1$  à la cathode diminue.

La lampe  $V_{7b}$  est donc soumise à deux actions : l'une sur la plaque qui devient plus positive tend à augmenter le courant de la lampe et l'autre sur la cathode par l'intermédiaire de la commande par grille qui tend à le diminuer d'où la régulation grâce à l'équilibre établi entre deux actions contraires. La valeur de tension  $+B_1$  s'ajuste à l'aide de  $R_{33}$ .

Dans le montage d'alimentation on utilise les lampes suivantes :  $V_6 = 5R4 - C$  R.C.A. dont le brochage est le suivant : 2 et 8, plaques 4 et 6. Il n'y a de cathode ;  $V_7 = 6DR7$  R.C.A. culot n° 9 broches (voir fig. 5A), avec les branchements indiqués par la figure 13 A, le montage étant à alimenter sur l'enroulement spécial  $y-y$  ;  $V_8 = 0A2$  R.C.A. avec le brochage suivant : anode broches 1 et cathode broches 2, 4 et 7 à relier à la masse.

Le redresseur SR est au séléniure de cadmium 20 mA 135 V efficaces.

Nous donnerons dans notre prochain article les valeurs des éléments et indications sur la mise au point et d'autres emplois de cet ensemble notamment en stéréophonie.

R. L.

## ÉLECTROPHONE PORTABLE

(Suite de la page 35.)

l'électrophone, aussi nous vous conseillons de prévoir le cordon de liaison d'une longueur suffisante : 2 à 2,50 m est une longueur raisonnable.

Essais.

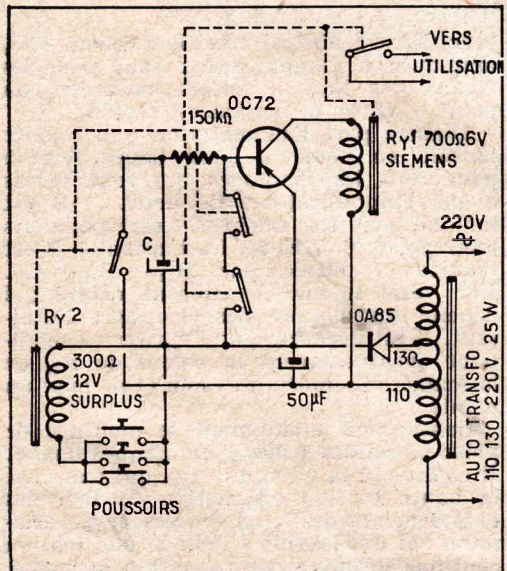
Cet électrophone en raison de sa simplicité ne requiert aucune mise au point. Avant de le monter définitivement sa valise il convient toutefois de procéder à la vérification du câblage et ensuite un essai. Ce dernier consistera dans l'écoute d'un disque au cours de laquelle on vérifiera l'efficacité des réglages de volume et de tonalité. Un dernier conseil : il faut avant de brancher l'appareil sur le secteur s'assurer que le mâle du répartiteur de tension est bien dans la position correcte pendant à la tension du réseau.

A. BARA

## MINUTERIE A TRANSISTORS

Les minuteries classiques présentent souvent deux défauts : complexité, forte consommation, durée de vie assez réduite avec l'emploi de thyatron.

Le système que nous présentons ici ne présente peut-on dire aucun de ces défauts.

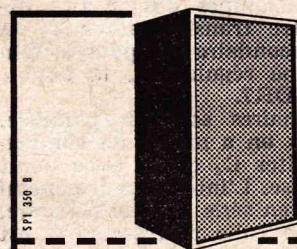


Il n'utilise, en effet, que des semi-conducteurs, organe dont la durée est quasi-illimitée et la consommation insignifiante.

Le schéma est assez simple pour ne pas exiger de longs commentaires.

Précisons cependant que les contacts de repos  $Ry1$  et  $Ry2$  court-circuitent la jonction EB au transistor. Ceci pour éviter qu'une augmentation de la température ambiante ne déclenche la minuterie. Ajoutons encore que la valeur de C est de  $250\ \mu\text{F}$  35 V pour obtenir une durée de fonctionnement d'environ 30 secondes et de  $500\ \mu\text{F}$  35 V pour une minute.

J. TIBERGHEN.



## ENCEINTE DE RESONANCE

10 Watts max.

Type d'enceinte : Basse Reflex à cheminée  
Bande passante : 30 - 17.000 Hz  
Prévue pour recevoir un HP de 240 mm  
Dimensions : 375x310x705 mm  
Volume utile : 60 dm<sup>3</sup>  
Bois plaqué de 20 mm verni mat Sapelli  
Livrée en pièces détachées, (16 vis à monter) : 160 NF

12 mois sur 12, et où que vous soyez, le département "Ventes par correspondance" de COGEREL s'empressera de satisfaire aux meilleurs prix tous vos besoins en composants électroniques de grandes marques. Demandez le catalogue gratuit RP905 en joignant 4 timbres pour frais d'envoi.

**COGEREL**  
CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE  
Département "Ventes par Correspondance"  
COGEREL-DIJON (carte adresse sur demande)  
Magasin-Pilote-3, RUE LA BOÉTIE, PARIS