

radio plans

XXVII^e ANNÉE
PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
N° 152 — JUIN 1960
1.20 NF
Prix au Maroc : 138 FM

Dans ce numéro :

RW de Trafic

★
Téléviseurs à transistors

★
Voltmètre électronique
utilisant le galvanomètre
d'un contrôleur universel

★
Récepteur autonome de poche
à 1 transistor

★
Amélioration
des récepteurs TV

★
Adaptateur secteur
pour poste à transistors

et
LES PLANS

EN VRAIE GRANDEUR

d'un
RÉCEPTEUR REFLEX
équipé de 4 transistors

d'un
RÉCEPTEUR PORTATIF
à 7 transistors
couvrant les gammes
PO - GO et OC

et de ce...

**AU SERVICE DE L'AMATEUR DE
RADIO, T.V. ET ELECTRONIQUE**



...TÉLÉVISEUR

12 canaux utilisant

ABONNEMENTS :

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



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

**DIRECTION -
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS**

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

RÉPONSES A NOS LECTEURS

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

- 1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question.
- 2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon réponse pour les lecteurs habitant l'étranger.
- 3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 1,00 NF.

V. F..., à Fréjus.

Possesseur d'un téléviseur commercial voudrait remplacer le tube 17BP4B par un tube à concentration électrostatique. Il voudrait la marche à suivre, et le tube à employer ?

Nous ne vous conseillons guère ce remplacement, car vous risquez que le bloc de déflection ne s'adapte pas au nouveau tube.

Si vous persévérez dans votre idée, utilisez un tube 17HP4B. Il vous faut supprimer le dispositif de concentration actuel, et pour le branchement du culot du tube, inspirez-vous de notre réalisation du numéro 123.

Nous sommes à votre disposition pour vous procurer ce numéro au prix de 80 F.

L. T..., à Clamart.

Désire savoir le calcul qu'il doit faire pour transformer en mètre une fréquence en mégacycles ou kilocycles, et inversement ?

Pour faire la transformation des longueurs d'ondes en fréquences et inversement il faut appliquer la formule :

$$\lambda = \frac{V}{F} \text{ ou } F = \frac{V}{\lambda}$$

F = la fréquence en kHz.

V = vitesse de propagation en km/s soit 300.000 km.

λ = longueur d'ondes en mètres.

M. A..., à Lyon.

A monté l'électrophone portatif 5 W décrit dans notre n° 134 nous signalons que les cellules S8C n'émettent aucun son. Cela est-il normal ?

De plus, il voudrait l'équiper d'un microphone. Il voudrait savoir s'il est possible sans l'adaptation d'un transformateur élèveur de tension de faire une prise micro en parallèle avec la prise PU. Si oui, quel type de micro utiliser ?

Les cellules électrostatiques S8C ne fonctionnent que pour les fréquences élevées de 5.000 à 20.000 périodes.

Si les disques que vous reproduisez ne donnent pas ces fréquences, il est normal que les cellules n'émettent aucun son. Il est également possible que ce soit l'ampli qui ne les transmette pas. Faites un essai, le contrôle de tonalité tourné à fond du côté « aiguë ».

De toute façon, ces cellules servent d'appoint et leur puissance est faible. Elles peuvent donc être couvertes par le haut-parleur principal.

— Pour utiliser un micro, il faudrait un étage supplémentaire.

J. D..., à Tourcoing.

1° Devant aligner un récepteur FM, ne possède qu'une hétérodyne modulée, ne sait comment faire.

2° En possession d'un ancien récepteur PHILIPS équipé des tubes : ECH3, ECF1, CBL1, CY2, voudrait les remplacer par des tubes modernes.

3° Quelles sont les mesures à effectuer et les réglages indispensables à faire pour avoir un push-pull 2 x EL84 bien équilibré et symétrique :

1° Pour aligner avec précision un récepteur FM, il est nécessaire d'utiliser un wobblateur et un oscilloscope cathodique. Une hétérodyne peut seulement vous permettre d'accorder les transfo MF. Il n'est pas nécessaire pour cela que le signal HF soit « entretenu pur ». Si l'hétérodyne ne monte pas assez haut en fréquence, vous pouvez toujours utiliser un harmonique. Par exemple : si l'accord de vos transfo MF est de 10 MHz, vous pouvez régler le générateur sur 20 MHz ou sur 30 MHz, ou sur un multiple de 10 MHz.

Le réglage des autres bobinages se fera sur émission jusqu'à ce que vous obteniez des résultats satisfaisants.

2° Il n'existe pas dans les lampes modernes de série équivalente à celle qui équipe votre poste. Il faudrait donc modifier le montage. Aussi, nous ne pouvons que vous conseiller de conserver des lampes du même type que celles d'origine.

3° Pour régler un push-pull, il faut injecter à l'entrée de l'ampli un signal BF et vérifier avec un voltmètre de sortie que les tensions BF sur les demi-primaires du transfo de sortie. Sinon, il faut vérifier si les lampes du push-pull sont bien identiques en caractéristiques, régler leur polarisation, vérifier le dispositif déphaseur.

J.-L. L..., à Dorignies-les-Douai.

Voudrait les plans de l'émetteur-récepteur Wireless Set 58 ou à défaut savoir :

- la longueur de l'antenne,
- sa longueur d'onde,
- sa portée approximative.

Nous n'avons pas encore obtenu le schéma du WS-58, mais pensons le trouver prochainement. Dès que nous serons en sa possession, nous ne manquerons pas de le publier dans Radio-Plans pour en faire profiter tous les amateurs.

La longueur de l'antenne n'est pas critique. Normalement, il s'agissait d'un fouet, mais la portée de l'émission se trouve sensiblement augmentée en utilisant une antenne demi-onde ou quart d'onde. La gamme de l'appareil va de 33 m à 50 m.

La portée avec une si faible puissance varie considérablement suivant les emplacements, les antennes et la propagation. On peut tabler sur 1 à 3 km de façon assurée.

C..., à Ougrée (Belgique).

En possession d'un poste OC R109, nous pose les questions suivantes :

- 1° Pouvez-vous me fournir le schéma.
- 2° Est-il possible de faire une alimentation sur secteur en se servant d'une commutatrice.
- 3° Trouve-t-on en France des lampes ERP12, AR8 et CV1065.
- 4° Que faut-il employer comme antenne.
- 5° Quel convertisseur utiliser pour recevoir les bandes 20 et 10 m :

Malheureusement le R109 a toujours été très rare en France. Nous nous souvenons avoir eu l'occasion d'en voir un, et avions remarqué sa belle apparence, avec son alimentation sur accu de 6 V et son HP incorporés. Son schéma était collé au fond de la boîte et malheureusement, nous n'avons pu le relever.

Evidemment, le point noir si l'on veut alimenter cet appareil sur secteur, c'est que les lampes de sa partie « réception » sont à chauffage direct. Evidemment, votre idée d'actionner une commutatrice par le secteur 110 V pour obtenir une sortie de 6 V se substituant à l'accu serait possible si votre secteur était continu et non alternatif. Il n'est pas question d'alimenter ainsi une commutatrice en alternatif.

En ce qui concerne les lampes, sans être très courantes, on les trouve encore assez facilement, surtout la CV1065 qui s'appelle également VR65.

Tous ces appareils militaires s'accrochent d'une antenne quelconque, mais lorsqu'on les utilise sur une gamme de fréquence restreinte, il y a toujours intérêt à avoir une antenne quart d'onde ou mieux demi-onde.

**SOMMAIRE
DU N° 152 JUIN 1960**

L'amplificateur ; de puissance mécanique de la contre-réaction.....	21
Récepteur Reflex équipé de 4 transistors.....	25
R.W. de trafic.....	29
Téléviseur 12 canaux utilisant le tube image de 90°.....	31
Application spéciale des transistors..	39
Voltmètre électronique utilisant le galvanomètre d'un contrôleur universel.....	43
Du thyatron à gaz au thyatron solide.	44
Récepteur portatif à 7 transistors couvrant les gammes PO-GO et OC...	49
Récepteur autonome de poche à 1 transistor.....	53
Améliorations des récepteurs TV...	55
Commande cinématique de relais par le son.....	58
Adaptateur secteur pour poste à transistors.....	59
Posémètres photographiques.....	60

Comme convertisseur 20, 10 m, vous n'avez que l'embarras du choix. Les quartz que vous citez seront parfaitement utilisables en prenant leur fondamentale pour le 20 m et leurs harmoniques 3 ou 4 pour le 10 m. Un convertisseur surplus RF24 ferait aussi parfaitement l'affaire. De toutes façons, mettez un étage HF accordé devant le changement de fréquence.

F. B..., à Melun.

Possesseur d'un téléviseur commercial, constate qu'à l'allumage le poste étant à son maximum de puissance, l'image danse et les têtes sont superposées. Cette anomalie ne cesse que lorsque l'appareil a fonctionné un moment et qu'il est chaud. Il nous demande à quel organe attribuer ce mauvais fonctionnement.

Il faut toujours compter sur une période d'instabilité de cinq à dix minutes dans un téléviseur, au moment de l'allumage. C'est pour cette raison que les « mires » sont passées un quart d'heure avant chaque émission.

Cette anomalie est due à la dérive de fréquence du circuit d'oscillations Cocolos. On peut le retoucher pour l'éviter mais il est alors à craindre que le défaut se produise quand le récepteur sera chaud. (Suite page 66.)

LYON RADIO-AMATEURS

16, rue Condé (arrêt : Perrache)

Tout pour Emission, Réception. Surplus américains, tubes, relais, télécommande, résistances calibrées, appareils de mesures, transfo jusqu'à 10 KV de sortie, redresseurs. Lots formidables.

PRIX JAMAIS VUS : UNE VISITE S'IMPOSE.

BON DE RÉPONSE Radio-Plans



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

Le précédent n° a été tiré à 43.092 exemplaires
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire. Sceaux

L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE MÉCANISME DE LA CONTRE-RÉACTION

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. L.

Nous rappelons à nos lecteurs que nous avons entrepris l'étude d'un amplificateur de très haute qualité (et haute fidélité... comme on dit plus volontiers), destiné à être placé derrière un récepteur à modulation de fréquence. Ce même amplificateur peut, d'ailleurs, tout aussi bien convenir à l'établissement d'un excellent électrophone.

Enfin, il peut constituer l'une des « voies » d'un ensemble stéréophonique. La discussion permet à nos lecteurs de choisir eux-mêmes les éléments de leur propre amplificateur.

Dans les études précédentes nous avons fixé un certain nombre de points :

a) Notre amplificateur sera relativement puissant — et pour réunir la puissance, l'économie et l'efficacité, il sera prévu un montage symétrique.

b) Nous avons reconnu que l'emploi d'un montage dit « ultra-linéaire » correspond à l'utilisation de tubes de sortie qui sont — en quelque sorte — intermédiaires entre les tubes pentodes et les tubes triodes. C'est une excellente solution si l'on utilise un bon transformateur de sortie.

c) Notre amplificateur sera prévu avec « contre-réaction ».

d) Enfin, sa courbe de reproduction (ou courbe de réponse) pourra être modifiée à volonté.

Nous allons commencer par examiner la question de la contre-réaction.

Un vieux principe.

Le principe de la contre-réaction a été exposé il y a fort longtemps vers 1922. On ne peut donc pas prétendre qu'il s'agisse là d'une nouveauté.

Il est juste d'ajouter que les premiers montages n'étaient pas destinés à la radio, mais à corriger les distorsions introduites dans les lignes téléphoniques. Ce n'est que beaucoup plus tard que le principe fut appliqué aux amplificateurs de radio ou d'électrophone.

Aujourd'hui, on peut dire que la contre-réaction est utilisée presque chaque fois qu'on veut réaliser un amplificateur de très bonne qualité. Mais il y a bien des manières d'utiliser le principe. Pour choisir entre les nombreuses possibilités, il faut, d'abord, comprendre le mécanisme de la contre-réaction. C'est le sujet de l'article qu'on va lire.

Il nous semble utile de profiter de l'occasion qui se présente aujourd'hui pour revoir les bases essentielles des montages à contre-réaction.

La « réaction » dans les amplificateurs peut être, comme l'exemple célèbre d'Esopo, la meilleure... et la pire des choses. Pour en bien comprendre le mécanisme, il ne faut pas établir un rideau de fer entre la réaction négative (ou contre-réaction) et la réaction positive (encore appelée tout simplement réaction). Il y a, en fait, les phénomènes de réaction et l'on peut passer insensiblement de la réaction positive à la réaction négative, avec une modification pro-

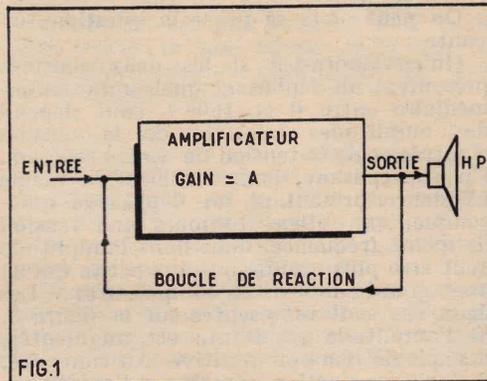


FIG. 1. — Schéma fonctionnel d'un amplificateur à réaction. Cette représentation est aussi valable pour la réaction positive que pour la réaction négative.

gressive des propriétés. Nous proposons donc à nos lecteurs de jeter un coup d'œil panoramique sur l'ensemble de ces propriétés.

Qu'est-ce qu'un amplificateur réactif ?

On dit qu'un amplificateur est « réactif » quand une fraction de la puissance qu'il produit est réintroduite à l'entrée. On peut représenter symboliquement l'amplificateur réactif comme nous l'avons indiqué sur la figure 1.

Cette définition est générale et peut s'appliquer à tous les cas, aussi bien à la réaction positive qu'à la réaction négative, aussi bien à la réaction dite « de tension » qu'à la réaction dite « d'intensité ».

Avant d'aller plus loin, il nous semble indispensable de préciser le sens des termes que nous allons employer.

Dans la grande majorité des cas, l'amplificateur est destiné à produire une certaine puissance électrique, quand on introduit à l'entrée une certaine tension.

Ainsi, ce qu'on réintroduit dans l'amplificateur, c'est la tension de réaction.

La réaction est positive quand la tension de réaction s'ajoute à la tension d'entrée. Les Anglo-Saxons disent encore qu'il s'agit d'une régénération. Certains techniciens français, peu soucieux du respect de notre langue ont adopté ce terme, bien qu'en français le sens en soit tout différent.

La réaction est négative quand la tension de réaction se retranche de la tension d'entrée. On dit encore qu'il s'agit d'une contre-réaction. En anglais, on dit alors qu'il s'agit d'une dégénération. Ce terme, plus que douteux, est également employé par les techniciens français auxquels nous venons de faire allusion.

Enfin, d'aucuns emploient parfois le terme rétroaction, qui a exactement le même sens que réaction. Ce qui est plus grave, c'est de croire que rétroaction est synonyme de réaction négative. Rien n'est plus faux.

Dans l'exposé qui va suivre, nous adopterons tout simplement les termes réaction

positive et réaction négative ou contre-réaction, qui ont l'avantage de n'être pas prétentieux et dont le sens ne peut absolument pas prêter à confusion.

Réaction positive et réaction négative.

D'une manière générale, c'est en courant alternatif que fonctionnera l'amplificateur. Pour que la réaction soit positive, il faut que la tension de réaction soit en phase avec la tension d'entrée de l'amplificateur, comme l'indique précisément la figure 2a. En effet, quand on superpose deux tensions alternatives de même fréquence, en phase, on obtient une tension alternative de même fréquence, mais dont l'amplitude de crête est la somme des deux amplitudes.

Appliquer une réaction positive à l'entrée de l'amplificateur, c'est donc un moyen de rendre plus importante la tension introduite dans l'amplificateur. Il en résulte alors que la tension de sortie est nécessairement plus grande. On peut donc en conclure que le gain est augmenté...

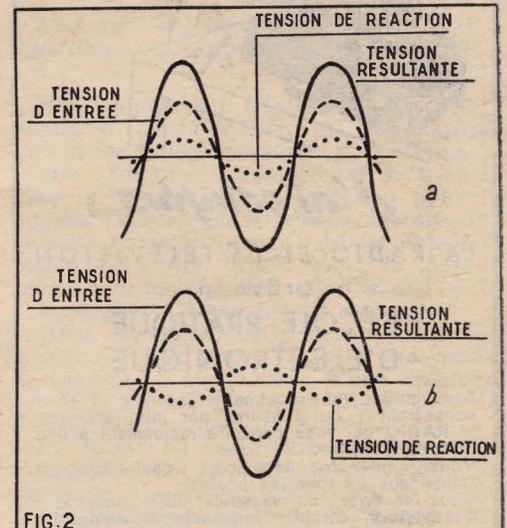


FIG. 2. — a) La tension d'entrée et la tension de réaction sont en phase. La tension résultante est augmentée. C'est une réaction positive.

b) Les deux tensions sont en opposition, c'est une réaction négative ou contre-réaction.

C'est un résultat bien connu de ceux des lecteurs de *Radio-Plans*, vétérans de l'époque héroïque où l'élément principal du récepteur d'amateur était précisément la lampe à réaction.

Pour que la réaction soit négative, il faut que les amplitudes de crête se retranchent. Cela veut dire qu'il existe une différence de phase de 180° entre la tension à amplifier et la tension de contre-réaction. C'est le cas de la figure 2b.

Le même raisonnement que ci-dessus conduit à cette conclusion que l'application de la réaction négative ou contre-réaction

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

"SÉLECTION de SYSTÈME D N°14"

Petits moteurs électriques pour courant de 2 à 110 V

PRIX : 1,20 NF

Ajoutez 0,10 NF pour frais d'envoi et adressez commande à "SYSTÈME D", 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal Paris 259-20 (les timbres et les chèques bancaires ne sont pas acceptés).



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 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

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

à un amplificateur se traduit par une *réduction du gain*. Ne nous hâtons pas de conclure que le système ne présente aucun intérêt sous le fallacieux prétexte que la première vertu d'un amplificateur, c'est, précisément, d'amplifier. En réalité, cette réduction de gain est accompagnée d'une amélioration notable des caractéristiques de l'amplificateur.

Nous venons d'examiner les deux cas extrêmes :

a) Concordance de phase entre la tension d'entrée et la tension de réaction. Réaction positive.

b) Opposition de phase (180°) entre la tension d'entrée et la tension de réaction. Réaction négative.

On peut alors se poser la question suivante :

Qu'advient-il si les deux tensions présentent un déphasage quelconque, intermédiaire entre 0 et 180° ? Tout dépend des amplitudes relatives de la tension d'entrée et de la tension de contre-réaction. En superposant deux tensions de même fréquence présentant un déphasage quelconque, on obtient toujours une tension de même fréquence, mais dont l'amplitude peut être plus grande ou plus petite que la plus grande des deux composantes... Les deux cas sont représentés sur la figure 3. Si l'amplitude résultante est augmentée, il s'agit de réaction positive. Au contraire, il s'agit de réaction négative si l'amplitude est diminuée. Ainsi, par exemple, le dispositif schématisé de la figure 4 permet de passer graduellement d'un type de réaction à l'autre.

Réaction d'intensité et réaction de tension.

Examinons la figure 5a. C'est un amplificateur fournissant une tension de sortie S. Grâce à un potentiomètre, on prélève une fraction r de cette tension. On obtient ainsi une tension de réaction qui est rS , c'est-

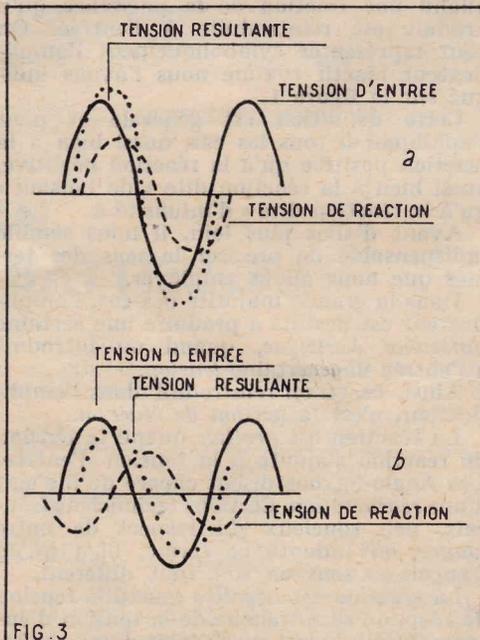


FIG. 3

FIG. 3. — a) Les deux tensions d'entrée et de réaction présentent un déphasage tel que la tension résultante soit plus grande que la tension d'entrée. Il y a donc une réaction positive.

b) Dans ce cas, la tension résultante est plus petite que la tension d'entrée. Il y a donc une réaction négative. Dans les deux cas, la tension résultante présente un déphasage par rapport à la tension d'entrée. C'est précisément ce qui explique que la contre-réaction corrige la distorsion de phase.

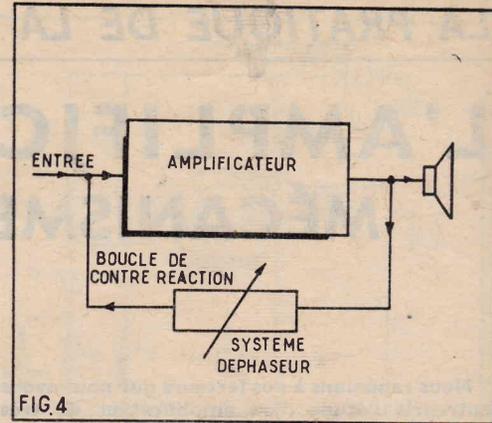


FIG. 4

FIG. 4. — En plaçant dans la boucle un dispositif qui permet de faire varier la position de phase en laissant l'amplitude invariable, permet de passer de la réaction positive à la réaction négative.

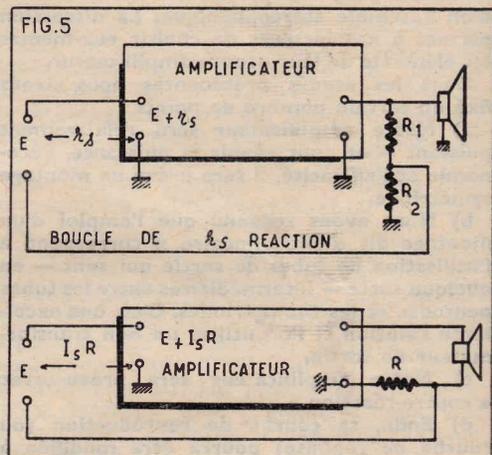


FIG. 5

FIG. 5. — a) Réaction de tension : La tension de réaction est proportionnelle à la tension de sortie de l'amplificateur.

b) Réaction d'intensité : la tension de réaction est proportionnelle à l'intensité de sortie de l'amplificateur.

à-dire qui est proportionnelle à la tension de sortie.

Le montage est effectué de telle sorte que cette tension se compose avec la tension d'entrée.

On dit alors qu'il s'agit d'une *réaction de tension*.

Dans la figure 5b, le procédé est différent. En série avec la bobine mobile du haut-parleur, on a inséré une certaine résistance R . L'amplificateur fournit une intensité de sortie I_s . En conséquence, on compose avec la tension d'entrée une tension de réaction $I_s \times R$, qui est *proportionnelle à l'intensité de sortie*. C'est une *réaction d'intensité*. Dans l'exemple choisi, aucune confusion n'est possible. Remarquons qu'il n'en est pas toujours ainsi.

Les propriétés des deux types de réaction sont différentes. Dans le cas que nous étudions, c'est la contre-réaction de tension qui est la plus intéressante. C'est ainsi, par exemple, qu'elle correspond à une diminution apparente de la résistance interne de l'amplificateur. C'est l'inverse qui se produit avec une contre-réaction d'intensité.

Le gain de l'amplificateur réactif.

Le raisonnement intuitif très simple qui a été rapporté plus haut nous a permis d'établir que l'introduction de réaction dans un amplificateur se traduit par une modification du gain, dans un sens ou dans l'autre.

Le taux de réaction, c'est r , la fraction

(voir fig. 5a) de tension qui est introduite dans la boucle de réaction. Dans le cas de la figure 5a, c'est tout simplement :

$$r = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

On peut établir très facilement (1) la formule très simple suivante, qui donne le gain Ar d'un amplificateur réactif, en fonction du gain sans réaction A et du taux de réaction r .

C'est :

$$Ar = \frac{A}{1 - rA}$$

r est positif ou négatif suivant que la réaction est positive ou négative. Cette formule générale s'applique aussi bien aux deux types de réaction.

Réaction positive.

Examinons d'abord le cas de la réaction positive rA , produit du gain A par le taux de réaction r , est le *facteur de réaction*.

Notre formule montre bien que la réaction positive se traduit par une augmentation du gain. En effet, la quantité $1 - rA$ est nécessairement plus petite que 1.

On est donc amené à diviser A par un nombre plus petit que 1 et le résultat est ainsi forcément plus grand que A .

Prenons un exemple numérique. Admettons que $r = 0,1$, ce qui veut dire qu'on ramène à l'entrée $1/10$ de la tension de sortie. Admettons que A soit égal à 5. Ainsi le produit rA est égal à 0,5.

La nouvelle valeur du gain est donc :

$$Ar = \frac{5}{1 - 0,5} = 10$$

Le gain est donc doublé.

Supposons que le gain soit égal à 8. La nouvelle valeur du gain est de :

$$Ar = \frac{8}{1 - 0,8} = 40$$

Le gain est multiplié par 5.

Nous arrivons ainsi à cette conclusion que le gain Ar devient d'autant plus grand que A est lui-même plus grand. Ainsi pour $A = 9$, on trouverait $Ar = 90$. Le gain serait décuplé. On est alors en droit de se demander ce qui se passe si nous prenons $A = 10$. Le facteur de réaction est alors égal à $10 \times 0,1 = 1$. Le dénominateur de la fraction devient nul et dans ce cas, les mathématiciens en concluent que la valeur du gain devient *infiniment grande*.

L'amplificateur devient un oscillateur.

Est-il vraiment possible d'atteindre un gain infiniment grand ? L'expérience montre qu'on peut — certes — augmenter énormément le gain, surtout si le montage est bien réalisé et si certaines précautions sont prises. Mais il arrive un moment où l'amplificateur cesse d'amplifier... et se transforme en un oscillateur.

Sans entrer dans les hautes spéculations mathématiques, il est facile de comprendre ce qui se passe en réalité. Admettons que la condition $rA = 1$ soit réalisée et reprenons le même exemple que ci-dessus. Nous rappelons qu'il s'agit d'un amplificateur pour lequel $r = 0,1$ et $A = 10$.

Examinons la figure 6. Plaçons le commutateur K dans la position 1. L'amplificateur fonctionne sans réaction. Nous introduisons à l'entrée une tension de 1 V. Le gain étant de 10, nous trouvons à la sortie une tension de 10 V.

(1) Voir *Théorie et Pratique des lampes de T.S.F.* du même auteur. E. Chiron, éditeur.

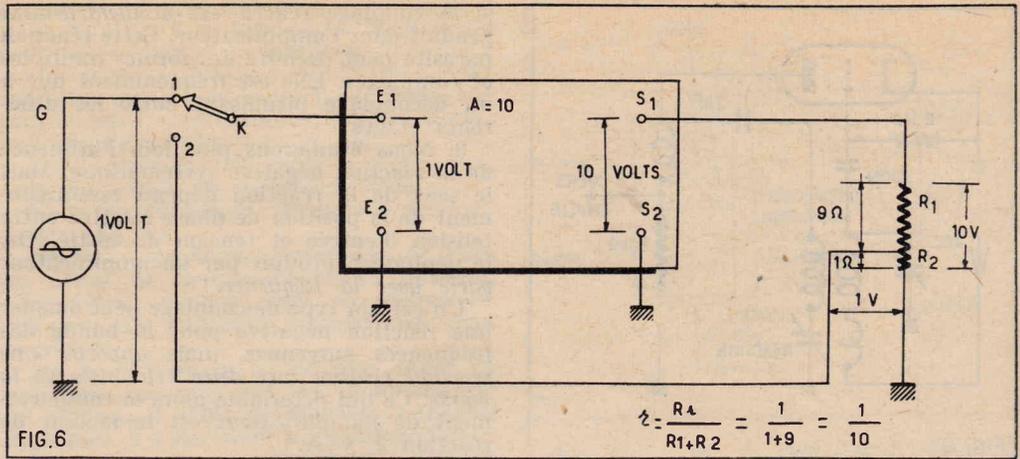


FIG. 6

Plaçons le commutateur dans la position 2. On voit que nous allons encore introduire à l'entrée une tension de 1 V, comme précédemment. Rien ne sera donc changé. Toutefois, le générateur G devient inutile. L'amplificateur produit lui-même sa propre tension d'entrée. Ce n'est plus un amplificateur, c'est un oscillateur. Nous allons réaliser ainsi un *générateur à réaction* dont le principe est bien connu des techniciens. Cela suppose naturellement que la tension disponible sur le plot 2 est bien en phase avec celle que fournirait le générateur G , c'est-à-dire qu'il s'agit bien effectivement d'une réaction positive.

Un exemple : l'oscillateur à déphasage (Phase-Shift).

L'amplificateur peut être réduit à un simple étage, comme dans le cas de l'oscillateur à déphasage dont le schéma est représenté figure 7... Les ensembles $C_1, R_1, C_2, R_2, C_3, R_3$ ont pour mission d'atténuer la tension de sortie dans le rapport voulu

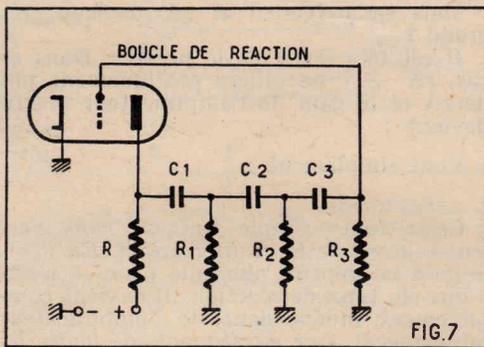


FIG. 7. — Un exemple d'oscillateur à réaction. Le générateur à déphasage (ou Phase-Shift). C'est la traduction pratique de la figure 6.

et, en même temps, de produire le déphasage nécessaire, car, normalement, un étage amplificateur à résistance produit un déphasage de 180° . A la limite d'entretien, c'est-à-dire si $rA = 1$ pour une seule fréquence, un tel amplificateur produit une tension qui est *sinusoïdale*. On peut ainsi obtenir de telles oscillations sans circuit oscillant. Si la condition est réalisée dans une large bande de fréquences, on obtient des oscillations de relaxation.

Action de la réaction positive dans un amplificateur.

Nous avons reconnu plus haut que l'augmentation de gain apportée par la réaction était d'autant plus importante que ce gain était lui-même plus grand. Ce qui détermine le changement, c'est précisément le *facteur de réaction*.

FIG. 6. — Principe de l'oscillateur à réaction. C'est un amplificateur qui fournit lui-même sa propre tension d'excitation. Cela suppose que la position de phase disponible sur le plot 2 est la même que celle qui est disponible sur le plot 1.

En réalité, le gain que fournit un amplificateur dépend d'un certain nombre d'éléments dont le plus important est généralement la fréquence.

La courbe de transmission ou courbe de réponse d'un amplificateur traduit précisément les variations du gain avec la fréquence.

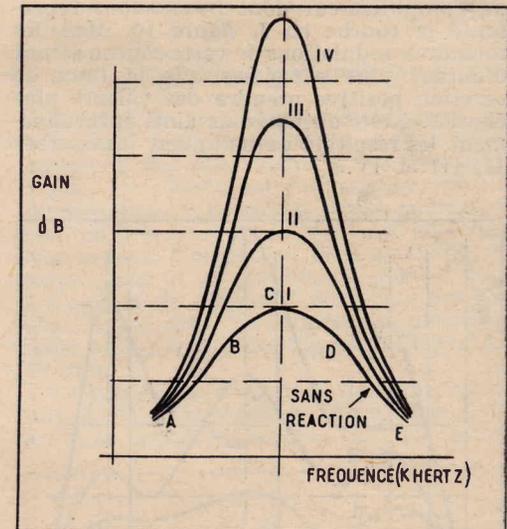


FIG. 8. — Modification de la courbe de réponse avec le facteur de réaction. A mesure que la réaction s'accroît, la sélectivité augmente de plus en plus.

Considérons par exemple (fig. 8) la courbe de transmission ABCDE d'un amplificateur sans réaction. Appliquons maintenant une réaction faible à l'amplificateur. Au point A, le gain est très faible. Il en résulte que le facteur de réaction $r \times A$ est lui-même petit. S'il est beaucoup plus petit que 1, il n'y aura pratiquement aucune différence entre $A/1 - rA$ (gain avec réaction) et A (gain sans réaction). Mais au point C, où le gain est déjà beaucoup plus important, la différence sera beaucoup plus grande et nous obtiendrons, par exemple, la courbe II.

A mesure que le taux de réaction devient plus important, les deux courbes se séparent davantage. Ainsi, on peut, par exemple, passer de la courbe I aux courbes II, III, IV.

En d'autres termes, *l'amplificateur devient de plus en plus sélectif*. Qu'advient-il dans le cas d'un amplificateur comme celui que nous voulons étudier ?

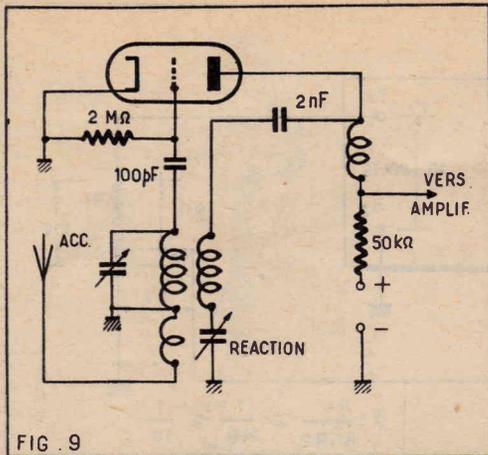


FIG. 9

FIG. 9. — Un exemple de détectrice à réaction. Ce montage permet d'obtenir une sensibilité extraordinairement élevée quand il est bien réalisé.

Cas d'un amplificateur de basse fréquence (fig. 10).

Les choses se passeront exactement de la même manière.

Les pointes seront d'autant plus amplifiées qu'elles sont plus aiguës.

Or, un amplificateur de basse fréquence ne présentera généralement pas une courbe parfaitement horizontale. Tel sera le cas de l'amplificateur dont nous avons représenté la courbe en I, figure 10. Mais les moindres ondulations de cette courbe seront d'autant plus exagérées que le taux de réaction positive prendra des valeurs plus élevées. Nous obtiendrons ainsi successivement les résultats qu'indiquent les courbes II, III et IV.

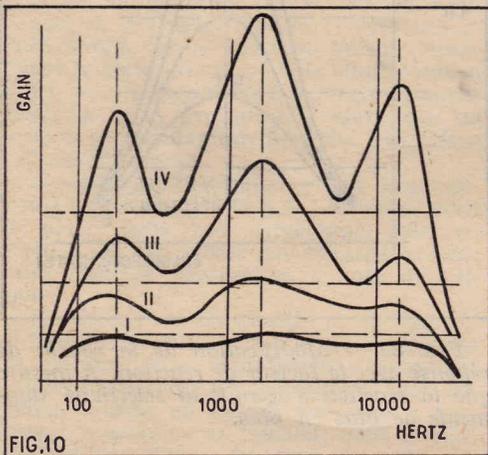


FIG. 10

Fig. 10. — La réaction positive provoque une augmentation de l'importance relative des accidents de la courbe de transmission. Les « pointes » sont de plus en plus exagérées à mesure que le facteur de réaction devient plus important.

Quelques remarques.

1. L'emploi de la réaction positive ne semble ainsi présenter que fort peu d'intérêt. L'augmentation du gain se paie très cher, par une exagération considérable de la distorsion de fréquence. Une étude plus complète nous montrerait que les autres types de distorsion, d'amplitude et de phase subissent la même multiplication.

2. Nous avons supposé que la réaction était introduite systématiquement dans l'amplificateur.

Les résultats sont évidemment les mêmes

si le couplage réactif est accidentellement produit dans l'amplificateur. Cette réaction parasite peut prendre des formes multiples et complexes. Elle est fréquemment due à un découplage insuffisant entre les différents étages.

3. Nous étudierons plus loin l'influence de la réaction négative systématique. Mais le sens de la réaction dépend essentiellement de la position de phase relative entre tension d'entrée et tension de sortie. Or, le déphasage produit par un amplificateur varie avec la fréquence.

Un certain type de couplage peut amener une réaction négative pour la bande des fréquences moyennes, mais apporter une réaction positive aux deux extrémités de la bande. Ce qui détermine alors le comportement de l'amplificateur est le facteur de réaction $2 \times A$.

Réaction négative.

Prolongeons le raisonnement.

La formule élémentaire qui donne le gain de l'amplificateur réactif est valable lorsque la réaction est nulle ($r = 0$) et lorsqu'elle devient négative.

Dans ce dernier cas, il est commode de considérer la valeur absolue de r (taux de réaction) et de changer le signe — de dénominateur en signe +. La formule est alors :

$$Ar = \frac{A}{1 + rA}$$

Cette fois, le gain de l'amplificateur réactif est nécessairement inférieur à A , puisque la quantité $1 + rA$ est obligatoirement supérieure à 1. Mais on voit encore que l'écart par rapport à 1 dépend essentiellement du facteur de réaction rA .

Si rA demeure petit, rien ne sera pratiquement changé et le gain restera presque égal à A .

Mais qu'arrive-t-il si rA devient très grand ?

Il est très facile de le prévoir. Dans ce cas, $rA + 1$ ne diffère pratiquement pas de rA et le gain de l'amplificateur réactif devient :

$$\text{Tout simplement : } \frac{1}{r}$$

Cette toute simple fraction nous livre tout le secret de la contre-réaction. En effet, le gain ne dépend plus que de r — c'est-à-dire du taux de réaction. Il devient complètement indépendant de l'amplificateur lui-même et, par conséquent, de toutes les distorsions qu'il peut apporter.

Il ne faudrait d'ailleurs pas se hâter de conclure qu'on peut alors prendre toutes les libertés et construire le plus mauvais des amplificateurs sous prétexte que la contre-réaction arrangera tout. Ce serait raisonner faussement. Car, en effet, nos conclusions ne s'appliquent que si le produit rA est très supérieur à 1. Or, ce ne sera pas le cas pour toutes les fréquences si l'amplificateur est mauvais !

Nous reviendrons sur ce point particulier dans la suite de cette étude. Pour l'instant, il nous semble plus important de chercher à comprendre par quel mécanisme s'opère la correction des défauts de l'amplificateur.

Mécanisme de correction.

Les deux observations fondamentales qui permettent de saisir sur le vif le mécanisme d'action sont les suivantes :

1. Quelle que soit la grandeur du gain sans réaction (c'est-à-dire de A) le gain de l'amplificateur à réaction négative ne peut pas être supérieur à $1/r$. Cela veut dire

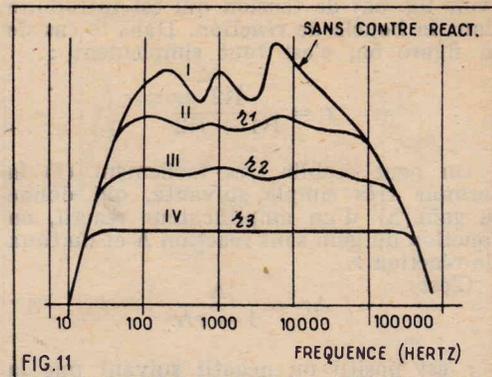


FIG. 11

FIG. 11. — La réaction négative agit exactement à l'opposé de la réaction positive. Elle limite l'amplitude des « pointes » beaucoup plus qu'elle ne réduit l'amplification dans les creux. Ainsi la courbe devient de plus en plus horizontale quand le facteur de réaction augmente.

que si $r = 1/100$, le gain est limité à 100. Si $r = 1/10$, le gain est limité à 10 dans toutes les circonstances.

2. Si le facteur de réaction rA devient faible par rapport à 1, on peut dire que la contre-réaction n'agit pas et que le gain conserve la valeur A .

En d'autres termes, si la courbe de transmission de l'amplificateur présente beaucoup d'accidents, la contre-réaction provoquera une diminution de gain beaucoup plus grande dans les pointes que dans les creux. Il y aura un rabotage impitoyable des sommets. Et cela sera d'autant plus apparent que le taux de réaction r sera plus important.

L'effet est indiqué sur la figure 11. La courbe I est celle d'un amplificateur sans contre-réaction. Elle est très accidentée. En appliquant un taux de contre-réaction très modéré on obtient la courbe II. Les accidents sont déjà beaucoup moins apparents. Si nous augmentons le taux de contre-réaction, nous obtiendrons successivement les courbes III et IV. Dans cette dernière, les accidents ont complètement disparu. En même temps, il est visible que la bande passante de l'amplificateur est devenue considérablement plus grande.

Il faut d'ailleurs ajouter que ce résultat surprenant a été obtenu au détriment du gain.

Toute la question est donc de savoir si le gain obtenu avec un taux de contre-réaction égal à $r3$ est suffisant. Et cela nous conduit directement à une autre observation évidente.

Réserve de gain en puissance.

Si vous êtes obligé de pousser au maximum les réglages de puissance pour obtenir le fonctionnement normal d'un amplificateur, il ne saurait être question d'en corriger le fonctionnement par l'application de réaction négative... La puissance produite serait alors certainement insuffisante.

Pour profiter des avantages de la réaction négative, il faut prévoir très largement le gain en puissance de l'amplificateur. L'excès d'amplification disponible pourra, dans ces conditions, être absorbé par un couplage à contre-réaction.

La distorsion d'amplitude et d'intermodulation.

Ce qui précède s'applique à la correction de la distorsion de fréquence. Qu'advient-il de la distorsion d'amplitude (on dit encore incorrectement : distorsion linéaire, ou ce qui est mieux : distorsion de non linéarité).

(Suite page 42.)

RW DE TRAFIC

par J.-M. BOULCH

Tous les OMS vous diront qu'il est plus facile de rayonner de l'énergie que de capter des microvolts. Et pourtant, pour correspondre avec un Om lointain, il faut bien réussir à transformer ces microvolts en puissance sonore acceptable sans déformations si possible et surtout sans souffle.

La solution la plus facile, mais combien onéreuse, est de s'acheter un Rx de trafic tout fait. Malheureusement, elle n'est pas à la portée de toutes les bourses.

La deuxième consiste à se procurer un surplus, mais bien vite le possesseur de cet engin se rend compte que son appareil, bien que couvrant les bandes amateurs, n'a pas été conçu pour ce genre de trafic (ex. : étalement insuffisant, malgré bonne sélectivité).

Il existe une troisième solution qui a attiré bien des amateurs, c'est la construction « Home made » du Rx, là encore une grosse pierre d'achoppement.

Le bloc de bobinages...

Laquelle prendre alors ? Bien évidemment une quatrième, celle que nous vous proposons.

Nous sommes donc parti pour la construction de notre Rx d'un bloc tout fait couvrant les bandes amateurs étalées de 3, 5, 7, 14, 21 et 28 MHz (actuellement en vente sur le marché).

Ce bloc a le gros avantage, en plus de son étalement, de donner une MF de 1,610 MHz. Nous allons donc pouvoir faire un récepteur à double changement de fréquence, et du même coup éliminer toutes les fréquences images.

Mais que choisir comme valeur de 2^e MF ?

D'aucun, vous diront, prenons une 2^e MF à fréquence très basse pour avoir encore une meilleure réjection, par exemple 85 kHz. C'est une excellente solution pour celui qui veut construire un Rx de trafic seul, mais notre but est de joindre l'utile à l'agréable...

Je m'explique, l'OM est un « Animal » curieux, il aime aussi une fois de temps en

temps pouvoir écouter quelques « broad cast » dans les grandes ondes ou PO.

Or aucun bloc commercial ne donne une MF de 1,610 ou 85 kHz, mais 455 kHz.

Donc, première astuce : employer comme 2^e MF, une MF de 455 kHz.

On pourra alors à loisir brancher soit notre HF trafic, soit notre HF broad cast.

Oui, mais comment faire ce branchement ? Nous arrivons donc à notre deuxième astuce. Il suffit pour cela de faire deux châssis séparés. Le premier châssis comportera l'alimentation la BF (fig. 4 et fig. 3) et l'ampli MF 455 jusqu'au transfo T3 bis dont l'enroulement L1 est à basse impédance. Le deuxième châssis comprendra la HF, la chaîne MF 1,610 kHz et le premier changement de fréquence avec le transfo T3 455 kHz, dont la sortie est à basse impédance et va pouvoir donc attaquer L1 de T3 bis.

Un troisième châssis peut être construit comportant un bloc PO, GO et attaquant de la même manière L1 de T3 bis, pour se faire, on peut monter le même transfo T3 bis, l'enroulement haute impédance dans la plaque de la changeuse attaquant le bloc PO, GO.

On a donc un Rx « polyvalent » mais

examinons de plus près les différents circuits du Rx trafic.

Partie HF (fig. 1).

Le bloc précité possède encore un avantage inappréciable : ces bobines sont calculées pour un Q maximum, bien employé il nous donnera donc, allié à une grande sensibilité, une excellente sélectivité, le tout est de lui adjoindre les circuits qui lui donneront le meilleur rendement.

Différentes lampes ont été essayées (ECC81 et ECC88 en cascade) mais les meilleurs résultats ont été obtenus avec la 6AK5 montée selon le schéma de la figure 1. Malheureusement, on a alors remarqué deux phénomènes ennuyeux :

Le premier, transmodulations excessives sur les stations puissantes ;

Le second, accord non linéaire sur une gamme donnée. Mais nous y avons pallié par deux astuces d'abord pour supprimer cette transmodulation, nous avons muni la cathode de la 6AK5 d'un potentiomètre P1 de 50.000 Ω, couplé avec P2 (fig. 3) de sensibilité. Ainsi on peut désaturer la lampe HF en diminuant le gain.

L'autre astuce consiste à corriger l'accord de A1 avec un petit CV manuel, on

FIGURE 1.
P1 = 50 kΩ R5 = 82 Ω
R1 = 200 Ω R6 = 50 kΩ
R2 = 10 kΩ R7 = 10 kΩ
R3 = 22 kΩ C = 0,1 μF (belton)
R4 = 18 kΩ C1 = C2 = C3 = 100 pF

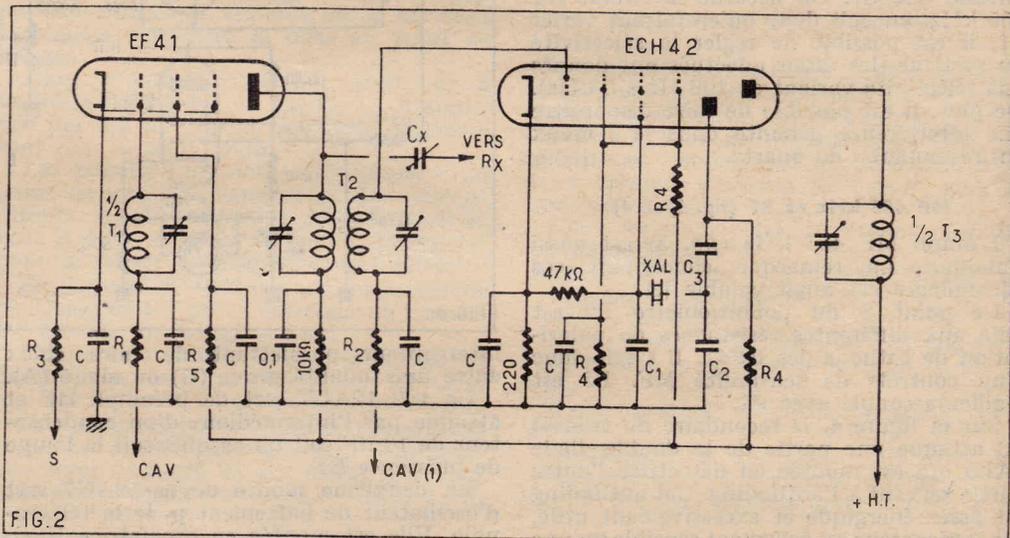
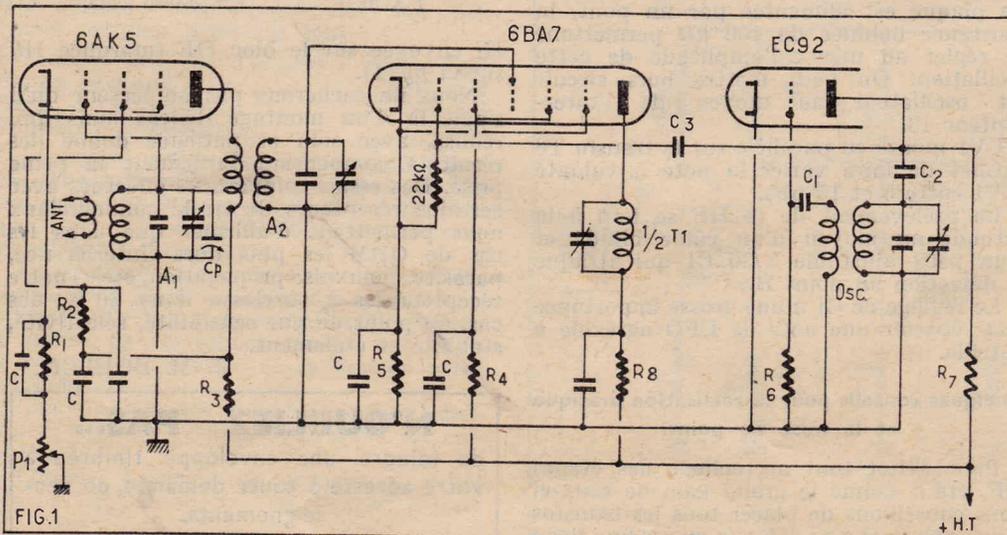


FIGURE 2.
R1 = R2 = 10 kΩ C = 0,10 μF
R3 = 330 Ω C1 = C2 = 50 pF
R4 = 33 kΩ C3 = 500 pF
R5 = 100 kΩ

rend ainsi manuellement linéaire l'accord sur chaque gamme, et la sensibilité reste maximum.

L'étage oscillateur et changeur sont classiques, à remarquer cependant que la 6BA7 a été choisi pour sa pente de conversion voisine de 1 et pour son faible souffle.

Étage MF 1,610 MHz et changement 1,610/455 kHz (fig. 2).

L'ampli MF 1,610 kHz est classique, un seul conseil, n'omettre aucun découplage sous peine d'auto-oscillations.

On remarquera aussi le petit condensateur Cx qui est prévu pour l'attaque d'un éventuel Rx panoramique.

TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS (1)

par Michel LÉONARD

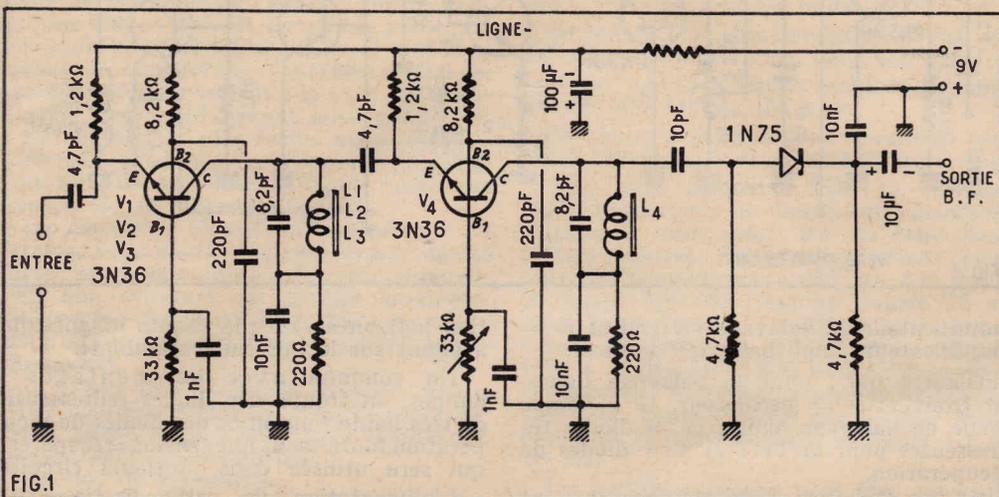


FIG.1

Rappel. — Dans le précédent article, nous avons commencé la description d'un téléviseur à transistors de conception française, réalisé par Thomson et présenté au dernier Salon de la Pièce Détachée comme exemple des possibilités actuelles des transistors fabriqués en France dans le domaine de la télévision.

Le début de cette étude comportait l'analyse du récepteur d'image avec le changement de fréquence, l'amplificateur moyenne fréquence image et l'amplificateur vidéo-fréquence.

Voici maintenant comment a été conçu l'amplificateur MF son.

Récepteur de son.

Pour recevoir le son, on a adopté le même principe que dans les téléviseurs actuels à lampes.

La partie changeuse de fréquence est commune aux récepteurs MF image et MF son et, de ce fait, la partie consacrée uniquement au son débute à l'entrée de l'amplificateur MF son, suivi, bien entendu, d'une détectrice diode et d'un amplificateur basse fréquence actionnant un petit haut-parleur.

Considérons le schéma de la figure 1 représentant l'amplificateur MF son. Ses caractéristiques générales sont :

Fréquence médiane d'accord... 26,6 MHz
Bande passante..... 600 kHz
Gain..... 48 dB
Tension d'alimentation..... 9 V

L'examen rapide du schéma montre que les étages amplificateurs utilisent quatre transistors tétrodes 3N36, et, à la détection, une diode à cristal 1N75 qui fournit le signal BD à la cathode.

Le montage des quatre étages étant identique, nous n'avons représenté que le premier et le dernier. Pour compléter le schéma, il suffira de reproduire encore deux fois le schéma du premier étage dessiné entre les pointillés.

Chaque 3N36 est monté avec base commune, entrée à l'émetteur et sortie au collecteur.

Comme il s'agit de transistors NPN (flèche de l'émetteur vers l'extérieur), le

retour de l'émetteur s'effectue à la ligne négative, à travers une résistance de polarisation de 1,2 kΩ. Il en est de même du circuit de seconde base B₂, qui est relié à la ligne — par 8,2 kΩ.

La première base B₁ est reliée à la masse par une résistance variable de 33 kΩ dont le réglage permettra la mise au point de l'étage.

Dans le circuit collecteur, enfin, on a inséré la bobine L₁ (ou L₂, L₃, L₄...) accordée par 8,2 pF sur la fréquence moyenne son, f_{ms} = 26,6 MHz.

Les circuits qui sont « à la masse » au point de vue HF comportent des condensateurs de découplage : 220 pF pour la base 2, 1.000 pF pour la base 1, 10.000 pF pour le retour du bobinage de collecteur.

Ce dernier est relié par un condensateur de liaison de 417 pF à l'émetteur du transistor tétrode de l'étage suivant.

On parvient ainsi, d'étage en étage au dernier transistor amplificateur MF son, V₄, qui est monté comme les précédents.

Le condensateur de liaison partant du collecteur est de valeur plus élevée, sa capacité étant de 10 pF au lieu de 4,7 pF. Il est relié à une détectrice diode à cristal 1N75

et attaquée à l'anode par le signal moyenne fréquence son. La basse fréquence est donc disponible aux bornes de la résistance de 4,7 kΩ reliant la cathode à la masse. La sortie est isolée de cette résistance par un condensateur de 10 μF électrochimique.

Bobinages MF son.

Les bobines L₁ à L₄ ont un coefficient de self-induction de 2 μH. On les a réalisées en bobinant 20 spires jointives de fil émaillé de 0,35 mm de diamètre sur un mandrin Lipa 5MB75.

A vide, le coefficient de surtension Q de ces bobines est de 100. Ces bobines comportent un noyau de ferrite qui permet de régler l'accord en le déplaçant.

La tension de sortie après la détection peut atteindre 150 mV efficaces.

Pour régler chaque étage, on modifie la résistance variable de base 1 de manière que le courant émetteur soit de 1,8 mA.

C'est après avoir réglé ce courant dans tous les étages que l'on accorde les bobines sur f_{ms} = 26,6 MHz.

Amplificateur basse fréquence.

Sur le schéma de la figure 2 qui représente l'amplificateur basse fréquence de ce téléviseur expérimental, on remarque quatre transistors, deux préamplificateurs et deux constituant l'étage final en push-pull. Les deux derniers éléments de liaison sont à transformateurs.

Voici les principales caractéristiques de cet amplificateur :

Etage de sortie : push-pull : classe B.
Tension d'alimentation : 9 V.
Gain : 75 dB.
Bande passante à 3 dB : 40 à 10.000 Hz.
Distorsion pour 250 mW à la sortie : 5 %.
Consommation à pleine puissance : 100 mA.
Consommation au repos : 13 mA.
On remarquera l'excellente qualité musicale de cet amplificateur qui est linéaire à

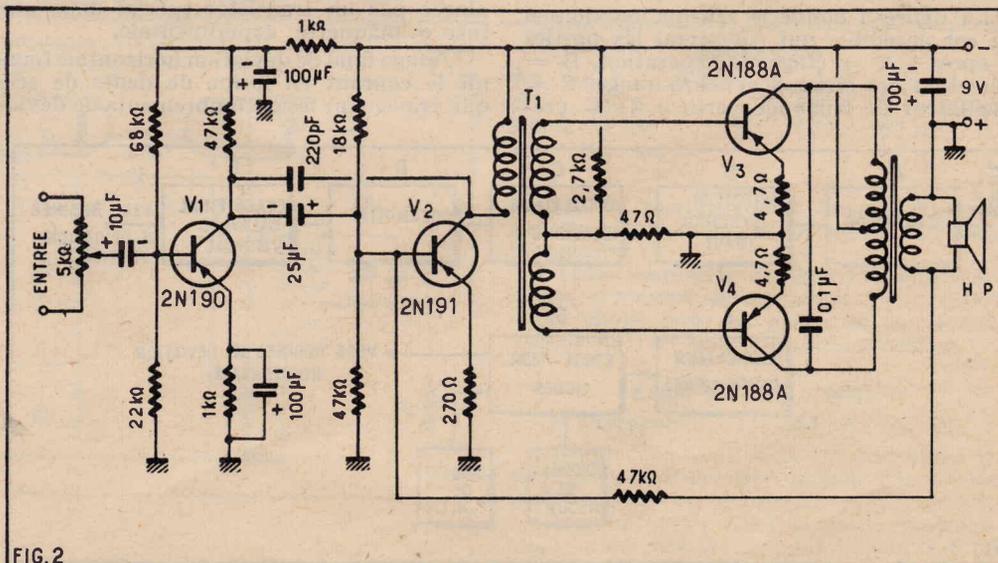


FIG.2

(1) Voir le précédent numéro.

3 dB près entre 40 et 10.000 Hz, et ne crée pas plus de 5 % de distorsion totale. La puissance maximum est toutefois de 500 mW, valeur remarquable étant donné la faible tension d'alimentation et le nombre relativement réduit d'étages amplificateurs.

Dans ce montage, on a utilisé des transistors triodes PNP, types 2N190, 2N191 et deux 2N188A. Il existe des transformateurs T1 et T2 convenant à ce montage.

On a obtenu les performances indiquées plus haut grâce à plusieurs circuits de contre-réaction.

Le premier est réalisé par le condensateur de 220 pF monté entre le collecteur de V₂ et celui de V₁.

Le second consiste dans l'absence du condensateur de découplage aux bornes de la résistance d'émetteur de 270 Ω de V₂.

Le troisième est effectué entre le secondaire de T₂ et la base de V₂ par l'intermédiaire de 47 kΩ. En ce qui concerne le haut-parleur, on a adopté un modèle de grande sensibilité et dont la bobine mobile est adaptée aux circuits des collecteurs V₃ et V₄ grâce au rapport convenable de transformation de T₂.

L'alimentation de 9 V doit être branchée aux points marqués + et - 9 V.

Sauf les deux dernières, les liaisons sont à résistances et capacité. Les circuits étant à faible impédance, les résistances sont de valeur relativement réduite et les capacités de liaison de valeur relativement élevée.

Remarquons que dans cette partie du téléviseur, la masse est reliée au positif de la source de 9 V tout comme dans les autres parties alimentées sur la même source, bien qu'ils utilisent des transistors NPN.

La seule différence dans les branchements consiste dans le fait que dans le cas des transistors PNP les circuits d'émetteurs retournent à la masse (+ 9 V) tandis que dans ceux à transistors NPN les retours des circuits d'émetteurs vont au point - 9 V.

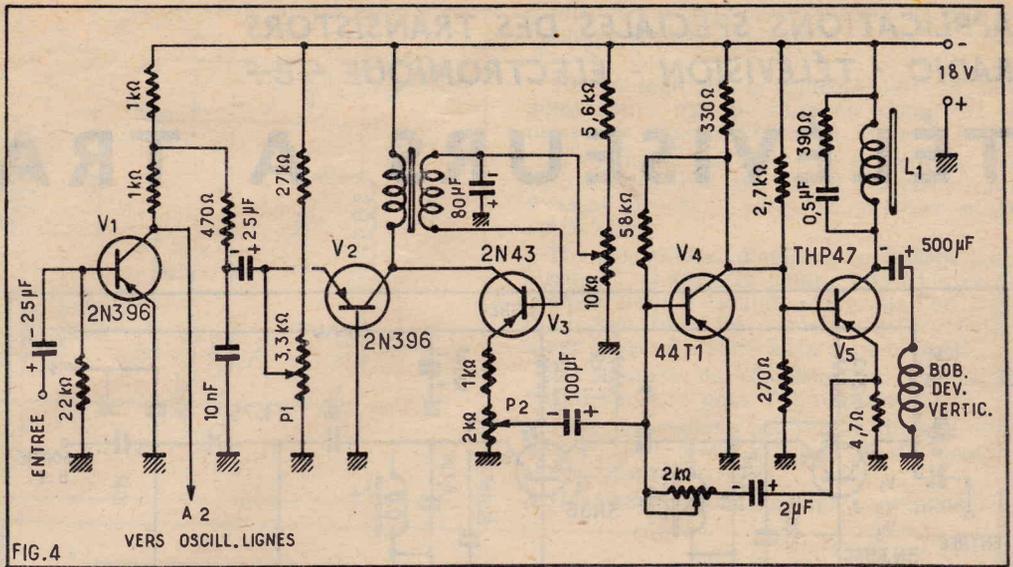
Aucun réglage n'est nécessaire pour l'amplificateur basse fréquence de la figure 2 pour sa mise au point.

On a toutefois prévu à l'entrée un potentiomètre de 5 kΩ réglant le gain, c'est-à-dire l'amplitude du signal appliqué à la base de V₁ par l'intermédiaire du condensateur électrochimique de 10 μF.

Nous avons terminé ainsi la description des deux récepteurs, celui d'image et celui de son. Reste à décrire un autre ensemble de circuits destinés au balayage du tube cathodique.

Ensemble de balayage.

La figure 3 donne le schéma fonctionnel de cet ensemble qui comprend les parties ci-après : A = étage de séparation, B = détection des signaux synchro-image, C = oscillateur de balayage vertical, D = pré-



amplificateur de balayage vertical et E = amplificateur final balayage vertical.

D'autre part, pour le balayage lignes, on trouve : F = oscillateur, G = lampe finale de balayage lignes, H = diodes redresseuses pour la THT et I = diodes de récupération.

Le fonctionnement de cet ensemble est analogue, dans ses grandes lignes, à celui de son homologue à lampes. De la sortie vidéo-fréquence on obtient un signal comprenant la modulation de lumière et les impulsions de synchronisation lignes et image. On applique ce signal à l'étage de séparation A qui le débarrasse de la modulation de lumière en ne laissant que les impulsions.

Celles-ci sont dirigées vers la chaîne de balayage image, au détecteur de signaux qui ont en évidence le signal de synchronisation image (ou « vertical ») qui est appliqué à l'oscillateur blocking qu'il synchronise.

Ce blocking produit un signal à la fréquence de 50 Hz de forme convenable qui est transmis à l'étage final E dont le courant de sortie, en forme de dents de scie, traverse les bobines de déviation verticale.

Revenons maintenant à la sortie du séparateur A. Les signaux synchro-lignes sont appliqués directement à l'oscillateur blocking F dont la tension de sortie à 20.475 Hz attaque l'étage final à lampe, la seule en son genre figurant dans ce téléviseur à transistors.

Il ne s'agit d'ailleurs que d'une étape intermédiaire, la lampe devant être remplacée par un transistor spécial dans une future maquette expérimentale.

L'étage final de déviation horizontale fournit le courant en forme de dents de scie qui, traversant les encombrements de dévia-

tion horizontale crée le champ magnétique agissant sur le faisceau cathodique.

En commun avec les montages à lampes, on trouve des diodes redresseuses de très haute tension et des diodes de récupération fournissant une tension « récupérée » qui sera utilisée dans plusieurs circuits.

L'alimentation de cette partie exige une source de 18 V et une source de 180 V, sans oublier celle du filament à 6,3 V.

Voici maintenant le détail des circuits A à I indiqués sur le schéma fonctionnel de la figure 3.

Séparation et balayage vertical.

Le circuit associé au transistor V₁ (fig. 4) fonctionne comme son homologue à lampes.

Le signal comprend la modulation de lumière de polarité positive, plus les impulsions. Autrement dit, la modulation de lumière est positive et les impulsions de lignes négatives. Grâce au transistor V₁ monté comme sélecteur d'amplitude, la modulation de lumière est supprimée dans le circuit collecteur ou les impulsions apparaissent inversées, donc positives, aux bornes des résistances de 1 kΩ montées en série, constituant un diviseur de tension.

La totalité de cette tension à impulsions positives est transmise à l'oscillateur lignes tandis qu'une partie seulement prélevée au point commun de ces deux résistances est transmise par le condensateur de 25 μF à l'émetteur de V₂, détecteur des signaux de synchronisation image. Celui-ci est très sensible et il suffit de signaux de 100 mV (0,1 V) seulement pour qu'il fonctionne dans de bonnes conditions.

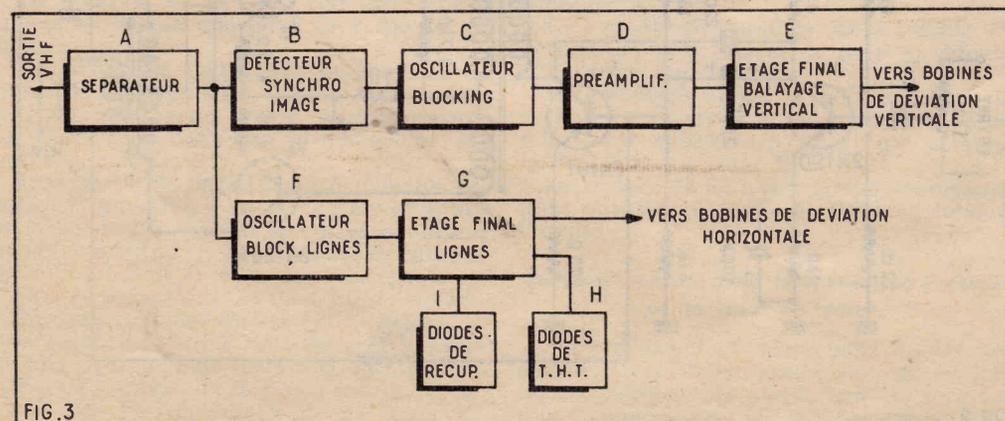
Si l'amplitude du signal est suffisante, donc égale ou supérieure à 100 mV, le transistor détecteur d'impulsions fournit au collecteur les signaux image qui sont appliqués à l'un des enroulements du blocking par liaison directe.

En effet, on a relié ensemble le collecteur de V₂ à celui de l'oscillateur V₃ qui est ainsi synchronisé.

Les impulsions sont alignées sur la tension de la base de V₂ et, par conséquent, leur amplitude varie peu avec les fluctuations du signal de synchronisation dépendant du signal HF reçu.

Bien que ces circuits fonctionnent comme ceux à lampes, on notera des valeurs différentes des impédances d'entrée.

Le transistor V₂ fonctionne comme détecteur entre base et émetteur, et comme amplificateur avec ses trois électrodes, et il en résulte que les impulsions que l'on trouve dans le circuit collecteur sont amplifiées



Étages amplificateurs.

grâce au montage base à la inverse pas comme le montage à la masse ».

marquera que le transistor V_2 que les impulsions d'image par laire du circuit intégrateur monté point commun des deux résistances (point A_1) et la masse. Ce circuit posé d'une résistance de 470Ω et condensateur de $25 \mu F$. La tension prélevée au point commun de ces deux s.

ne le circuit intégrateur est monté e partie seulement du diviseur de $1 k\Omega + 1 k\Omega$, il ne déforme pas les ions de lignes prélevées au collec- le V_1 .

appelons qu'un circuit intégrateur trans- des impulsions de durées différentes ampulsions d'amplitudes différentes.

la durée de l'impulsion de synchronisa- d'image, dans le standard français t plus longue que celle de ligne, on ent des « pointes » image de plus forte plitude que celles de ligne.

Voici comment fonctionne le détecteur . Les signaux après intégration sont à intes positives. On attaque le transistor V_2 à l'émetteur, avec base à la masse et rtie au collecteur.

Cet « amplificateur » présente, en tant ue tel, l'avantage de ne pas être fidèle. Il n'agit comme amplificateur que pour signaux de forte amplitude (égale à celle des pointes image) mais pas pour des signaux de faible amplitude comme les pointes lignes, qui, par conséquent, « ne passent pas ».

On peut d'ailleurs régler le seuil de la sélection d'amplitude à l'aide du potentiomètre P_1 de $3,3 k\Omega$ dont le curseur est relié à l'émetteur de V_2 .

Les deux transistors V_1 et V_2 sont du type HF afin de réagir aux variations rapides d'amplitude des signaux qui leur sont appliqués. Un transistor fonctionnant bien aux hautes fréquences, sera très souvent bon comme amplificateur d'impulsions.

On se souviendra que les transistors montés avec base à la masse, comme V_2 , n'inversent pas le signal et de ce fait, les impulsions d'image apparaissant entre collecteur et la ligne — $18 V$, sont positives comme celles appliquées à son émetteur.

Nous avons indiqué plus haut comment le blocking image est synchronisé grâce à la liaison directe entre les collecteurs de V_2 et V_3 .

Passons maintenant à l'étage préamplificateur V_4 . Ce transistor est monté avec émetteur à la masse, il inverse le signal reçu et fournit au collecteur un signal proche de la dent de scie négative avec des petites pointes positives et négatives. La durée de l'aller est d'environ $18 ms$ et celle du retour d'environ $2 ms$, ce qui donne au total $20 ms$, c'est-à-dire $1/50$ seconde, période du balayage image à 50 fois par seconde.

Le transistor final V_5 de la base de temps image inverse à nouveau le signal et aux bornes de la bobine L_1 , on trouve une tension en forme de dent de scie positive (l'aller est croissant) avec une forte impulsion négative au retour. On a environ $18 V$ d'amplitude pour l'aller et $32 V$ dans le sens opposé pour le retour, en tout $50 V$. Pour que la forme désirée soit obtenue, on a shunté la bobine L_1 par une résistance de 390Ω en série avec un condensateur de $0,5 \mu F$. Ce circuit sert aussi à réduire les surtensions dans le retour image.

La bobine de déviation verticale est mise en parallèle sur L_1 mais avec interposition d'un condensateur de $500 \mu F$ qui arrête la composante continue du courant de déviation qui aurait décadé l'image.

On notera que l'ensemble des deux demibobines de déviation verticale a une résistance de 40Ω et un coefficient de self-induction de $40 mH$. Grâce à la forte valeur du condensateur de lignes, la forme du courant de balayage n'est pas altérée.

Balayage vertical.

Cette partie est représentée par le schéma de la figure 5. Le balayage horizontal utilise en commun avec le balayage vertical le transistor séparateur V_1 de la figure précédente. Au point A_2 sont prélevés les signaux à impulsion positives de lignes qui sont transmis par le condensateur de $470 pF$ à la base du transistor V_6 (fig. 5), oscillateur blocking.

Outre les deux enroulements AB et CD constituant le bobinage oscillateur blocking, on a prévu un troisième enroulement EF éleveur de tension et changeant à la sortie un signal de $120 V$ environ crête à crête, valeur nécessaire à l'attaque de l'étage de puissance final à lampe.

Le signal prend la forme convenable grâce au circuit d'intégration unilatérale composé de la résistance de $47 k\Omega$, du condensateur de $220 pF$ et de la diode 1N63 shuntant la résistance.

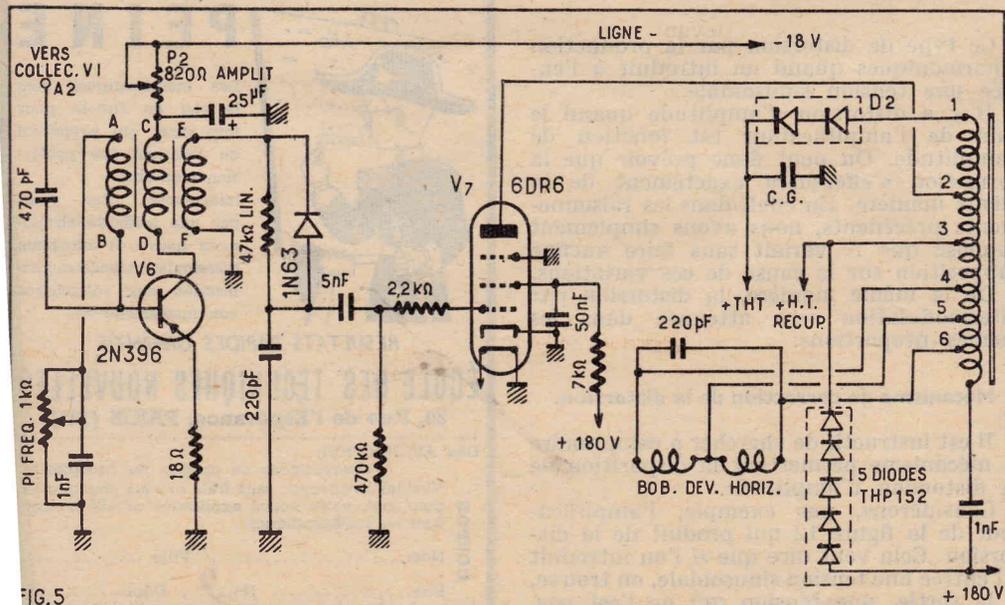


FIG. 5

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

Vous y auriez vu notamment :

N° 151 DE MAI 1960

- Amplificateur de basse fréquence très HF.
- Le Wavemeter classe D n° 1.
- Récepteur changeur de fréquence équipé de 4 lampes - 6AJ8 - 6BA6 - 6AV6 - 6BQ5 - EM81 - EZ80 -
- Récepteur piles-secteur à transistors - 37T1 - 36T1 - 35T1 - 991T1 - 941T1 (2).
- Electrophone stéréophone stéréophonique - ECC83 (2) - EL84 (3) - EZ81 (2).
- Téléviseur à transistors.

N° 150 D'AVRIL 1960

- Pratique de la modulation de fréquence.
- Adaptateur FM permettant la réception des émissions FM stéréophoniques - ECC85 - EF89 (2) - 6AL5 - EM84 - EZ80 - ECF80.
- Améliorations des réceptions TV.
- Ensemble stéréophonique.
- Changeur de fréquence 4 lampes + la valve ECH81 - 6AV6 - EL84 - EZ80.
- Récepteur portatif 7 transistors muni d'une prise antenne auto OC44 - OC45 (2) - OC71 (2) - OC72.
- Mise au point des récepteurs de trafic.

N° 149 DE MARS 1960

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

N° 148 DE FÉVRIER 1960

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

N° 147 DE JANVIER 1960

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

I,20 NF le numéro

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

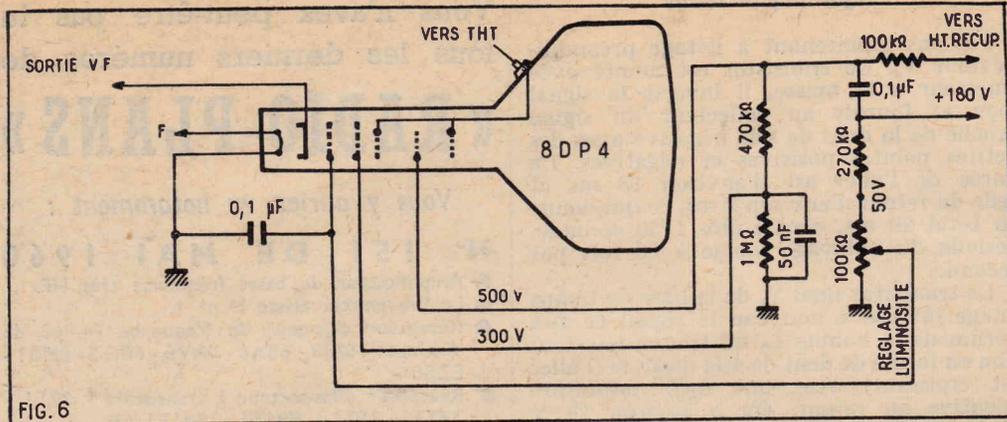


FIG. 6

La diode réduit la durée de la charge du condensateur de 220 pF à travers la résistance de 47 kΩ.

Le signal possède, dans ces conditions, un front arrière suffisamment raide pour bloquer le tube de balayage ligne pendant le retour.

On règle la fréquence du blocking lignes à l'aide de la résistance variable du circuit de base, réalisée avec le potentiomètre de 1 kΩ shunté par 1.000 pF.

Il est possible également de modifier l'amplitude du signal fourni par le blocking en agissant sur la valeur de la résistance insérée dans le circuit de collecteur de V_6 (résistance de 820 Ω).

Un dispositif de linéarisation peut être obtenu en remplaçant la résistance de l'intégrateur, de 47 kΩ, par une résistance variable de valeur légèrement supérieure.

Lampes finale ligne.

Le fonctionnement de la lampe finale V_7 , type 6DR6 est analogue à celui de la lampe finale d'une base de temps de téléviseur à lampes sont le fait que la haute tension nécessaire n'est que de 180 V à l'écran. Pour la plaque, la haute tension est 180 V à laquelle s'ajoute la HT récupérée grâce aux cinq diodes THP152 montées en série ou des diodes au silicium 13P2.

La THT est obtenue avec deux diodes D_2 au germanium, montées en série et redressant la THT à impulsions, fournie par la totalité des spires de l'autotransformateur de sortie T3.

On obtient ainsi 9 à 11 kV.

Bobinages de bases de temps.

Le transformateur-oscillateur du blocking lignes comprend un primaire (CD) de 45 spires, fil de 0,25 mm de diamètre, un secondaire (AB), même fil 15 spires et un tertiaire (EF) de 100 spires, fil de 0,2 mm sur circuit ferroxcube 3AE29, 10, 5/11 - 3A.

Le blocking image comporte un primaire (AB) de 100 spires, fil de 0,25 mm et un secondaire (CD) de 30 spires même fil, sur carcasse de tôles au silicium 37×44 mm, empilage de 14 mm.

Le tube cathodique.

Nous donnons à la figure 6 le schéma de montage du tube cathodique adopté dans ce téléviseur.

L'alimentation filament de 6,3 V s'effectue à partir d'une source de tension alternative ou continue qui est également commutée au filament de la lampe 6DR6.

La THT provient du point THT (voir fig. précédente).

La modulation de lumière provenant de la sortie VF est appliquée à la cathode du tube 8DP4.

La première grille est le wehnel qui est porté, grâce au potentiomètre de 100 kΩ,

à une tension positive réglable inférieure à celle de la cathode.

D'autre part, les grilles 3 et 5 sont reliées intérieurement, à l'anode finale, portée à la THT tandis que la grille 2 est à + 300 V et la grille 4 à + 500 V. Ces tensions sont prélevées sur des diviseurs de tension connectés entre le point THT récupéré (voir également fig. 5) et la masse.

Le 8DP4 est un tube cathodique de 20 cm de diagonale et à angle de déviation diagonal de 90°.

Alimentation du téléviseur.

Au cours de la description des différentes parties de ce téléviseur, on a pu constater qu'il fallait disposer des sources suivantes : 8 V, 18 V (base de temps), 90 V (vidéo-fréquence), 180 V (lampe finale base de temps lignes et tube cathodique), 6,3 V continu ou alternatif pour les filaments de la lampe finale lignes et le tube cathodique.

Une étape plus avancée de ce téléviseur expérimental de démonstration permettra l'emploi de circuits à transistors donnant les diverses tensions, 8, 18, 90 et 180 V à partir d'une source continue de 6,3 V qui servira également d'alimentation filaments.

De tels circuits existent d'ailleurs et sont au point.

Conclusion.

Nous avons donné dans le présent et le précédent article tous les renseignements que nous possédions sur ce téléviseur non destiné au commerce ou à la reproduction par les amateurs.

Ceux-ci, toutefois, aurons sans aucun doute pris connaissance avec intérêt de ce beau travail dû aux ingénieurs et techniciens de la Thomson, les premiers à avoir réalisé en France un tel montage, plein de promesses pour l'avenir du poste portatif de télévision.

La pratique de la MODULATION DE FRÉQUENCE

(Suite de la page 24.)

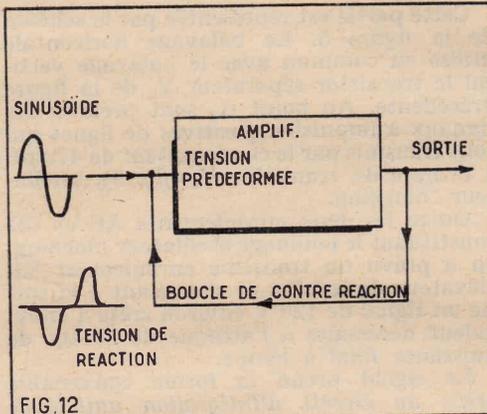


FIG. 12

FIG. 12. — Mécanisme de correction de la distorsion d'amplitude. La tension d'entrée est pré-déformée de manière à obtenir une correction de la tension de sortie.

Ce type de distorsion par la production d'harmoniques quand on introduit à l'entrée une tension sinusoïdale.

Il y a distorsion d'amplitude quand le gain de l'amplificateur est fonction de l'amplitude. On peut donc prévoir que la correction s'effectuera exactement de la même manière. En effet, dans les raisonnements précédents, nous avons simplement supposé que A variait sans faire aucune supposition sur la cause de ces variations.

De la même manière, la distorsion par intermodulation sera atténuée dans les mêmes proportions.

Mécanisme de correction de la distorsion.

Il est instructif de chercher à comprendre le mécanisme permettant la disparition de la distorsion d'amplitude.

Considérons, par exemple, l'amplificateur de la figure 12 qui produit de la distorsion. Cela veut dire que si l'on introduit à l'entrée une tension sinusoïdale, on trouve, à la sortie, une tension qui ne l'est pas.

Pour trouver à la sortie une tension exactement sinusoïdale, il faut introduire à l'entrée une tension non-sinusoïdale. En d'autres termes, c'est dire qu'il sera appliqué à l'entrée une tension sinusoïdale à laquelle ont été ajoutés des harmoniques. C'est justement ce que permet la contre-réaction, d'une manière tout à fait automatique.

La tension introduite entre les bornes d'entrée de l'amplificateur est une tension pré-déformée. De la même manière, tous les bruits parasites produits à l'intérieur même de l'amplificateur seront automatiquement éliminés (ronflements parasites, bruits d'induction, souffle, etc.). Il vous faut maintenant apprendre à utiliser la contre-réaction. Ce sera le sujet d'un prochain article.

LES MATH SANS PEINE



Les mathématiques sont la clef du succès pour tous ceux qui préparent ou exercent une profession moderne.

Initiez-vous, chez vous, par une méthode absolument neuve et attrayante d'assimilation facile recommandée aux réfractaires aux mathématiques.

RÉSULTATS RAPIDES GARANTIS

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

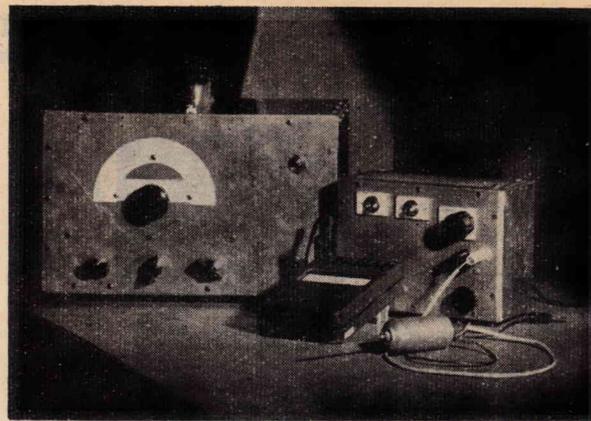
Dès AUJOURD'HUI, envoyez-nous ce coupon ou recopiez-le. Veuillez m'envoyer sans frais et sans engagement pour moi, votre notice explicative n° 124 concernant les mathématiques.

COUPON

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

VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE UTILISANT LE GALVANOMÈTRE D'UN CONTRÔLEUR UNIVERSEL

par J. SEIGEOT



A gauche, générateur BF 30 Hz à 120 kHz en 5 gammes, amplitude constante à plus ou moins 3 dB de 30 Hz à 30 kHz. Correction automatique d'amplitude par thermistor. A droite : voltmètre électronique. Il est étalonné pour utiliser les échelles du contrôleur. La sonde HF permet de mesurer jusqu'à des fréquences de 500 MHz.

Le voltmètre électronique est un appareil coûteux malgré la quantité de matériel relativement faible entrant dans sa construction.

En réalité, l'élément le plus coûteux est le galvanomètre. Or, la plupart des contrôleurs universels actuels comportent un bon galvanomètre dont la sensibilité est comprise, suivant les marques et les modèles, entre 50 μ A et 500 μ A. Il paraît donc intéressant d'utiliser ce galvanomètre pour un voltmètre électronique, et, qui mieux est, de se servir des échelles de voltmètre du cadran.

C'est ainsi que nous avons, dans l'appareil décrit, utilisé le SUPER RADIO SERVICE de Chauvin-Arnoux, en choisissant les sensibilités 3 V, 30 V et 300 V.

Il va sans dire que d'autres modèles, et en particulier le 460 METRIX, conviennent également pourvu qu'il y ait au moins une sensibilité 500 μ A.

Schéma.

A l'entrée, nous trouvons un répartiteur de tension dont la résistance totale fait 10 M Ω . Un commutateur à trois positions permet d'obtenir les sensibilités 3, 30 et 300 V.

Les deux triodes d'une 12AU7 sont montées en pont, la sortie se faisant sur les cathodes. Le potentiomètre P permet le tarage de l'appareil. Un inverseur K₂,

permet de changer la polarité du contrôleur sans être obligé de retirer les fiches.

Le potentiomètre P₂, monté dans les anodes, sert à régler le zéro de l'appareil. Le pont R₈, R₉ permet d'alimenter convenablement les tubes et d'éviter qu'ils ne soient trop polarisés.

L'alimentation est classique. Plusieurs variantes sont possibles. Emploi d'un redresseur sec, d'un transfo standard 2 \times 250 V (57 mA), etc.

Réalisation.

Le tout sera monté dans un petit coffret en aluminium de 12/10 ou 15/10 d'épaisseur. Les dimensions dépendent du matériel utilisé. Le nôtre fait 180 \times 120 \times 80 (voir photo).

Sur le panneau avant, on trouve : l'interrupteur, l'inverseur de polarité, le commutateur de sensibilité, le réglage de zéro.

Sur le côté, deux fils munis de fiches bananes seront branchés sur la sensibilité 150 μ A du contrôleur.

Le potentiomètre P sera fixé intérieurement. Son axe sera fendu et, après tarage, immobilisé par une goutte de peinture.

Une sonde pour alternatif (fig. 2) peut

être réalisée dans un boîtier en alu de tube américain (genre 6M7, 6Q7, etc.).

Tarage.

Après une quinzaine de minutes de chauffage, le contrôleur étant branché, on fera une mise à zéro précise.

On utilisera alors une batterie d'alu, ou à défaut une grosse pile de 1,5 V débitant dans une résistance de 500 à 1.000 Ω . On mesurera la tension aux bornes avec le contrôleur, puis avec le voltmètre électronique. On agira sur P, de façon à obtenir exactement la même déviation dans les deux cas. P sera alors immobilisé : le tarage est valable pour les trois gammes de sensibilité puisque les résistances d'entrée sont étalonnées.

Note.

Dans le cas où on utiliserait des sensibilités différentes, les résistances R₁, R₂ et R₃ ne seraient évidemment plus les mêmes. On peut les calculer de la façon suivante :

Soit V₁, V₂, V₃, les nouvelles sensibilités dans l'ordre croissant. Exemple : 5, 20, 200 V.

On se donne :

$$R_1 + R_2 + R_3 = R \quad (1) \quad (R = 10 \text{ M}\Omega, \text{ par exemple}).$$

On a :

$$R_2 + R_3 = R \times \frac{V_1}{V_2} \quad (2)$$

$$R_3 = R \times \frac{V_1}{V_3} \quad (3)$$

La résolution de (3) donne R₃, celle de (2) donne R₂ et celle de (1) donne R₁. Exemple, si R = 10 M Ω :

$$R_3 = 10 \times \frac{5}{200} = 0,25 \text{ M}\Omega$$

$$R_2 + R_3 = 10 \times \frac{5}{20} = 2,5 \text{ M}\Omega$$

$$\rightarrow R_2 = 2,25 \text{ M}\Omega$$

$$R_1 = R - (R_2 + R_3) = 10 - 2,5 = 7,5 \text{ M}\Omega$$

J. SEIGEOT.

Valeur des organes (Fig. 1).

- | | |
|--|---|
| R ₁ = 9 M Ω 1 % | P ₂ = 5 k Ω = bobine. |
| R ₂ = 0,9 M Ω 1 % | C ₁ = 1.000 pF céram. |
| R ₃ = 0,1 M Ω 1 % | C ₂ = 1.000 pF céram. |
| R ₄ = 2,2 M Ω | C ₃ } 2 \times 16 μ F |
| R ₅ = 47 k Ω (0,5 W) | C ₄ } (500 V) alu. |
| P ₁ = 20 k Ω Lin. | |
| R ₆ = 47 k (0,5 W) | R ₁ = sera réalisé par |
| R ₇ = 2,2 M Ω | plusieurs résistances |
| R ₈ = 33 k Ω (1 W) | de valeur plus faible |
| R ₉ = 33 k Ω (1 W) | en série. |
| R ₁₀ = 25 k Ω (1 W) | |

$$\text{Ex : } 4 \times 2 \text{ M}\Omega + 1 \text{ M}\Omega$$

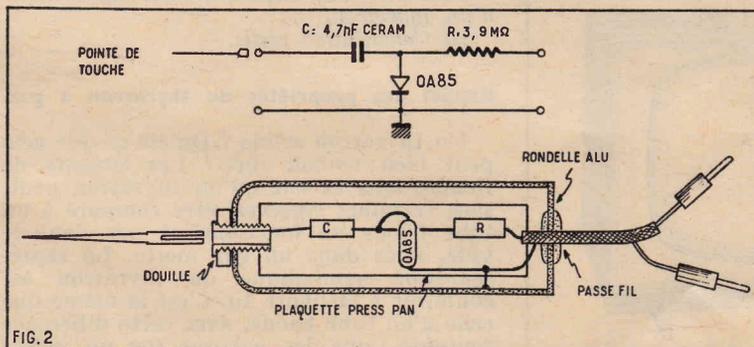


FIG. 2

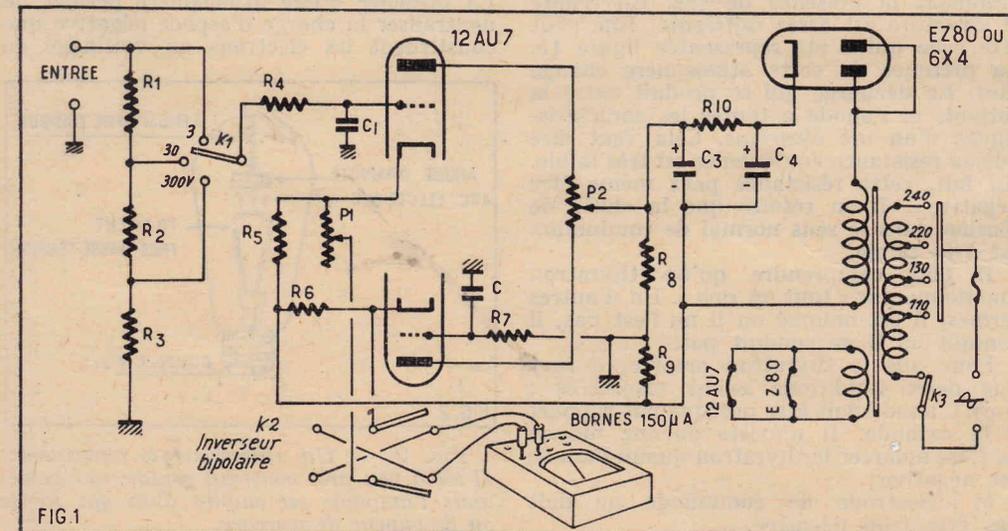


FIG. 1

Mobel

● ROCK 425 ●

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

Ensemble constructeur,

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

Prix: NF 79.20

Pièces détachées complémentaire

Prix: NF 5 175



Dim. : 400 x 305 x 85 mm.

Le jeu de lampes ECH81 - EL84 - EZ80. NF 14.95
 Le HP de 18 cm. NF 22.50
 Le TD Star 4 vitesses. NF 72.25
 En pièces détachées. NF 240.65
 En ordre de marche. NF 256.00

● HIT PARADE HI-FI ●

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

Peut recevoir toutes les platines du commerce.

Ensemble constructeur,

valise, châssis, tissu, boutons. NF 101.40

Toutes les pièces détachées.

NF 51.10

Le jeu de lampes

NF 14.95

HP 21 cm

NF 23.50

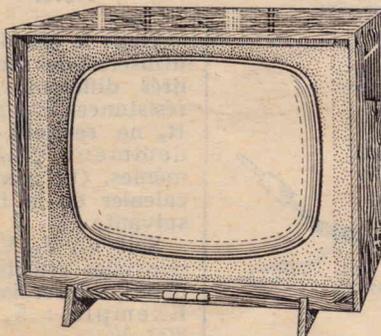
HP 10 cm

NF 16.50



Dim. : 420 x 390 x 210 mm.

COMPLET en pièces détachées. NF 207.45
 Changeur « Melodyne » 4 V, changeur à 45 tours. NF 145.00
 COMPLET, en ordre de marche avec 2 HP. NF 389.50
 Prix. NF 389.50
 Peut se monter avec un troisième HP de 10 cm. NF 16.50
 Supplément. NF 16.50



● TÉLÉ-RECORD 43 ●

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

COMPLET en ordre de marche. NF 799.00

GARANTI UN AN

TAXE 2,85 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

Mobel

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

35, rue d'alsace, 35 PARIS-X^e

Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C. Postal : 3246-25 Paris.

Tél. : NORD 88-25 - 83-21

BON R.-P. 6-60

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

NOM.

ADRESSE.

Numéro du RM (si professionnel).

GALLUS PUBLICITÉ

PARLONS ÉLECTRONIQUE

DU THYRATRON A GAZ AU THYRATRON SOLIDE

par Roger DAMAN, ingénieur E.S.E.

Il n'est pas besoin d'être prophète pour prévoir que les dispositifs à semi-conducteurs prendront une place de plus en plus grande dans les années prochaines. Déjà, dans le domaine des COURANTS FAIBLES, les transistors font une concurrence sérieuse aux tubes électroniques. On peut dire qu'ils ont à peu près complètement conquis le domaine des récepteurs portatifs. Mais ils s'affirment également de plus en plus dans le domaine

des COURANTS FORTS. Les « jonctions » au silicium permettent de réaliser des redresseurs, gros comme une noix, capable de fournir des kilowatts redressés avec des rendements supérieurs à 99 0/0...

Notre collaborateur décrit dans l'article ci-dessous le dernier perfectionnement de ces dispositifs : c'est le redresseur à électrode de commande ou THYRATRON SOLIDE...

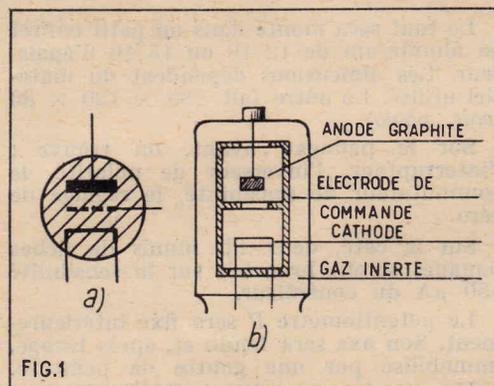


FIG. 1. — a) Représentation symbolique d'un thyatron.
 b) Constitution réelle.

Rappel des propriétés du thyatron à gaz.

Un thyatron solide ? Qu'est-ce que cela peut bien vouloir dire ? Les lecteurs de *Radio-Plans* savent qu'un thyatron peut, sous certaines réserves, être comparé à un tube triode ne fonctionnant pas dans le vide, mais dans un gaz inerte. La représentation symbolique du thyatron est conforme à la figure 1a. C'est la même que celle d'un tube triode, avec cette différence toutefois, que les achures (ou un point) indiquent la présence de gaz. En réalité la structure est assez différente. Elle peut être celle qui a été représentée figure 1b. La présence de cette atmosphère change tout. La décharge qui se produit entre la cathode et l'anode a toutes les caractéristiques d'un arc électrique. Cela veut dire que sa résistance équivalente est très faible. En fait, cette résistance peut même être négative... Il en résulte que la chute de tension dans le sens normal de conduction est très faible.

Il faut comprendre qu'un thyatron fonctionne par « tout ou rien ». En d'autres termes, il est amorcé ou il ne l'est pas, il conduit ou il ne conduit pas.

Pour que le thyatron amorce, il faut que deux conditions soient respectées :

a) L'anode doit être positive par rapport à la cathode. Il n'existe aucun moyen de faire amorcer le thyatron quand l'anode est négative ;

b) L'électrode de commande ne doit pas être trop négative.

L'amorçage est provoqué par la présence d'atomes ionisés dans l'atmosphère du tube. Or, ces ions sont produits par le choc entre les molécules de gaz et les électrons issus de la cathode. Or, si la grille est fortement négative, les électrons sont repoussés vers la cathode et ne peuvent atteindre la vitesse limite d'ionisation.

Il existe, d'ailleurs, un rapport constant entre la tension positive appliquée à l'anode et la tension de grille limite qui provoque l'amorçage.

C'est le rapport de commande.

En agissant sur la tension de l'électrode de commande on peut provoquer l'amorçage à un instant quelconque, à condition que l'anode soit, à ce moment-là, positive par rapport à la cathode.

Les ancêtres du thyatron.

Avant le thyatron, il y a eu les redresseurs à cathode chaude et à atmosphère inerte, dont l'un des plus anciens est sans doute le *Tungar* (ce qui veut dire : cathode de *Tungstène* et atmosphère d'*argon*), figure 2 Il y a eu, et il y a encore, toute une lignée de tubes redresseurs de cette catégorie, pouvant débiter des intensités parfois très élevées, mais ne supportant que des tensions inverses relativement faibles.

Une exception doit être faite cependant pour les *phanotrons* qui fonctionnent dans une atmosphère de vapeurs de mercure. La présence d'une atmosphère permet de neutraliser la charge d'espace négative que constituent les électrons au voisinage de

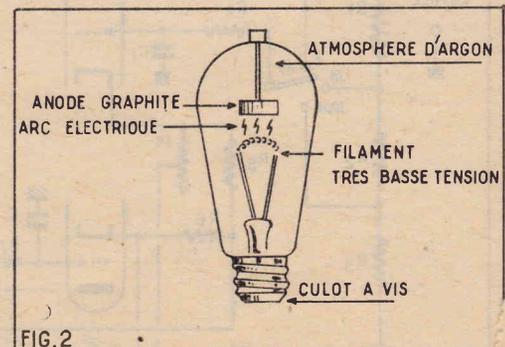


FIG. 2. — Un redresseur à atmosphère Il est à peu près construit comme une val mais l'ampoule est remplie d'un gaz inerte ou de vapeur de mercure.

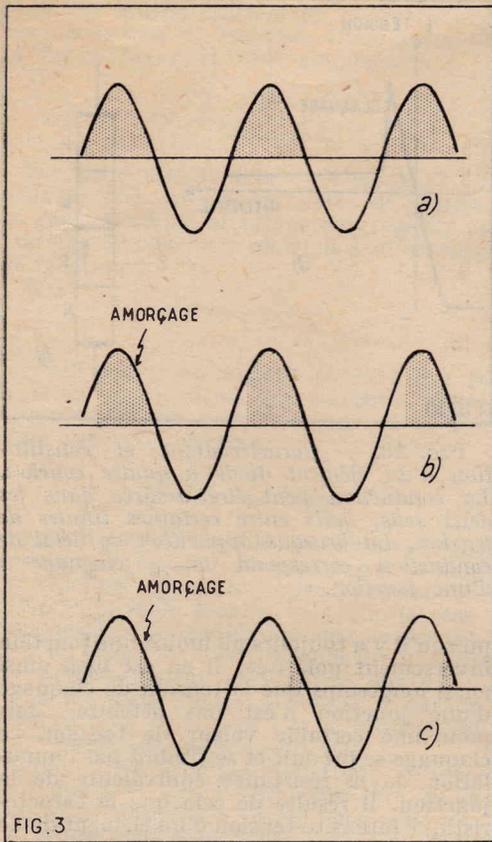


FIG. 3

FIG. 3. — Comment on peut obtenir une puissance variable en provoquant l'amorçage du thyatron à des moments différents de l'alternance positive. En a, le redresseur fonctionne à pleine puissance. En b, il s'agit d'une puissance moyenne. En c, la puissance est très faible.

la cathode. Il en résulte que la chute de tension dans le tube est beaucoup plus faible : généralement inférieure à 15 V et qu'il est, par conséquent, possible d'atteindre des intensités très élevées.

Ces tubes constituent, avant tout, des redresseurs ou des valves. Dès que la tension instantanée positive d'anode atteint une vingtaine de volts, l'arc s'amorce et le tube devient conducteur. En revanche, aucun amorçage ne peut se produire normalement quand la tension d'anode est négative par rapport à la cathode.

Le type de décharge qui se produit dans le tube est encore un arc électrique.

Tous ces tubes ont en commun une caractéristique : ce sont les électrons de la cathode qui assurent le transport du courant. Il faut donc que la cathode soit prévue pour supporter l'intensité de crête.

De plus, il faut naturellement prévoir une certaine puissance électrique pour chauffer la cathode. Cette puissance intervient obligatoirement dans la détermination du rendement. Pour améliorer cette situation, on cherche à construire des cathodes à très haut rendement électronique (c'est-à-dire qui donnent une très forte émission électronique pour une faible dépense de puissance de chauffage). On est arrivé à des caractéristiques étonnantes, mais de telles cathodes ont nécessairement une très grande inertie thermique. Il faut appliquer la tension de chauffage longtemps avant de pouvoir utiliser le tube... parfois plus d'une demi-heure !

Le thyatron est un redresseur à électrode de commande.

Le thyatron est, comme les tubes précédents, un redresseur, puisque le courant ne peut circuler que dans un seul sens. Il faut que l'anode soit positive.

Mais la seconde condition, énoncée plus haut, relative à la tension de la grille de commande, permet d'obtenir de nombreux raffinements techniques. C'est ainsi, par exemple, qu'on peut « doser » la puissance fournie par la redresseur en réglant le moment où l'arc éclate dans le tube.

C'est le principe du contrôle par déphasage qui a déjà été exposé ici même.

Nous en rappelons cependant les éléments (fig. 3).

En a, on provoque l'amorçage de l'arc au début de chaque alternance positive, c'est-à-dire, comme dans un redresseur ordinaire. La puissance redressée est alors maximale.

En b, l'amorçage a lieu plus tard. La puissance est plus réduite. Pour obtenir ce résultat, il suffit de déphaser la tension appliquée à l'électrode de commande.

En c, l'amorçage a lieu tout à fait en fin d'alternance négative. La puissance est presque nulle. Elle pourrait même être tout à fait nulle si on bloquait complètement le tube.

Ces variations de puissance obtenue uniquement par déphasage n'introduisent aucune perte. Ce n'est donc pas du tout comme lorsqu'on introduit une résistance de réglage ou un rhéostat dans un circuit. Dans ce cas, les pertes par effet joule réagissent nécessairement sur le rendement.

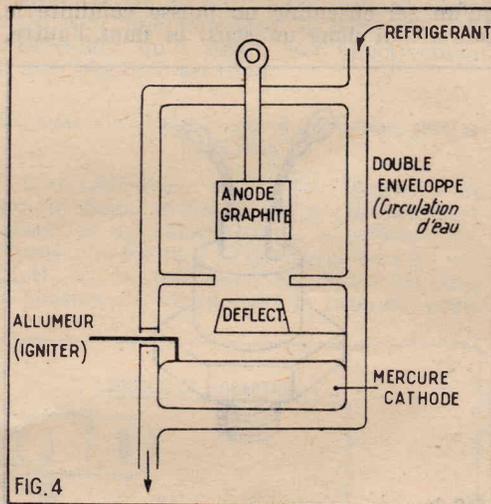


FIG. 4

FIG. 4. — Coupe d'un IGNITRON. La cathode est un bain de mercure liquide. On provoque l'amorçage en appliquant une tension suffisante entre l'électrode d'allumage (igniter) et le mercure. Il se produit un arc en surface. Les ions diffusent dans l'atmosphère intérieure et provoquent d'une manière pratiquement instantanée l'allumage de l'arc principal entre l'anode et le bain de mercure.

L'ignitron.

Un autre redresseur à électrode de commande est l'ignitron dont le principe est représenté sur la figure 4. La cathode n'est plus « chaude », c'est un bain de mercure dans lequel plonge un crayon de semi-conduction réfractaire, non mouillé par le liquide. L'anode est un bloc de graphite. Le tout est placé dans une enveloppe d'acier inoxydable entre les parois de laquelle peut circuler l'eau de refroidissement. Quand on applique une tension positive de quelques centaines de volts entre l'allumeur (ou igniter) et le mercure se produit un arc. L'ionisation qui en résulte amorce instantanément la décharge principale entre l'anode et le mercure. Un déflecteur évite l'action directe de l'arc sur le mercure.

Le système se comporte sensiblement comme un thyatron, à cette différence près, que l'allumeur provoque l'amorçage, alors que, dans le thyatron, c'est l'élec-

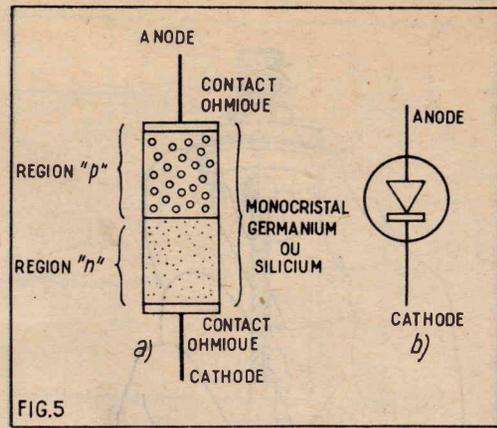


FIG. 5

FIG. 5. — En a, constitution d'un redresseur à jonction.

b) Représentation symbolique.

trode de commande qui empêche l'amorçage de se produire.

L'ignitron est un redresseur beaucoup plus puissant. L'intensité de crête n'est pas limitée par les possibilités d'émission de la cathode et certains ignitrons peuvent atteindre des intensités de crête dépassant 10.000 A. Une batterie d'ignitrons peut fort bien alimenter une locomotive électrique.

Le système est toutefois relativement compliqué : la tension d'allumage doit, par exemple, être fournie par un thyatron, capable de fournir déjà une certaine puissance.

Le redresseur à semi-conducteur.

Si nous nous tournons maintenant du côté des semi-conducteurs, nous allons découvrir des équivalents à ces dispositifs à gaz. Et l'évolution industrielle actuelle suggère que ces nouveaux venus pourraient bien un jour prendre la place des anciens... Nos lecteurs connaissent bien les diodes de germanium et de silicium à pointe. Mais il s'agit là de dispositif pour courants faibles. Il y a aussi les redresseurs pour courants forts. Ceux-ci sont constitués par des jonctions.

Une jonction, c'est dans le même monocristal, la juxtaposition d'une région N et d'une région P (fig. 5a), ce qui se repré-

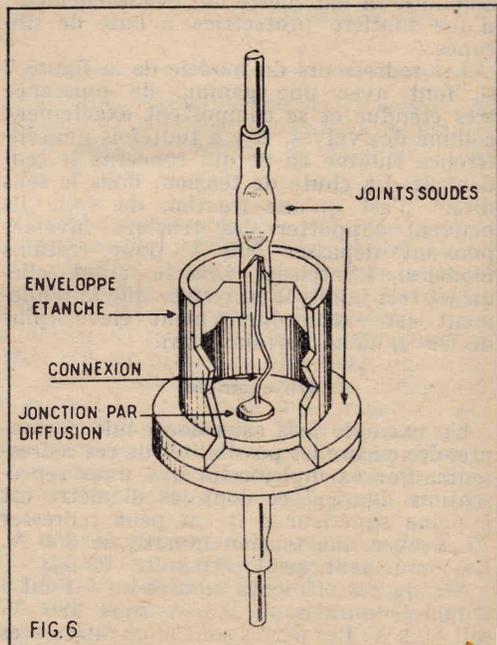


FIG. 6

FIG. 6. — Réalisation pratique d'un redresseur à jonction.

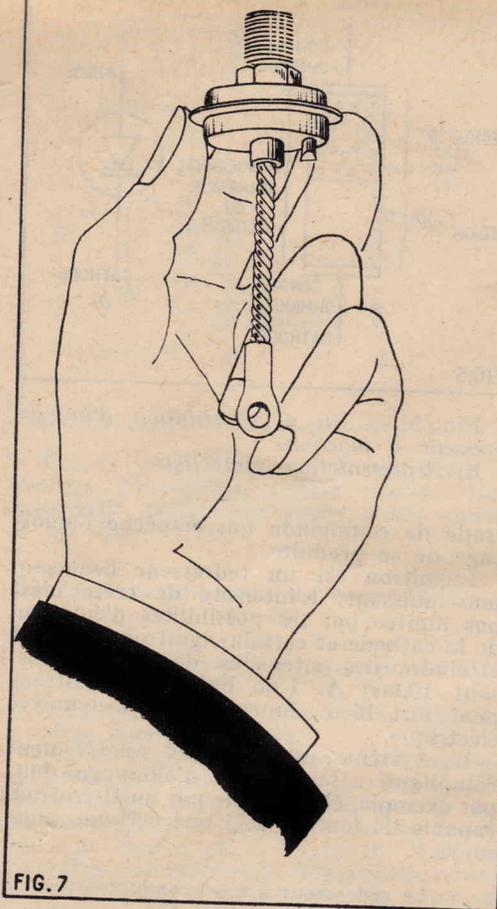


FIG. 7

Fig. 7. — Ce dessin permet d'apprécier exactement la grandeur d'un redresseur à jonction pouvant fournir 10 kW.

sente symboliquement comme la figure 5 b. Dans la pratique des redresseurs industriels, le silicium a remplacé presque totalement le germanium, pour la simple raison qu'il peut supporter des températures supérieures à 150° centigrades, alors que la jonction de germanium perd ses propriétés à 75 ou 80 degrés.

La réalisation pratique prend généralement l'aspect de la figure 6. L'élément actif est placé dans une enveloppe étanche, emplie d'un gaz inerte ou, éventuellement, d'une matière protectrice à base de silicium.

Les redresseurs du modèle de la figure 7 se font avec une gamme de puissance très étendue et se comportent exactement comme des valves. Il y a toutefois une différence énorme en ce qui concerne le rendement. La chute de tension, dans le sens direct n'est qu'une fraction de volt. Ils peuvent supporter des tensions inverses pouvant dépasser 500 V pour certains modèles. L'intensité inverse étant elle-même très faible, il en résulte que le rendement est extraordinairement élevé (plus de 99 % dans certains cas).

Un exemple.

Un exemple fera sans doute mieux comprendre encore les possibilités de ces redresseurs. Par exemple, celui que nous représentons figure 7 et dont les diamètre est à peine supérieur à 3 cm peut redresser 75 A avec une tension inverse de 300 V. Le rendement peut atteindre 99%.

Six de ces éléments montés en « Pont » triphasé fournissent 215 A sous 280 V, soit 60 kW. Les pertes sont alors inférieures à 500 W.

Le refroidissement peut être assuré par un radiateur en cuivre ou par circulation

à 10.000 heures.

Le thyatron solide.

Ces redresseurs fonctionnent exactement comme des valves et sont l'équivalent solide du thyatron, ou, plus exactement, de l'ignitron.

L'aspect extérieur est celui que nous avons représenté sur la figure 8. C'est exactement le même que pour les éléments précédents avec cette différence que l'électrode de contrôle (ou *gate*, c'est-à-dire en français : *seuil*) correspond à une connexion supplémentaire.

La disposition électrique est donnée sur la figure 9a. C'est donc une structure comportant trois jonctions successives. La première zone « N », correspond à la cathode et la dernière zone « P » à l'anode. L'ensemble constitue un monocristal de silicium. A notre connaissance, il n'existe pas de tels éléments à base de germanium. La représentation symbolique est donnée sur la figure 9b, elle parle d'elle-même.

La diode « à quatre couches ».

Pour comprendre le fonctionnement du thyatron solide, il faut d'abord faire abstraction de l'électrode de commande. Nous obtenons ainsi un élément diode dit à quatre couches. A priori, il semble bien qu'un tel ensemble ne puisse conduire le courant ni dans un sens, ni dans l'autre,

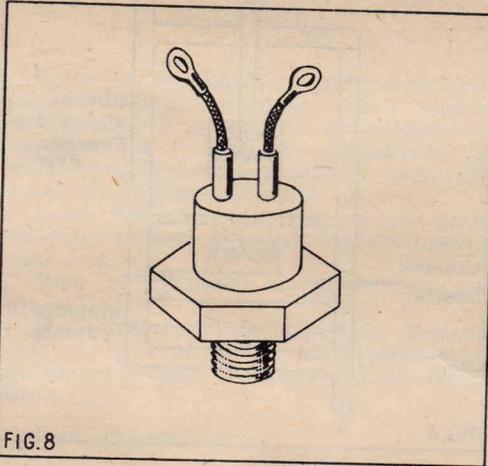


FIG. 8

Fig. 8. — Extérieurement, le redresseur à électrode de commande ne se distingue du redresseur normal que par la présence d'une connexion supplémentaire.

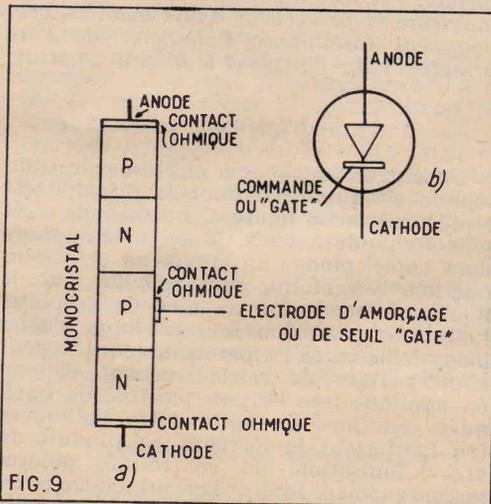


FIG. 9

Fig. 9. — Le redresseur à électrode de commande est, en réalité, un élément diode à quatre couches.

L'électrode d'amorçage correspond à la seconde couche en partant de la cathode.

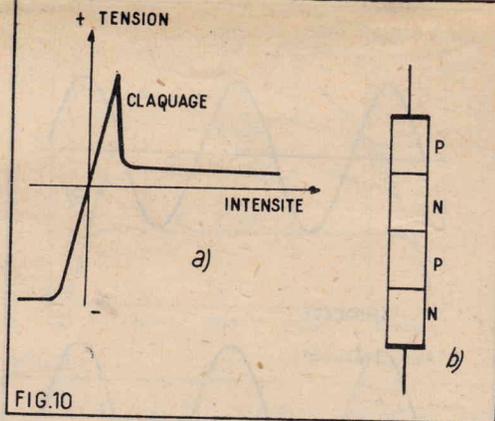


FIG. 10

Fig. 10. — Caractéristique et constitution d'un élément diode à quatre couches. La conduction peut être assurée dans les deux sens, mais entre certaines limites de tension. La brusque apparition de l'état de conduction correspond au « claquage » d'une jonction.

puisqu'il y a toujours au moins une jonction inversement polarisée. Il en est bien ainsi aussi longtemps que la tension de claquage d'une jonction n'est pas atteinte. Mais pour une certaine valeur de tension, ce claquage se produit et se traduit par l'annulation de la résistance équivalente de la jonction. Il résulte de cela que la caractéristique intensité-tension d'un élément diode à quatre couches se présente comme nous l'indiquons sur la figure 10a.

Mais on peut aussi provoquer artificiellement le claquage de la jonction, il suffit, pour cela, de lui appliquer une brève impulsion dans le sens direct. C'est précisément ce qu'on peut obtenir dans le thyatron solide, grâce à l'électrode supplémentaire.

Revenons au thyatron-solide.

Quand l'anode est négative par rapport à la cathode, un tel ensemble présente une impédance pratiquement infinie pour la tension nominale d'emploi.

Mais si la tension s'inverse, l'impédance reste pratiquement la même. Pour que « l'amorçage » se produise, il faut appliquer une impulsion positive à l'électrode de commande, exactement comme dans un ignitron.

Après l'application du signal d'allumage (pratiquement au bout de 1 à 3 microsecondes) le système devient brusquement conducteur. Pour l'intensité directe normale, la chute de tension est comprise entre 0,8 et 1,5 V. L'intensité dans le circuit extérieur ne dépend pratiquement plus que de la résistance du circuit d'utilisation.

Toujours comme dans un ignitron, cet état de conduction demeure aussi longtemps que l'anode est positive par rapport à la cathode. La disparition du signal d'allumage n'a aucune action. Quand l'amorçage est réalisé, c'est comme s'il n'y avait plus d'électrode de commande.

Pour que le blocage du courant se produise de nouveau, il faut que le courant cesse de circuler pendant une durée de l'ordre de 10 à 20 microsecondes.

Nous reproduisons figures 11a et 11b les caractéristiques d'allumage d'un redresseur pouvant fournir 16 ampères, dans les plus conditions (entre - 65° centigrades et + 125). A la plus basse température, il faut 80 mA sous 3 V, ce qui correspond à la puissance négligeable de 240 mW. La durée d'application du signal d'allumage doit être d'au moins 6 microsecondes.

Si la durée des impulsions d'allumage est plus courte, il faut que leur amplitude soit proportionnellement plus grande. Par exemple, il faudrait atteindre 160 mA pour une

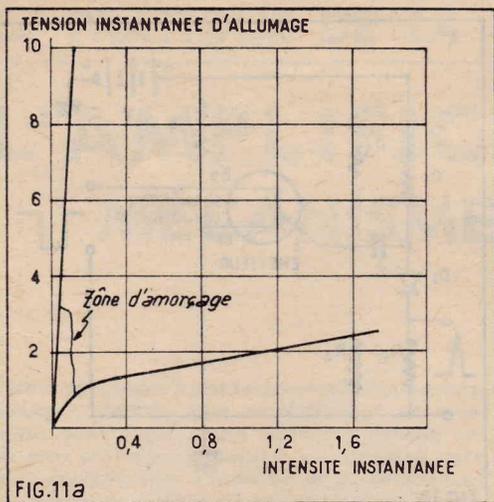


FIG.11a

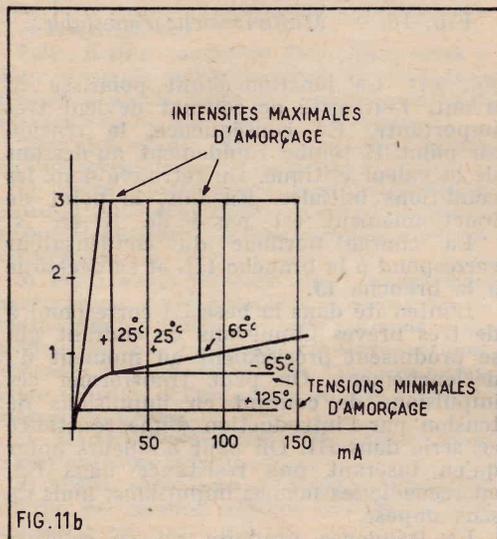


FIG.11b

FIG. 11. — a) Caractéristique d'allumage d'un redresseur au silicium à électrode de commande.

b) On a représenté ici la caractéristique pour les faibles tensions et l'influence de la température.

impulsion de 3 microsecondes et 480 mA pour une impulsion d'une microseconde. Le même diagramme nous apprend qu'il suffit d'une impulsion de 25 mA seulement pour une température de 125°.

On pourrait, certes, emprunter l'impulsion d'allumage à la source générale d'alimentation, mais on obtiendrait ainsi une tension sinusoïdale. Il est beaucoup plus intéressant de pouvoir disposer d'une impulsion très courte de grande amplitude. C'est encore un dispositif à semi-conducteur qui permet d'obtenir ce résultat.

Le transistor unijonction.

Extérieurement, un transistor unijonction se présente comme un transistor ordinaire, on distingue en effet trois fils de sortie. Mais la disposition intérieure est tout à fait différente. Elle correspond à la figure 12 a.

Une barrette de silicium N porte à ses deux extrémités deux contacts ohmiques qui correspondent aux deux liaisons de bases B1 et B2. Entre les deux, plus proche cependant de B2, est relié l'émetteur par l'intermédiaire d'une jonction. C'est dire que la connexion aboutit à une zone P.

Réalisons maintenant le montage de la figure 13. La résistance entre B1 et B2 est de nature purement ohmique. Elle varie naturellement avec le type de transistor unijonction et la température et est généralement comprise entre 3.000 et 20.000 Ω.

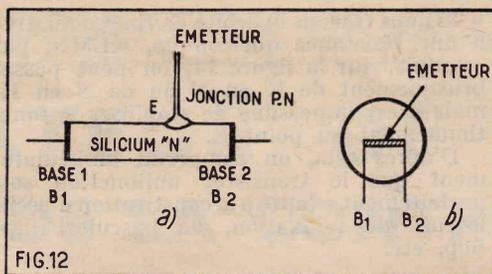


FIG.12

FIG. 12. — a) Le transistor unijonction. Il est constitué par une barre de silicium portant deux contacts ohmiques, correspondant aux deux bases B1, B2.

L'émetteur est une jonction P-N placée plus près de la base B2 que de la base B1.

b) Représentation symbolique du transistor unijonction.

La tension de B2 est positive par rapport à celle de B1. Ainsi, entre les deux bases B1-B2 s'établit un gradient de potentiel qui dépend de la tension appliquée. Si cette tension est de 20 V, le potentiel du point milieu est évidemment de 10 B.

Le potentiel du point E dépend naturellement de la position géométrique occupée par la jonction « émetteur ». Supposons qu'elle soit, par exemple, de 8 V pour fixer les idées.

Appliquons maintenant une tension positive croissante équivalente à l'émetteur. Pour les tensions faibles, inférieures à 8 V, la résistance à la jonction est extrêmement élevée. Il en résulte que l'intensité

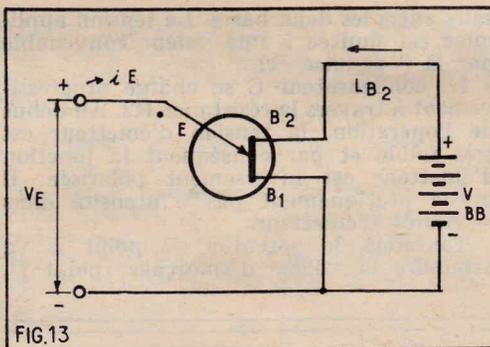


FIG.13

FIG. 13. — Schéma permettant de relever les caractéristiques du transistor unijonction.

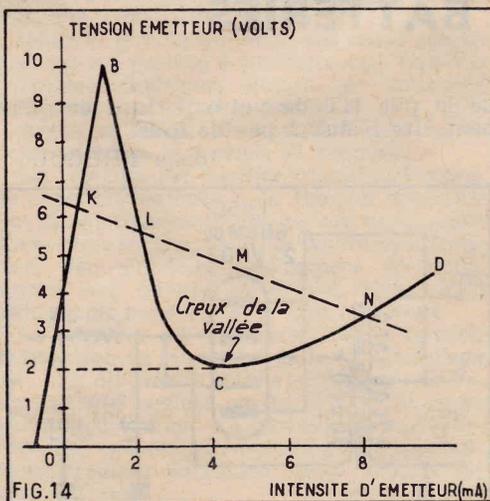


FIG.14

FIG. 14. — La caractéristique d'émetteur du transistor unijonction est obtenue en augmentant progressivement l'intensité d'émetteur. En B se produit l'amorçage. Le minimum de tension correspond à la « vallée ». La branche BC correspond à une résistance négative.

du courant qui circule dans la branche « émetteur » est négligeable, elle ne dépasse pas, en pratique, quelques microampères. Mais tout va changer quand cette tension atteindra et dépassera 8 V. En effet, la jonction devient alors directement polarisée et sa résistance équivalente devient brusquement très faible. On est encore en présence d'un véritable déclenchement.

Caractéristique du transistor unijonction.

Pour une tension donnée appliquée entre les deux bases, on peut relever une caractéristique donnant la tension d'émetteur en fonction de l'intensité d'émetteur.

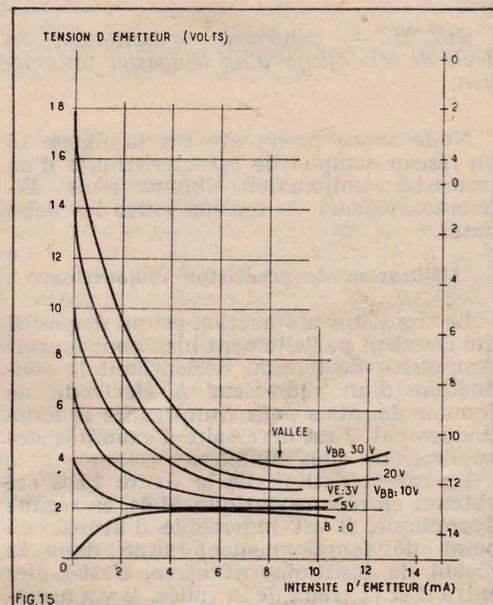


FIG.15

FIG. 15. — Réseau de caractéristiques d'un transistor unijonction industriel (G.E.).

En augmentant l'intensité d'émetteur depuis le point A (fig. 14), on constate que la tension entre émetteur et base augmente d'abord très rapidement de A en B. Mais en B se produit ce qu'on pourrait appeler l'amorçage, la tension décroît rapidement jusqu'au point C qui est appelé la région de vallée. Après quoi, la tension remonte beaucoup plus lentement de C en D.

La région AB est dite de coupure. Dans la région BC, une augmentation d'intensité correspond à une diminution de tension. Il s'agit donc d'une résistance négative. Au-delà du point CI de C en D, il s'agit de la région de saturation.

La forme de cette caractéristique peut s'expliquer de la manière suivante. En l'absence de courant d'émetteur le potentiel le long de la barre de silicium est distribué d'une manière parfaitement régulière. Mais la présence des « trous » injectés par l'émetteur modifie cette distribution, ce qui change le sens de la polarisation entre émetteur et base.

Pour des faibles valeurs d'intensité, la jonction est positivement polarisée et, en conséquence, fonctionne exactement comme un « émetteur », c'est-à-dire, injecte des porteurs de charge. Mais pour une plus forte intensité, la jonction est négativement polarisée, et l'électrode agit alors non plus comme un émetteur mais comme un collecteur.

On peut déterminer la position du point B au moyen de la relation simple suivante :

$$V_B = \eta V_{BB} - V_D$$

η est une constante qui dépend du transistor.

V_{BB} la tension appliquée entre les deux bases.

V_D une tension qui est généralement de 0,7 V.

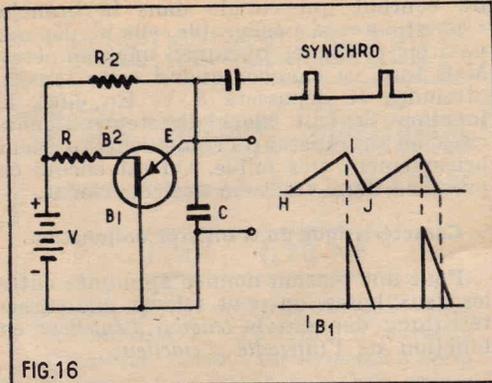


FIG. 16. — Générateur d'oscillation en dents de scie équipé d'un transistor unijonction.

Nous avons représenté sur la figure 15 un réseau complet de caractéristiques d'un transistor unijonction obtenu pour différentes valeurs de tension entre les deux bases.

Utilisation du transistor unijonction.

Le transistor unijonction est un dispositif qui convient parfaitement bien pour fournir l'impulsion de tension déclenchant la conduction d'un redresseur à électrode de commande. Mais pour comprendre le fonctionnement, il est nécessaire d'examiner des applications plus simples.

La caractéristique de la figure 14 a été obtenue en régime statique. Mais, en régime dynamique, il est impossible d'utiliser un point de fonctionnement situé dans la région de résistance négative, c'est-à-dire entre B et C, creux de la vallée. Il y a nécessairement une instabilité qui fait passer très rapidement le point de fonctionnement d'une position située entre A et B à une autre position située entre CD. En d'autres termes, on passe presque instantanément d'un fonctionnement stable, à résistance positive à un autre fonctionnement stable, à résistance également positive.

Si nous traçons la droite de charge relative à une résistance quelconque, KLMN, par exemple, sur la figure 14, on peut passer brusquement de K en N ou de N en K, mais il est impossible de stabiliser le fonctionnement au point L.

D'après cela, on comprend immédiatement que le transistor unijonction soit parfaitement adapté à la constitution d'oscillateurs de relaxation, de bascules, flip-flop, etc.

Générateur de dents de scie.

Considérons le schéma de la figure 16. Analysons son fonctionnement. La source V maintient le gradient de potentiel néces-

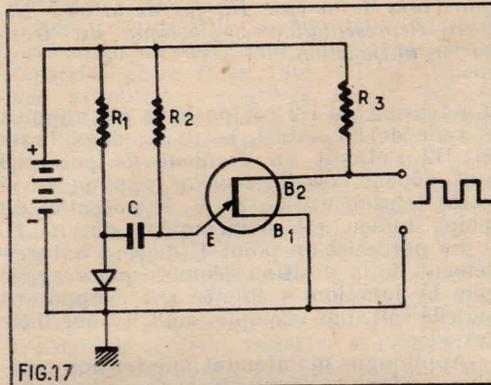


FIG. 17. — Multivibrateur à transistor unijonction.

saire entre les deux bases. La tension appliquée est limitée à une valeur convenable par la résistance R1.

Le condensateur C se charge progressivement à travers la résistance R2. Au début de l'opération, la tension d'émetteur est très faible et par conséquent la jonction d'émetteur est inversement polarisée. Il n'y a pratiquement pas d'intensité dans le circuit d'émetteur.

Toutefois, le potentiel du point E va atteindre la valeur d'amorçage (point B,

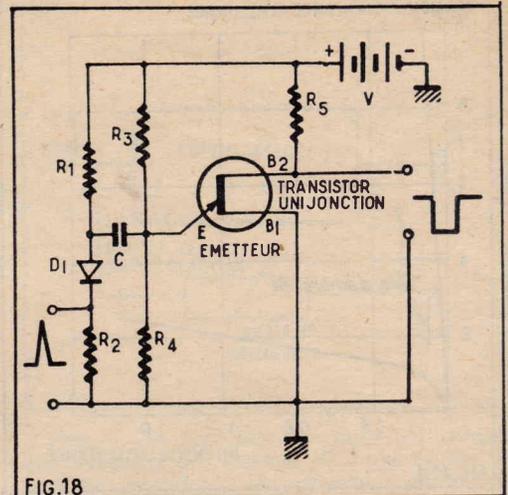


FIG. 18. — Multivibrateur monostable.

fig. 14). La jonction étant polarisée en avant, l'intensité de courant devient très importante. En conséquence, la tension au point E tombe rapidement au-dessous de la valeur critique. On retrouve donc les conditions initiales. En fait, le point de fonctionnement est passé de K en N.

La charge normale du condensateur correspond à la branche HL et sa décharge à la branche IJ.

L'intensité dans la base B1 correspond à de très brèves impulsions de courant qui se produisent précisément au moment du déclenchement. On peut transformer ces impulsions de courant en impulsions de tension par l'introduction d'une résistance en série dans B1. On peut d'ailleurs noter qu'en insérant une résistance dans B2, on recueille les mêmes impulsions, mais de sens opposé.

La fréquence produite est en relation avec la constante de temps C R2. Elle dépend aussi de la grandeur de la tension d'alimentation.

Le système peut fonctionner librement sur sa fréquence propre.

On peut aussi l'asservir à une fréquence donnée au moyen d'impulsions de synchronisation qui sont appliquées à l'émetteur. Dans ce cas, comme chaque fois qu'il s'agit d'une synchronisation par déclenchement, il faut que la fréquence propre du système soit plus faible que la fréquence d'asservissement. La figure 17 représente un montage auto-oscillateur de même principe que le précédent, mais permettant d'obtenir des tensions en créneaux.

Multivibrateur monostable.

Le transistor unijonction permet de réaliser des relaxateurs *monostables*, c'est-à-dire des dispositifs fournissant une impulsion d'amplitude et de durée déterminée sous l'influence d'un signal de commande qui est généralement une impulsion courte.

Nous avons représenté un tel montage sur la figure 18.

Conclusion.

La combinaison d'un transistor unijonction fournissant des impulsions de commande et d'un redresseur à silicium avec électrode de commande (thyatron solide) permet de réaliser des contrôles de puissance dans d'étonnantes conditions. Entre la puissance de contrôle et la puissance fournie, le rapport peut être voisin du million... De plus, il est facile d'asservir ce contrôle à une grandeur quelconque : tensions intensité, vitesse d'un moteur, etc.

Nous examinerons dans un prochain article les montages qui permettent d'arriver à ces étonnants résultats.

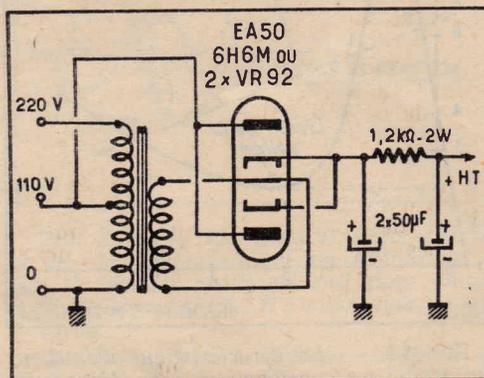
ALIMENTATION POUR POSTE BATTERIES

La vogue des transistors a fait abandonner les postes batteries, qui sont, reconnaissons-le, d'un entretien assez coûteux.

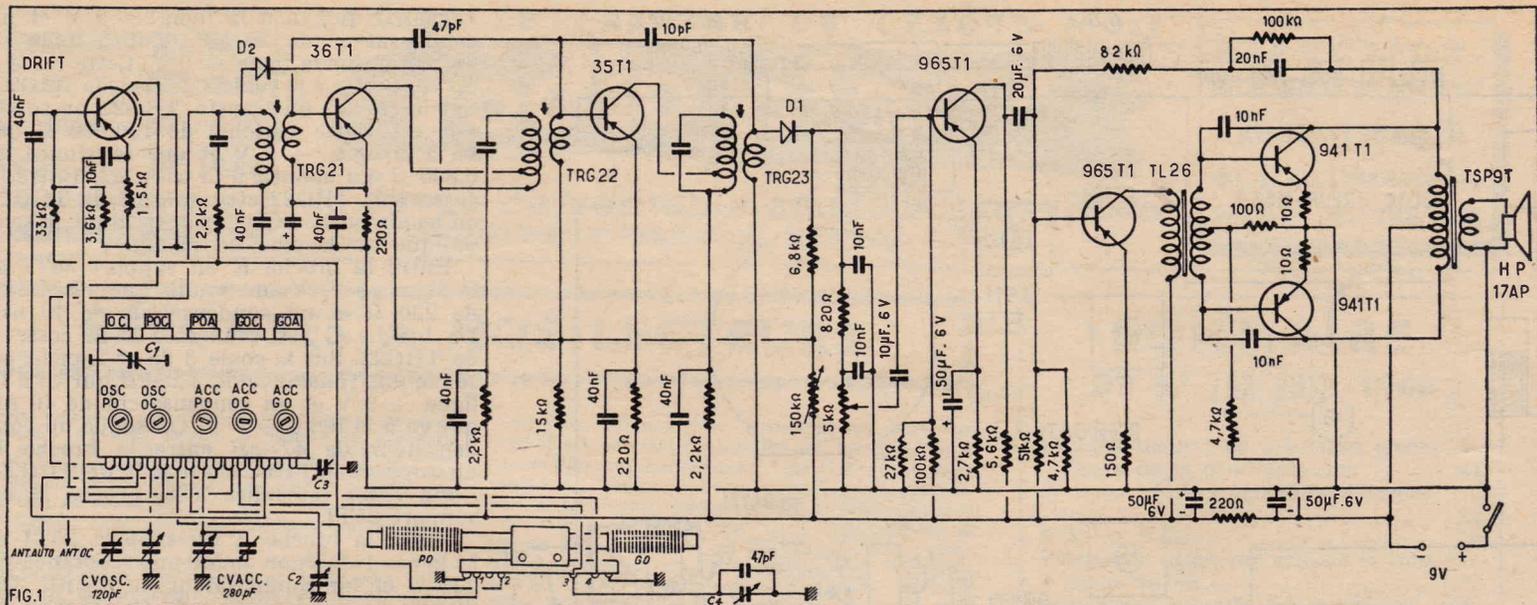
Nombreux sont les amateurs qui possèdent cependant des postes de ce genre et c'est à leur intention que nous présentons la petite « alimentation » ci-après. A la vue de ce schéma, vous allez évidemment dire : « Il n'a rien inventé » et vous aurez raison car ce mode d'alimentation existe depuis très longtemps. Pour les postes portatifs, on peut, en effet, très bien se passer de transformateur, et employer comme valve une 117Z3, mais celle-ci ne se trouve pas partout, elle est assez rare, coûteuse et encombrante. Et pour le 220 V? Employez une résistance chutrice pour le filament ne serait pas très rationnel. Alors, il ne vous restera plus qu'à étudier notre schéma, et vous vous apercevrez que le transfo employé peut très bien être un vieux transfo de HP push-pull, du fait de la faible consommation de la 6H6-M (6UO, 3 A). Vous vous rappellerez que la 6H6-M est très petite, et vous en déduirez que l'ensemble se loge aisément à la place

de la pile HT de votre portatif et qu'il peut être réalisé à peu de frais.

Jean FRECOU



Le transfo est un vieux transfo de modulation push-pull primaire : 3.000 Ω plaque à plaque, secondaire 2,5 à 3 Ω (2,5 de préférence) l'électrochimie sera un double en alu de 175 V.



UN RÉCEPTEUR PORTATIF A 7 TRANSISTORS

COUVRANT LES GAMMES PO-GO ET OC

Ce récepteur met en œuvre les dernières acquisitions techniques en matière de transistors. En particulier l'étage changeur de fréquence est équipé par un transistor Drift dont la fréquence de coupure a une valeur élevée, ce qui lui confère un excellent rendement sur la gamme OC, où il permet des réceptions équivalentes à celles obtenues avec un appareil à lampes.

L'amplificateur BF a été étudié avec un soin particulier de façon à obtenir la meilleure musicalité possible. Cette fidélité de reproduction est obtenue d'abord par une adaptation judicieuse des transistors et ensuite par l'utilisation d'un circuit de contre-réaction améliorant la reproduction des fréquences graves.

Le schéma (fig. 1).

Nous y voyons un étage changeur de fréquence, deux étages MF, un détecteur, un étage préamplificateur BF, un étage driver et un étage final push-pull.

Ainsi que nous l'avons déjà dit, l'étage changeur de fréquence est équipé par un transistor Drift. Ce dernier peut être un OC171, un SFT117 ou un 2N372. Il est associé à un bloc de bobinages à clavier OREOR 1153 T et à un cadre ferrite C20.

Le bloc est prévu pour la réception de la gamme OC, sur antenne télescopique contenue dans le récepteur, de la gamme PO, soit sur cadre, soit sur antenne auto, de la gamme GO, soit sur cadre, soit sur antenne auto. A cet effet, il est doté d'un commutateur à 5 touches. Lorsque la réception des PO et GP se fait sur cadre, les enroulements de ce dernier forment avec un CV de 280 pF le circuit d'entrée. Lorsque la réception se fait avec l'antenne auto, ces enroulements sont remplacés par des bobinages appropriés contenus dans le bloc, qui comprend également les enroulements oscillateurs pour les trois gammes. Ces derniers sont accordés par un CV de 120 pF.

Le circuit d'entrée attaque la base du transistor par un condensateur de 40 nF. La polarisation de cette base est donnée

par un pont de résistances (3.600 Ω coté + 9 V, 33.000 Ω coté - 9 V). Les enroulements oscillateurs sont insérés de façon classique dans les circuits émetteur et collecteur. Côté émetteur la liaison se fait par un condensateur de 10 nF et une résistance de 1.500 Ω. L'enroulement placé dans le circuit collecteur est en série avec le primaire du premier transformateur MF (TRG21). Ce circuit contient en outre une cellule de découplage formée d'une résistance de 2.200 Ω et d'un condensateur de 40 nF.

Le secondaire de TRG21 attaque la base du premier transistor MF qui est un 36TI. Le transistor qui équipe le second étage MF est un 35 TI. La liaison entre le circuit collecteur du 36 TI et la base du 35 TI se fait par le transformateur TRG22. La liaison entre le circuit collecteur du 35 TI et la diode détectrice est obtenue par un troisième transfo MF (TRG23). Les deux étages MF sont pratiquement similaires. Vous pouvez remarquer en effet que le circuit collecteur de chaque transistor contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 2.200 Ω et d'un condensateur de 40 nF. La résistance de stabilisation du circuit émetteur est identique pour les deux étages (220 Ω). Elle est découplée par un condensateur de 40 nF. La polarisation de base des deux transistors est obtenue par un pont commun. La branche de ce pont allant au + 9 V est une résistance réglable de 150.000 Ω. L'autre branche est formée par une 6.800 Ω. Cette résistance constitue par ailleurs avec un condensateur de 20 nF la cellule de constante de temps du circuit VCA qui agit sur les deux étages MF. Ainsi que nous le verrons, la tension de commande de ce régulateur est fournie par le circuit de détection. Un second circuit de régulation antifading est constitué par la diode D2 branchée entre le primaire du transfo TRG21 et le primaire du transfo TRG22. Cette diode redresse le signal MF prélevé sur le primaire de TRG21 et fait apparaître une composante de courant continu proportionnelle à l'intensité du signal capté. Ce courant continu est en opposition avec

le courant collecteur du transistor 36TI et par conséquent réduit ce dernier et l'amplification du transistor. Ainsi, l'amplification procurée par cet étage est inversement proportionnelle à l'intensité du signal capté. On obtient bien par ce procédé un contrôle automatique du gain autrement dit une régulation qui permet de compenser les variations occasionnées par le fading. On comprend aisément que l'action conjuguée des deux dispositifs procurent une régulation très efficace.

Pour éviter les oscillations spontanées, les deux étages MF sont neutrodynés, le premier par un condensateur de 47 pF et le second par un condensateur de 10 pF.

Le circuit de détection qui contient la diode D1 se compose en outre d'une cellule de blocage HF formée d'une résistance de 820 Ω et d'un condensateur de 10 nF et d'un potentiomètre de volume de 5.000 Ω shunté par un condensateur de 10 nF. La tension de VCA est prise au point 'situé entre la diode et la cellule de blocage.

Le signal BF prélevé sur le curseur du potentiomètre est appliqué par un condensateur de 10 μF à la base d'un transistor 965 TI qui équipe l'étage préamplificateur BF. La polarisation de cette base est fournie par un pont de résistance (27.000 Ω côté + 9 V et 100.000 Ω côté - 9 V). La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 2.700 Ω et est découplée par un condensateur de 50 μF. La résistance de charge du circuit collecteur fait 5.600 Ω.

L'attaque de la base du transistor driver, un 965 TI se fait par un condensateur de 20 μF. Le pont de base de ce transistor se compose d'une 4.700 Ω allant au + 9 V et d'une 51.000 Ω allant au - 9 V. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 150 Ω. Cette résistance n'est pas découplée par un condensateur, elle procure donc pour les courants BF un effet de contre-réaction qui réduit les distorsions de cet étage. Le circuit collecteur du 965TI est chargé par le primaire du transfo BF servant à l'attaque du push-pull final. La ligne - 9 V commune à tous les étages que nous venons d'examiner contient une cel-

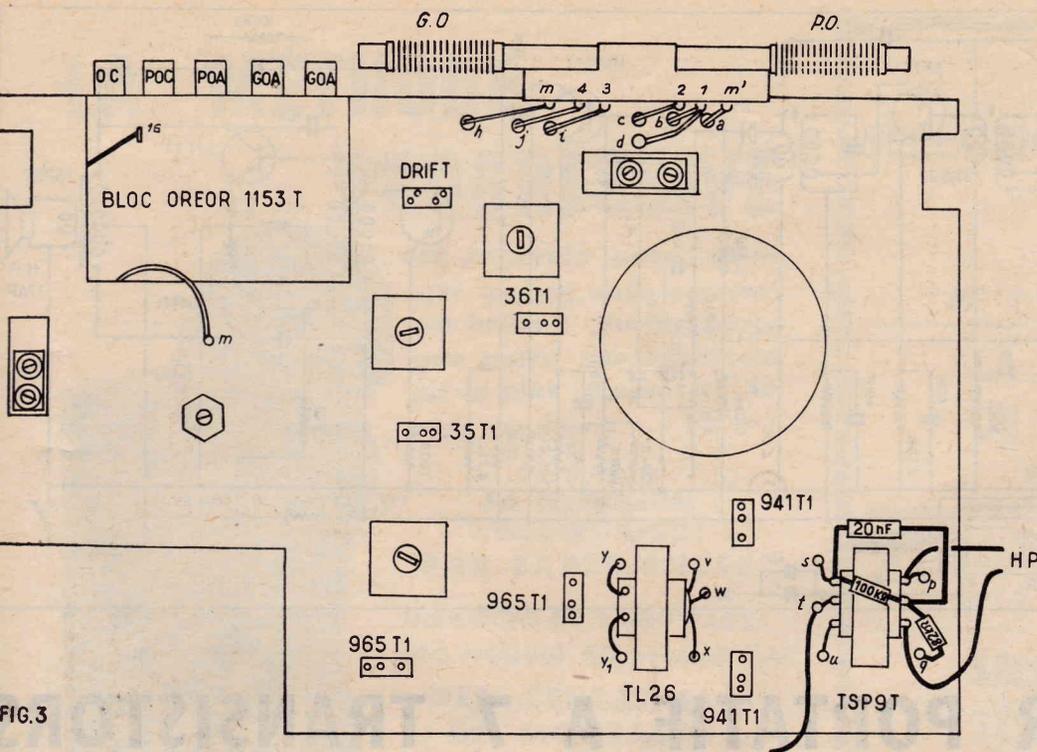


FIG. 3

lule de découplage formée d'une résistance de 220Ω et d'un condensateur de $50 \mu\text{F}$.

L'étage final est équipé par deux transistors 941TI montés en classe B. La base de chacun d'eux étant attaquée par une extrémité du secondaire du transfo BF TL26. Leur polarisation est obtenue par un pont de résistances aboutissant au point milieu du secondaire. Les éléments du pont sont une 100Ω côté $+9 \text{ V}$ et une 4.700Ω côté -9 V . Le circuit émetteur de chaque 941TI contient une résistance de stabilisation de 10Ω . Le transformateur d'adaptation du HP est une TSP9T. Le HP est un 17 cm à aimant permanent. En pratique, il sera monté sur un baffle de contre-plaque.

Pour chaque transistor du push-pull final, un condensateur de 10 nF est placé entre la base et le collecteur. Il constitue un dispositif de contre-réaction qui réduit les distorsions et relève l'amplification des fréquences graves. Un autre circuit de contre-réaction est placé entre une extrémité du transfo de sortie et la base du transistor 965TI. Il est constitué par une 82.000Ω en série avec une 100.000Ω shuntée par un condensateur de 20 nF . La présence du condensateur a encore pour effet de favoriser la reproduction des fréquences basses, généralement défavorisées sur des appareils de ce genre. La pile d'alimentation est shuntée par un condensateur de $50 \mu\text{F}$.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Le châssis de ce récepteur est constitué par une plaque de bakélite dont la forme et le perçage sont clairement indiqués sur les plans de câblage. On commence par y mettre en place les différentes pièces. Sur une face (fig. 3) les supports de transistors, les transfos MF, le transfo driver, le transfo de sortie, les condensateurs ajustables et le cadre; sur l'autre face (fig. 2), le CV, le bloc et le potentiomètre interrupteur. Ce dernier est monté par l'intermédiaire d'une queue métallique.

On procède ensuite au câblage. Avec du fil nu on établit la ligne de masse ou ligne $+9 \text{ V}$. Cette ligne relie la cosse du boîtier du potentiomètre et aboutit à la cosse p placée sur une des vis de fixation du transfo de sortie, après avoir été soudée sur la cosse z placée sur une des vis de fixation du transfo driver et sur les pattes de fixation du transfo TRG23. Au passage, sur ce transfo, le fil est protégé par un morceau de souplisso. De cette ligne part un autre fil nu qui est soudé sur la cosse h et sur la cosse m de l'ajustable C4. A ce fil on relie les pattes de fixation des transfos TRG21 et TRG 22. La cosse du boîtier du potentiomètre est reliée à une cosse de l'interrupteur et à la cosse m du condensateur ajustable C1. La cosse M de l'ajustable C3 est reliée à la cosse 14 du bloc de bobinage, laquelle est connectée à la cosse de masse du CV.

Toujours avec du fil nu on établit la

ligne -9 V qui relie la cosse k à la cosse $a2$ et est prolongée au-delà de cette dernière jusqu'à la hauteur du transfo driver comme il est indiqué sur la figure 2. Cette ligne -9 V croise la ligne $+9 \text{ V}$; à cet endroit, il est recommandé de prévoir un isolement par souplisso.

La cosse 1 du bloc est reliée à la cosse a de C3, la cosse 8 à la cage 280 pF du CV, la cosse 12 à la cage 120 pF du CV, la cosse 13 à la broche C du transistor Drift. Entre la cosse 11 du bloc et la cosse n du châssis on soude un condensateur de 10 nF . La cosse n est connectée à la broche E du transistor Drift. Entre cette broche E et la ligne $+9 \text{ V}$ on soude une résistance de 1.500Ω . La cosse a de l'ajustable C1 est reliée à la cosse 16 du bloc (voir fig. 3 et notice du bloc).

Entre la cosse 3 du bloc et la broche B du transistor Drift on soude un condensateur de 40 nF . Sur la broche B on soude une résistance de 3.600Ω qui va à la ligne $+9 \text{ V}$ et une 33.000Ω qui va à la ligne -9 V . La broche M de ce support est reliée à la ligne $+9 \text{ V}$. La cosse 15 du bloc est connectée à la cosse 4 du transfo TRG21. Sur la cosse 3 de cet organe on soude une résistance de 2.200Ω qui va à la ligne -9 V et un condensateur de 40 nF qui va à la ligne $+9 \text{ V}$. La cosse 1 de TRG21 est reliée à la broche B du support 36TI. Sur la cosse 2 de cet organe on soude une résistance de

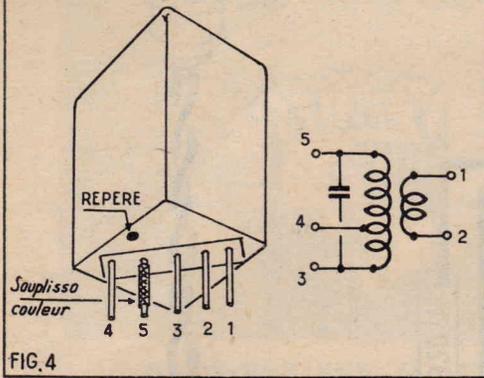
15.000Ω qui va à la ligne -9 V et un condensateur de $20 \mu\text{F}$ dont le pôle $+$ est soudé sur la ligne $+9 \text{ V}$. Cette cosse 2 est connectée à la cosse 2 du transfo TRG22. Sur la cosse 2 du transfo TRG22 on soude une résistance variable de 150.000Ω qui va à la ligne -9 V et une résistance de 6.800Ω qui aboutit à la cosse $a3$. Entre la cosse 4 de TRG22 et la cosse 3 de TRG22 on soude la diode D2 en respectant le sens indiqué sur le plan de câblage.

Entre la broche E du support 36TI et la ligne $+9 \text{ V}$ on soude une résistance de 220Ω et un condensateur de 40 nF . La broche C est connectée à la cosse 4 de TRG22. Sur la cosse 3 de ce transfo on soude une résistance de 2.200Ω qui va à la ligne -9 V et un condensateur de 40 nF qui va à la ligne $+9 \text{ V}$. On soude un condensateur de 47 pF entre la broche B du support 36TI et la cosse 1 de TRG22. Cette cosse est reliée à la broche B du support 35TI.

Entre la broche E du support 35TI et la ligne $+9 \text{ V}$, on soude une résistance de 220Ω et un condensateur de 40 nF . On dispose un condensateur de 10 pF entre la broche B du support 35TI et la cosse 1 du transfo TRG23. La broche C du support 35TI est connectée à la cosse 4 de TRG23. Sur la cosse 3 de cet organe on soude une résistance de 2.200Ω qui va à la ligne -9 V et un condensateur de 40 nF qui aboutit à la ligne $+9 \text{ V}$. La cosse 2 de TRG23 est reliée à la ligne $+9 \text{ V}$. On soude la diode D1 entre la cosse 1 de TRG23 et la cosse $a3$ du châssis. Il convient de respecter, pour cette diode, le sens indiqué sur le plan de câblage. Sur la cosse $a3$ on soude un condensateur de 10 nF qui va à la ligne $+9 \text{ V}$ et une résistance de 820Ω qui va à une extrémité du potentiomètre de 5.000Ω . L'autre extrémité de ce potentiomètre est connectée à la cosse m de l'ajustable C1. On soude le condensateur de 10 nF qui shunte le potentiomètre dont le curseur est connecté à la cosse $a1$ du châssis. Entre cette cosse $a1$ et la broche B du support 965TI (1) on dispose un condensateur de $10 \mu\text{F}$. On relie cette broche B à la ligne -9 V par une résistance de 100.000Ω et à la ligne $+9 \text{ V}$ par une résistance de 27.000Ω . Entre la broche E et la ligne $+9 \text{ V}$ on soude une résistance de 2.700Ω et un condensateur de $50 \mu\text{F}$. Entre la broche C et la ligne -9 V on soude une résistance de 5.600Ω . Entre cette broche C et la broche B du support 965TI (2) on soude un condensateur de $10 \mu\text{F}$.

Pour le support 965TI (2), on relie la broche B à la cosse q du châssis, on soude une résistance de 150Ω entre la broche E et la ligne $+9 \text{ V}$, on soude une résistance de 4.700Ω entre la broche B et la ligne $+9 \text{ V}$ et une de 51.000Ω entre cette broche B et la ligne -9 V . La broche C est reliée à une extrémité du primaire du transfo BF TL26. L'autre extrémité de ce primaire est reliée à la ligne -9 V . Une extrémité du secondaire de ce transfo est soudée sur la broche B du support 941TI (1) et l'autre extrémité sur la broche B du support 941TI (2). Le point milieu de ce secondaire est relié à la cosse w du châssis. Entre cette cosse w et la ligne $+9 \text{ V}$ on soude une résistance de 100Ω . Entre les cosses w et t on dispose une résistance de 4.700Ω . On soude une résistance de 220Ω entre la cosse t et la ligne -9 V et un condensateur de $50 \mu\text{F}$ 12 V entre la ligne -9 V et la cosse r . Cette cosse r est reliée à la ligne $+9 \text{ V}$ par l'étrier du transfo de HP. On soude une extrémité du primaire du transfo de HP (TSP9T) sur la broche C du support 941TI (1) et l'autre extrémité sur la broche C du support 941TI (2). On dispose les condensateurs de 10 nF entre la broche B de chaque 941TI et l'extrémité correspondante du primaire du transfo de sortie. On soude les résistances de 10Ω entre les

Pour faciliter la RÉALISATION DE CERTAINS BOBINAGES



broches E de ces deux supports de transistors et la ligne + 9 V. Le point milieu de l'enroulement primaire du transfo de sortie est relié à la cosse t. Sur l'extrémité du primaire du transfo de HP relative au support 941TI (1) on soude une résistance de 100.000 Ω et un condensateur de 20 nF, l'autre fil de ces deux organes est soudé sur la cosse R (relais) du transfo de sortie. Entre cette cosse R et la cosse q du châssis on dispose une résistance de 82.000 Ω. Une extrémité du secondaire du transfo de HP est reliée à la cosse p. Entre les cosses p et r on dispose un condensateur de 50 μF. Par un cordon souple torsadé on relie la broche + du bouchon d'alimentation à la cosse libre de l'interrupteur et la broche — à la cosse t. Le HP sera branché par un cordon souple à deux conducteurs sur le secondaire du transfo de sortie.

Voyons le branchement du cadre : sa cosse m est reliée à la ligne + 9 V, sa cosse

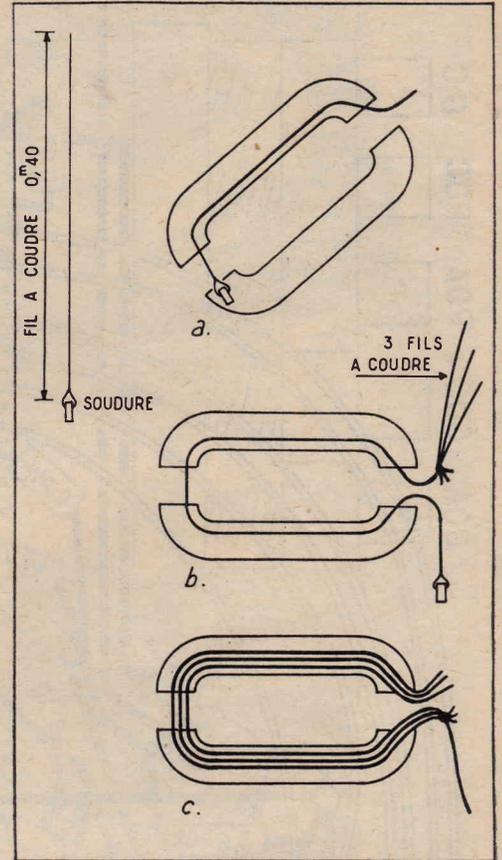
Voici une méthode qui rendra plus aisée l'introduction de plusieurs fils — trois par exemple — dans une boucle en tube de cuivre (1).

On fabrique d'abord un petit fil à plomb composé d'un fil à coudre lesté d'une petite masse de soudure ou de plomb de fusible, amenée à 5 ou 6 mm de long et 1 à 2 de large.

On introduit ce fil dans la boucle, le lest est en avant et en faisant tourner convenablement le cadre, on arrive rapidement à faire effectuer au lest — donc au fil — un tour complet. On comprend que le plomb doit être assez petit pour ne pas se bloquer dans les coudes (dessin a).

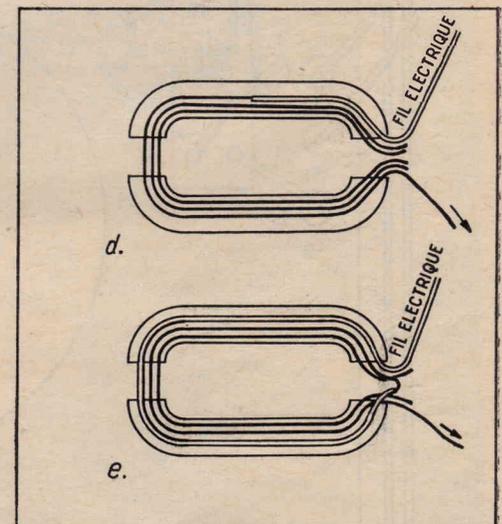
On prépare alors trois morceaux de fil de 40 cm chacun, que l'on attache à l'extrémité du fil à plomb ; on tire sur l'extrémité lestée qui maintenant est sortie à l'autre bout du tube, ce qui fait pénétrer les 3 fils à l'intérieur de la boucle (dessins b et c).

On prend alors environ 1 m de fil 2/10 qu'on attache à une extrémité de l'un des trois fils, puis on tire sur l'autre extrémité de ce fil (dessin d). Pendant cette opération, il faut avoir soin de maintenir les quatre autres extrémités, c'est à dire les deux



autres fils, pour éviter que ceux-ci ne soient entraînés en même temps. On tire donc le premier fil jusqu'à ce qu'il ne dépasse plus que 10 cm de fil électrique du côté de l'entrée (dessin e).

Ensuite, on attache l'extrémité sortie du fil électrique à l'extrémité entrée du deuxième fil à coudre qu'on tire à son tour.



On répète enfin la même opération pour le dernier fil, et on a ainsi les trois spires de fils à l'intérieur de la boucle.

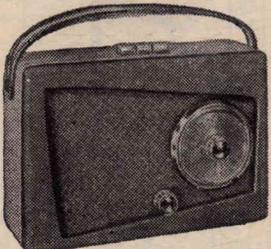
A. DE DIANOOS.

(1) Ce qui est le cas de l'appareil mesurant la HF de l'émetteur de télécommande décrit dans le N° 148 de Radio-Plans.

A. BARAT.

TROUBADOUR 7

7 transistors + 2 diodes - 5 touches - 3 gammes d'ondes (PO - GO Gamme OC complète de 16 à 51 mètres) Changement de fréquence par transistor DRIFT PRISE ANTENNE AUTO COMMUTÉE Cadre ferrox de 200 % - Ant. OC télescopique. Haut-parleur 17 cm gros aimant. Élégant coffret gainé 2 tons. Dim. : 275 x 190 x 95 %.



L'ENSEMBLE CONSTRUCTEUR comprenant : Coffret avec décor, châssis, cadran et CV. 56.05 Bloc de bobinages + cadre + MF..... 39.85 Toutes les pièces détachées complémentaires. 64.60 Le haut-parleur 17 cm spécial transistors. 18.00

TOUTES les pièces détachées. 178.50 Le jeu de 7 transistors + 2 diodes. NET... 77.10

pour l'ensemble pris en une seule fois..... 225.90 NF

Dans une présentation sensiblement identique :

● LE TROUBADOUR 6 ● 6 transistors + diode - 3 touches - 2 gammes (PO-GO) Cadre ferroxcube. Prise antenne auto. COMPLET, en pièces détachées 186.00 NF pris en une seule fois.....

RADIO-ROBUR

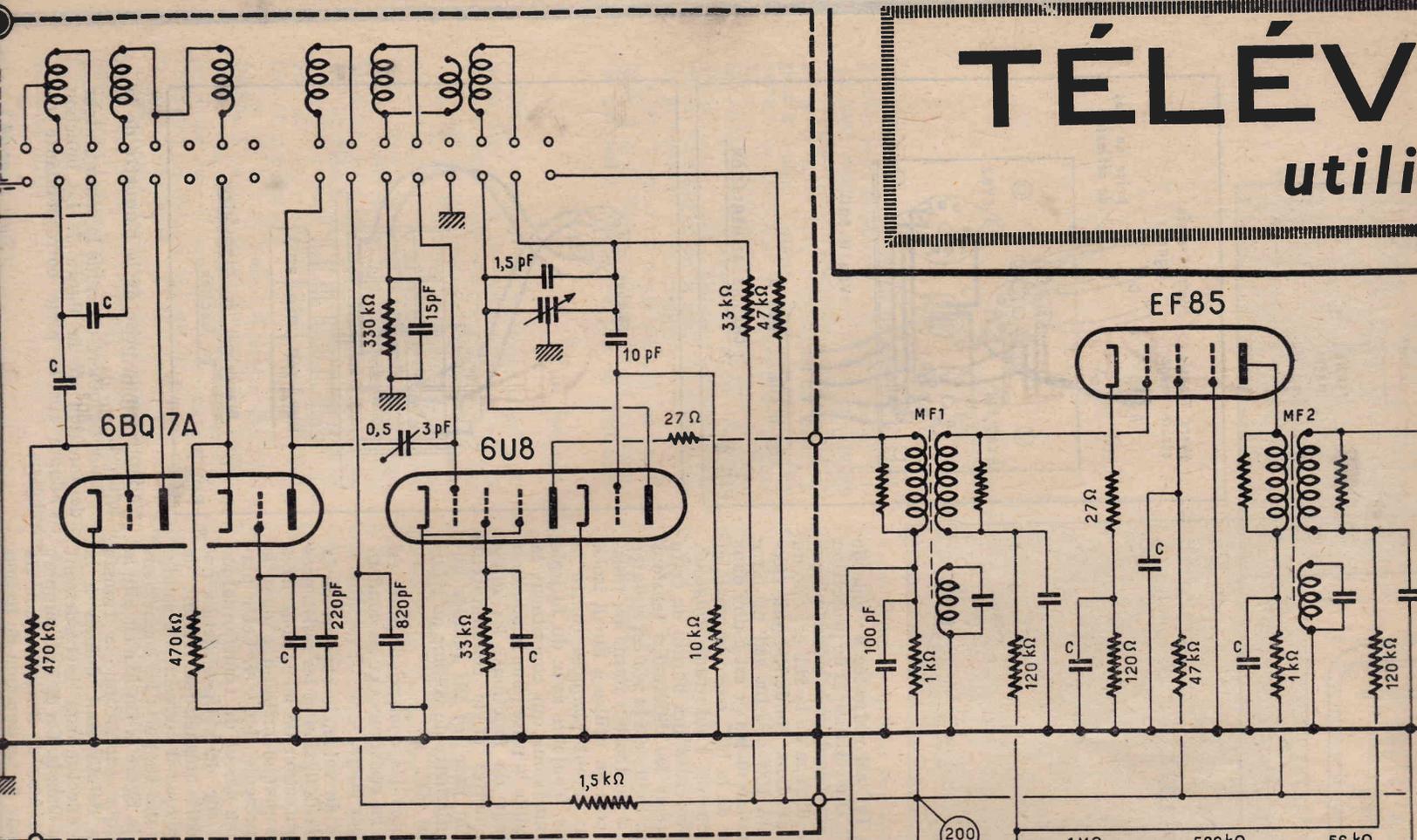
R. BAUDOIN, Ex Prof. ECTSFE.

84, Boulevard Beaumarchais - Paris XI^e

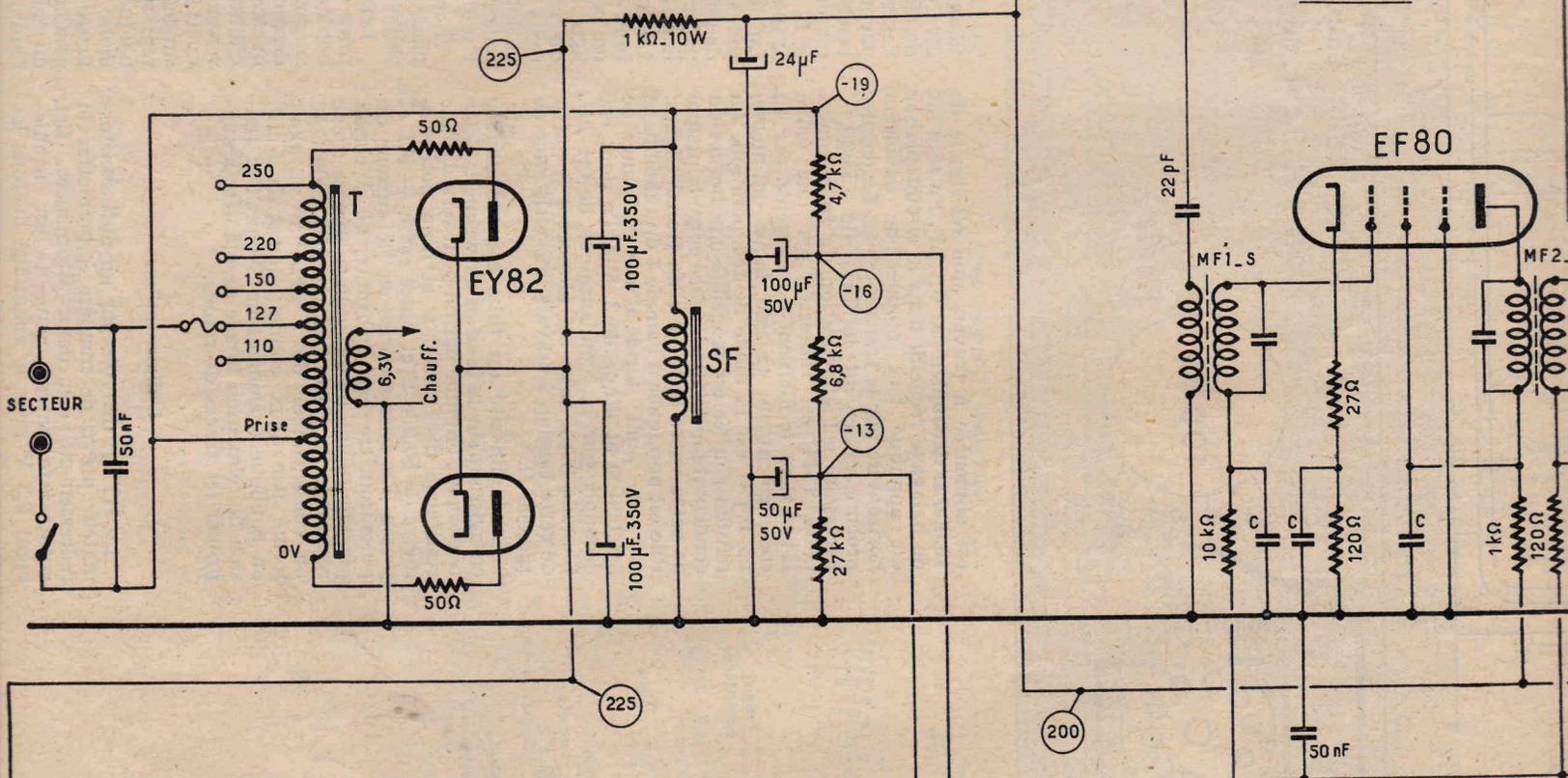
Tél. : ROQ. 71-31. C.C. Postal 7082-05 PARIS. Expéditions immédiates Paris - Province.

TÉLÉVISION

utili



C = 1500 pF

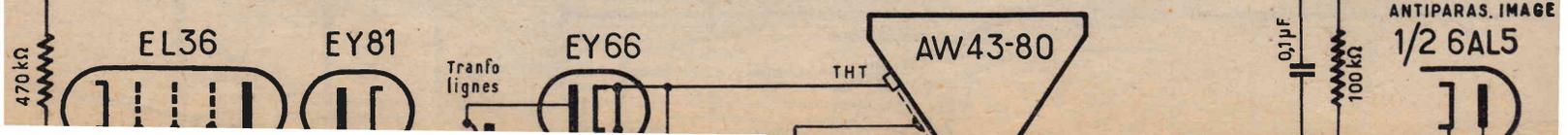
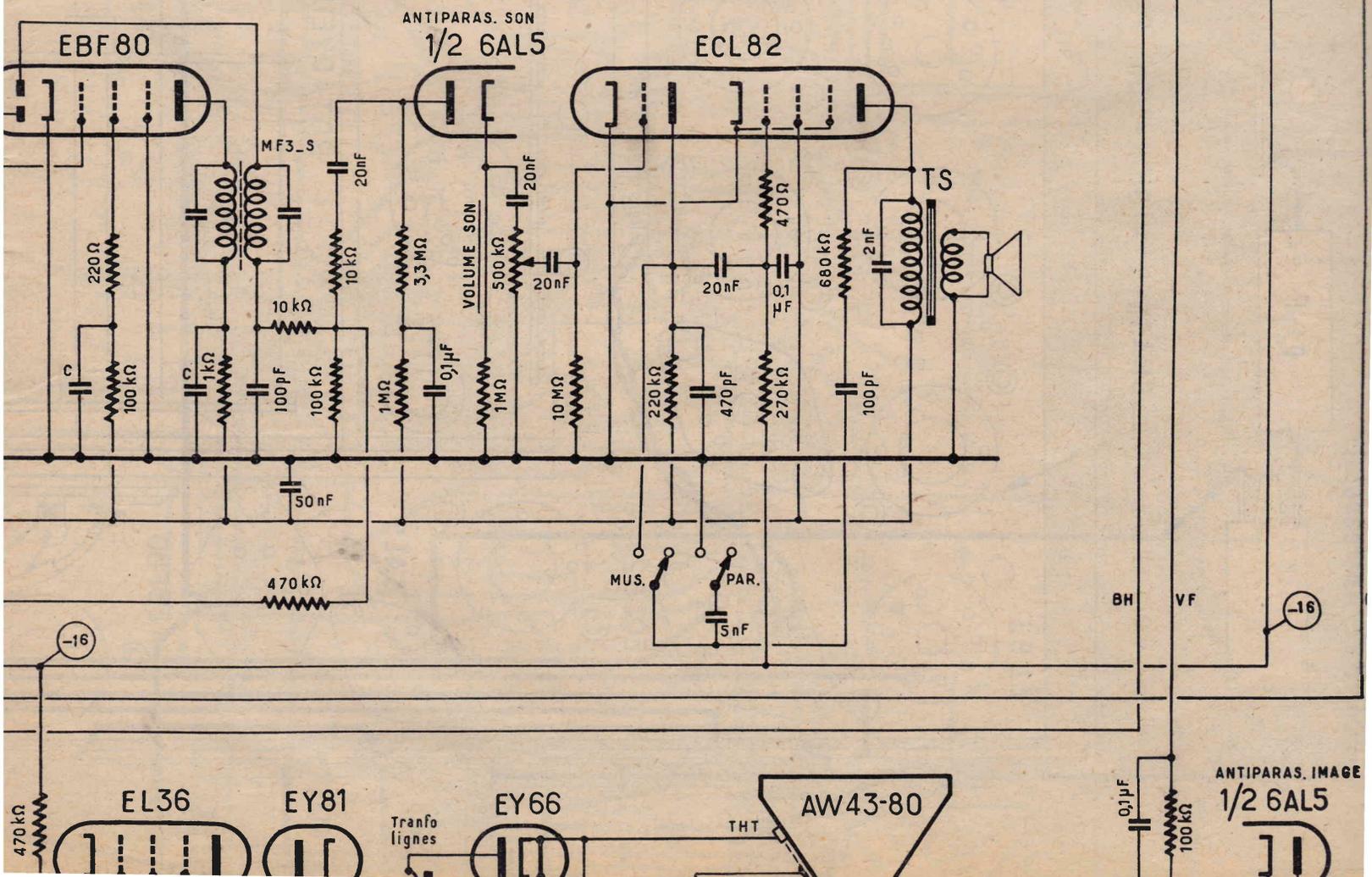
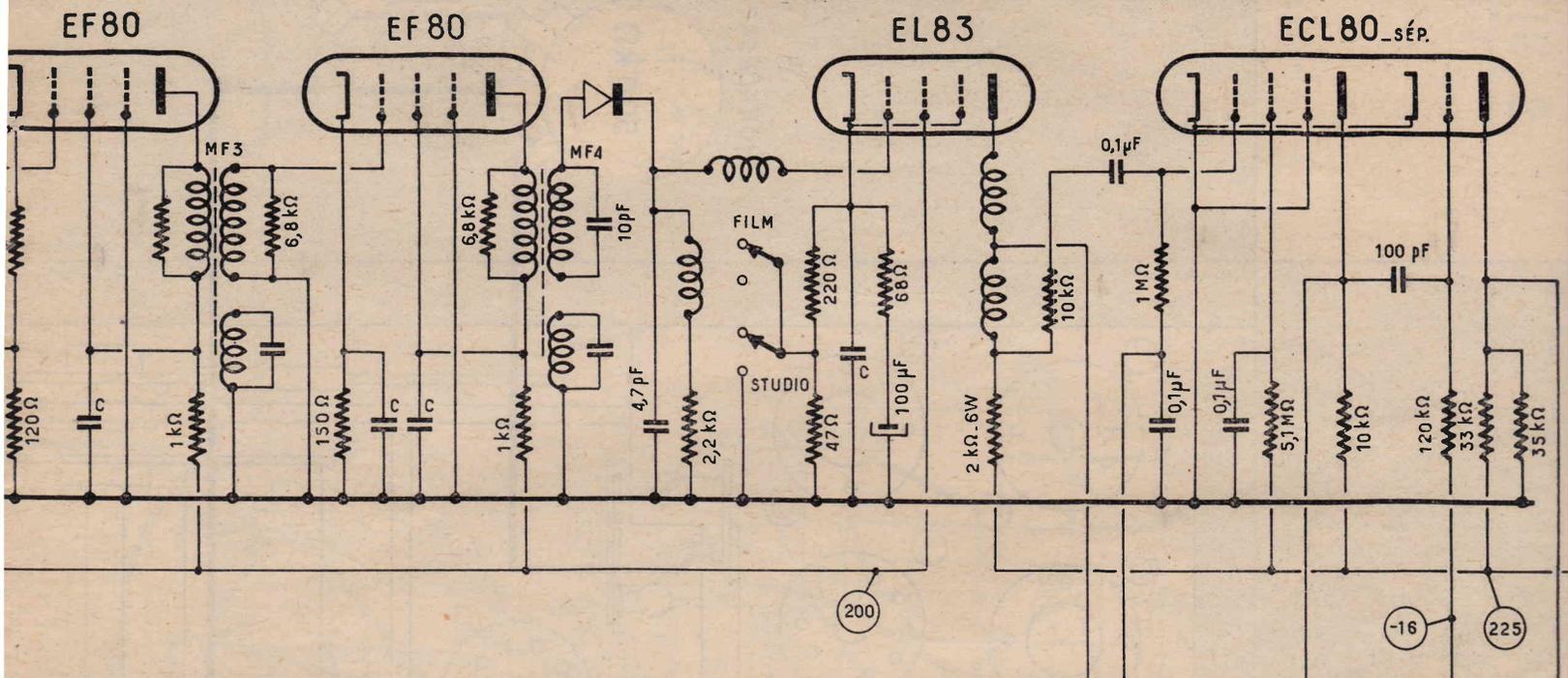


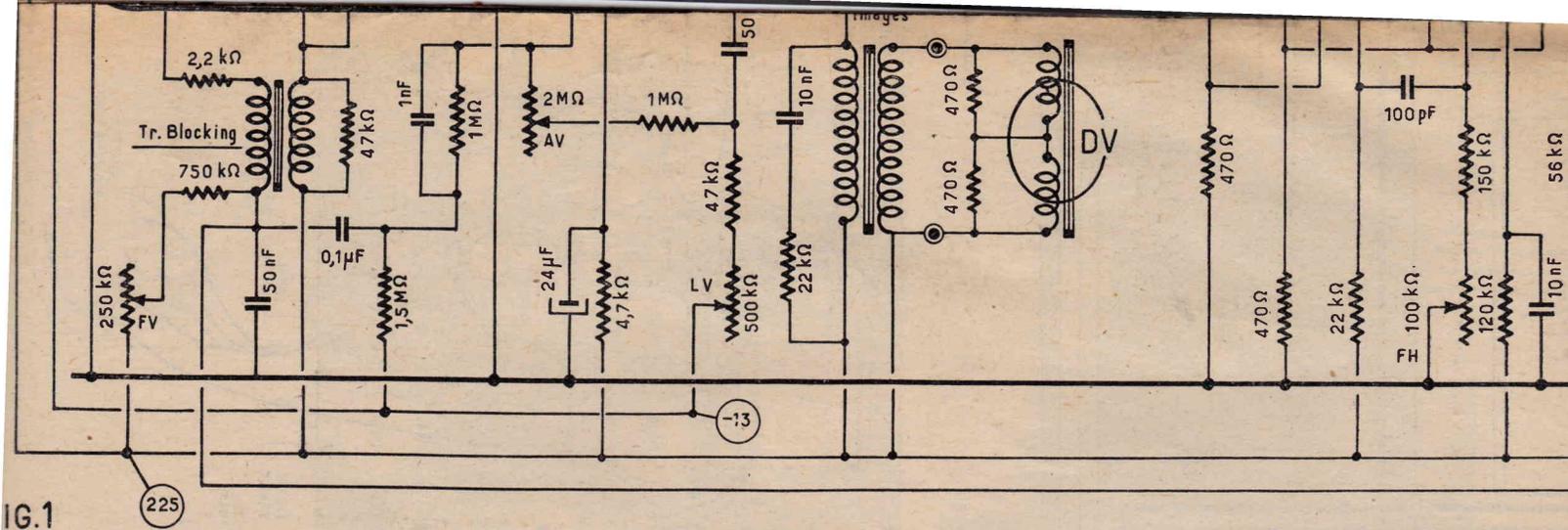
ECL82_IMAGES

ECL80_LIGNES

SEUR 12 CANAUX

ant un tube-image de 90°





IG.1

(225)

Ce téléviseur comporte de nombreux perfectionnements techniques et parmi ceux-ci un tube image à concentration électrostatique et à grand angle de déviation (90°), des dispositifs antiparasites image et son sur la chaîne vision, un circuit C.A.G, un dispositif permettant d'adapter la qualité de l'image selon qu'il s'agit d'une émission en studio ou de télé-cinéma et sur la chaîne son un système correcteur de tonalité à deux positions : Parole-musique et un antifading très efficace.

La réalisation de cet appareil est extrêmement facilitée par l'utilisation d'une platine précâblée et préréglée qui contient la totalité des chaînes de réception image et son.

Le schéma (fig. 1).

La platine précâblée comporte le rotacteur à 12 positions flanqué des étages HF et changeur de fréquence, la chaîne de réception « image » et la chaîne de réception « son ». Bien qu'elle ne soit pas à exécuter mais simplement à raccorder au reste du montage il est intéressant d'en connaître la constitution afin de pouvoir juger des qualités du téléviseur. Ses différents circuits sont donc représentés sur le schéma et nous allons les examiner avec le même soin que la partie qui sera à câbler.

Le rotacteur.

L'étage HF est équipé avec une double triode 5BQ7A montée en cascade. Le circuit d'entrée est constitué par un enroulement accordé par les capacités parasites. De façon à obtenir l'adaptation des impédances, l'antenne est reliée à une prise effectuée sur ce bobinage, la liaison se faisant par un câble coaxial de 75 Ω. Ce circuit d'entrée attaque la grille de la première triode par un condensateur de 1.500 pF et une résistance de fuite de 470.000 Ω. Cette triode est neutrodynée par une self placée entre plaque et grille. Le condensateur de 1.500 pF en série avec cette self a pour but d'éliminer la composante continue du courant plaque de manière qu'elle ne soit pas reportée sur la grille.

La seconde triode fonctionne en « grille à la masse ». Vous pouvez remarquer en effet que cette électrode est reliée à la masse par un condensateur de 1.500 pF doublé d'un 220 pF ce qui, au point de vue UHF, constitue un véritable court-circuit. Au point de vue continu, le potentiel de la grille est fixé par rapport à la cathode par une résistance de 470.000 Ω. Cette cathode est attaquée par la plaque de l'élément triode précédant à travers une self. Comme dans tout montage cascade, du point de vue courant continu d'alimentation les deux triodes sont montées en série.

La plaque de la seconde triode est chargée par une self accordée par les capacités parasites. La ligne alimentation HT de cet étage contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.500 Ω et d'un condensateur de 820 pF.

Le changement de fréquence est opéré par une triode pentode 6U8. La section

pentode fonctionne en modulatrice et la partie triode en oscillatrice locale. Le circuit de grille de commande de la pentode contient un enroulement accordé par les capacités parasites. La liaison avec la plaque de la dernière triode du cascade se fait par un condensateur ajustable de 0,5-3 pF. L'ensemble des selfs et de l'ajustable constitue un filtre de bande. Outre le bobinage, le circuit grille de la pentode modulatrice contient une résistance de 330.000 Ω shuntée par un condensateur de 15 pF. Ces éléments font que la pentode fonctionne en détectrice par coude de grille, une détection étant nécessaire pour faire apparaître la fréquence intermédiaire. L'écran de la pentode est alimenté par une résistance de 33.000 Ω découplée par un condensateur de 1.500 pF.

La triode oscillatrice est montée en colpitts, le bobinage étant placé entre plaque et grille. Ce bobinage est accordé par un petit CV de faible capacité dont l'armature mobile est reliée à la masse et chaque armature fixe à une extrémité du bobinage. Ce CV est shunté par un condensateur de 1,5 pF à coefficient de température négatif. Le rôle de ce condensateur est double : il procure une capacité totale convenable à l'accord du circuit oscillant et supprime la dérive de température de l'oscillateur lui assurant ainsi une stabilité totale. Du côté grille, la liaison avec le bobinage se fait par un condensateur de 10 pF et une résistance de fuite de 10.000 Ω. L'alimentation plaque se fait à travers une résistance de 33.000 Ω. La cathode de la triode est à la masse.

L'oscillation locale est appliquée à la grille de commande de la pentode modulatrice par un petit enroulement qui crée un couplage capacitif entre la self oscillatrice et le point chaud de l'enroulement grille de la pentode.

En pratique tous les enroulements que nous venons de signaler sont placés sur des barrettes qui prennent place sur le rotacteur. Ils peuvent ainsi être commutés suivant l'un des 12 canaux que l'on désire recevoir.

La chaîne image.

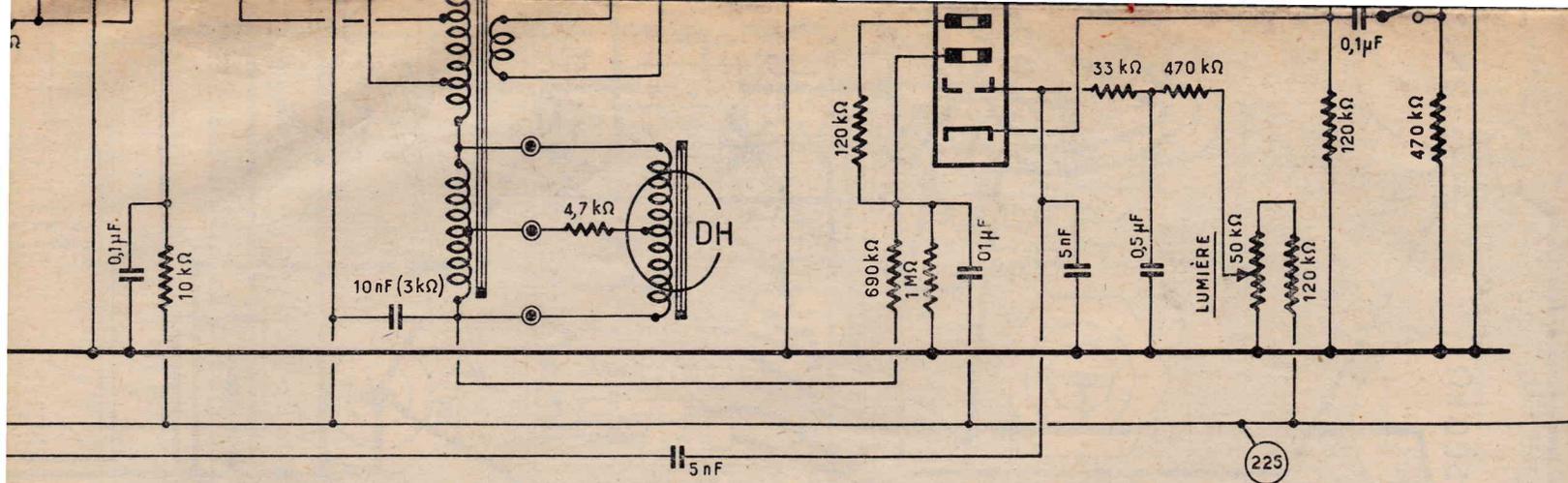
L'amplificateur MF comprend trois étages. Les transfos de liaison sont du type surcouplé avec une bande passante de 9,5 MHz. La fréquence de la porteuse vision est 28 MHz. Chaque transfo comporte un circuit réjecteur. Ces réjecteurs sont accordés sur la fréquence de la porteuse « son » de 39,15 MHz sauf celui du second étage qui est accordé sur 41,25 MHz.

Le premier étage MF est équipé par une EF85, et les deux autres par des EF80. Le circuit cathode de la EF85 contient une résistance de 27 Ω et une de 120 Ω découplée par 1.500 pF. Cet ensemble assure la polarisation minimum du tube. On retrouve les mêmes éléments dans le circuit cathode de la première EF80. Ces deux lampes sont soumises à un contrôle automatique de gain et à un contrôle ma-

nuel de gain ce dernier permettant de régler la sensibilité et par suite le contraste l'image. Ce contrôle manuel de contraste consiste en un potentiomètre de 500.000 Ω inséré dans la ligne de CAG. La tension contrôle automatique de gain est fournie par une des diodes de la EBF80 de la chaîne « son » qui redresse la tension vidéo recueillie dans le circuit grille de la séparatrice aux bornes du condensateur 0,1 μF. Cette tension est appliquée au curseur du potentiomètre de contraste transmise aux grilles des lampes asservies par ce potentiomètre, une résistance 1 MΩ et des résistances de 120.000 Ω. La seconde EF80 est polarisée par une résistance de cathode de 150 Ω shuntée par un condensateur de 1.500 pF... le circuit plaque de chacune des trois lampes MF contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur 1.500 pF. Une cellule de découplage est également placée dans le circuit plaque de la modulatrice. Elle est formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur 100 pF. La faible valeur du condensateur permet de recueillir aux bornes de la résistance le signal « son » et de le transmettre à la chaîne qui lui est relative et que nous examinerons plus loin.

Le dernier transfo surcouplé de la chaîne « image » attaque une diode au germanium qui assure la détection vidéo. Le signal vidéo apparaît aux bornes d'un ensemble formé d'une résistance de 2.200 Ω en série avec une self de correction, le tout shunté par un condensateur de 4,7 pF. Il est transmis par une self de correction à la grille de commande de la lampe vidéo, une EL84 dont la polarisation se fait par la cathode. A cet effet, vous voyez dans ce circuit un ensemble de résistances et de condensateurs. Tout d'abord une 220 Ω et une 47 Ω shuntées par un condensateur de 1.500 pF, d'une part et d'autre part par un condensateur de 100 μF en série avec une 68 Ω. Un commutateur permet de court-circuiter la résistance de 47 Ω. Cette disposition permet d'adapter au mieux le contraste l'image suivant qu'il s'agit d'une émission en studio ou d'un film.

Le circuit plaque de la EL83 contient deux selfs de correction et une résistance de charge de 2.000 Ω 6 W. Du point de vue jonction des deux selfs on attaque la cathode du tube image par l'intermédiaire d'un condensateur de 0,1 μF shunté 100.000 Ω et une résistance de fuite de même valeur. Entre la cathode du tube image et la masse est placée une des diodes d'une 6AL7 qui constitue le dispositif antiparasite image. La cathode de la EL83 est reliée à la cathode du tube par un condensateur de 0,1 μF et une résistance de fuite de 470.000 Ω, la plaque est à la masse. Un parasite violent, se traduisant par une forte impulsion, débloque la diode écrête ainsi l'impulsion et fait disparaître sur l'écran la trace blanche que provoque la perturbation. Cet antiparasite peut être supprimé à l'aide d'un interrupteur



La chaîne son.

Nous avons déjà signalé que le signal son était prélevé au sommet de la résistance de découplage du circuit plaque de la modulateur. Il est transmis au primaire du premier transfo de la chaîne « son » par un condensateur de 22 pF. Le transformateur MF ainsi que les suivants sont accordés sur 39,15 MHz. Son secondaire attaque la grille de commande de la lampe du premier étage MF, une EF80 polarisée par une résistance de cathode de 120 Ω découplée elle-même par un condensateur de 1.500 pF. Cet ensemble de polarisation est en série côté cathode avec une 27 Ω non découplée qui introduit un certain effet de contre-réaction et est soumise au régulateur anti-fading. La tension VCA lui est transmise par une cellule formée d'une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 1.500 pF.

La lampe qui équipe le second étage MF est la partie pentode d'une EBF80 la liaison entre ces deux étages se fait par transformateur MF. Un troisième transfo MF assure la liaison entre le circuit plaque et le second élément diode de cette lampe, laquelle sert à la détection du signal « son ». Avant d'en terminer avec l'ampli MF signalons que la pentode EBF80 est aussi soumise au régulateur anti-fading. La tension de régulation lui est transmise par une cellule identique à celle indiquée pour la EF80. Le circuit plaque de chaque lampe MF contient une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 1.000 Ω et un condensateur de 1.500 pF. La tension écran de la EF80 est prise à la sortie de la cellule de découplage ; celle de la EBF80 est amenée à la valeur requise par une résistance de 100.000 Ω découplée par 1.500 pF. Une résistance de 220 Ω prévue entre l'écran et la 100.000 Ω contribue à la stabilité de l'ampli MF.

Le circuit de détection dont nous avons déjà esquissé l'examen comporte une cellule de blocage HF constituée par une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 100 pF. Le signal BF apparaît aux bornes d'une résistance de 470.000 Ω placée entre la sortie de la cellule HF et la masse. La tension de VCA est prise au sommet de cette résistance la ligne de régulation contient une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 470.000 Ω et d'un condensateur de 0,1 µF.

Le signal BF fourni par la détection est transmis par une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 20 nF à la plaque de la seconde diode 6AL5 qui entre dans la composition du dispositif antiparasite son. Entre la cathode de cette diode et la masse se trouve une résistance de 1 MΩ. Cette cathode est également reliée au potentiomètre de volume par un condensateur de 20 nF. En l'absence de parasite, la plaque de la diode est portée à un potentiel positif car elle est reliée à la ligne HT par une résistance de 3,3 MΩ en série avec une 1 MΩ découplée par 0,1 µF. En raison de ce potentiel positif de la plaque, la diode

est conductrice et transmet le signal BF au potentiomètre de volume. Lorsque survient un parasite il a pour effet de porter la plaque à un potentiel négatif ce qui bloque la diode pendant toute la durée de l'impulsion parasite ne transmet plus. L'interruption est de trop faible durée pour qu'elle soit perceptible mais elle a l'avantage de supprimer le bruit du parasite.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque la grille de la partie triode d'une ECL82 qui équipe l'étage préamplificateur. La liaison se fait par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 10 MΩ. La cathode de la triode est à la masse. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 200.000 Ω et découplé au point de vue HF par un condensateur de 470 pF.

La section pentode de la ECL82 équipe l'étage final. La liaison entre sa grille de commande et la plaque de la triode se fait par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 470.000 Ω. La polarisation de -16,5 V est appliquée à la base de la résistance de fuite à travers une cellule formée d'une résistance de 470.000 Ω et un condensateur de 0,1 µF. Le circuit plaque contient le HP et son transfo d'adaptation dont le primaire. Un commutateur permet de placer ou de supprimer entre la plaque triode et la plaque pentode un circuit de contre-réaction qui permet d'obtenir deux tonalités différentes une pour la musique et l'autre pour la parole.

Les bases de temps.

Cette partie est celle qui sera à réaliser. Reprenons le signal vidéo pris au sommet de la résistance de charge de la EL83. Il est transmis à la grille de commande de la partie pentode d'une ECL80, pentode qui fonctionne en séparatrice. Cette transmission se fait par une résistance de 10.000 Ω un condensateur de 0,1 µF et une résistance de fuite de 1 MΩ. Pour permettre la suppression du signal vidéo et ne laisser subsister que les tops de synchronisation cette lampe fonctionne à faible recul de grille. Pour cela, la grille écran est portée à une faible tension grâce à une résistance de 5 MΩ découplée par un condensateur de 0,1 µF. Sa cathode est à la masse et sa plaque est chargée par une résistance de 10.000 Ω. Le signal vidéo, appliqué à la grille de commande, amène le point de fonctionnement à la naissance du courant plaque. De cette façon, seuls les tops donnent naissance au courant plaque et se retrouvent ainsi dans le circuit plaque aux bornes de la résistance de charge.

Le balayage image.

Il est obtenu à l'aide d'une ECL82 dont la partie triode fonctionne en générateur blocking et la partie pentode en amplificatrice de puissance.

Les tops pris dans le circuit plaque de la séparatrice sont appliqués à la grille de la partie triode de la ECL80 par un circuit

différenciateur composé d'un condensateur de 100 pF et d'une résistance de 120.000 Ω. Cette triode est fortement polarisée (-15V) de façon que seules les pointes positives correspondant aux tops image débloquent la lampe et font apparaître des impulsions négatives de grande amplitude dans la résistance de 33.000 Ω qui charge la plaque. Ces impulsions sont transmises à la plaque de la triode (blocking image) par un condensateur de 10 nF et provoquent la synchronisation des dents de scie engendrées.

Outre la triode le générateur blocking image met en œuvre un bobinage oscillateur doté d'un circuit magnétique en fer. Un enroulement de ce bobinage est inséré dans le circuit plaque et l'autre dans le circuit grille. L'enroulement plaque est shunté par une résistance de 47.000 Ω. La fréquence de la dent de scie qui apparaît aux bornes d'un condensateur de 50 nF placé en série dans le circuit grille est réglée par un potentiomètre de 250.000 Ω en série avec une résistance de 750.000 Ω.

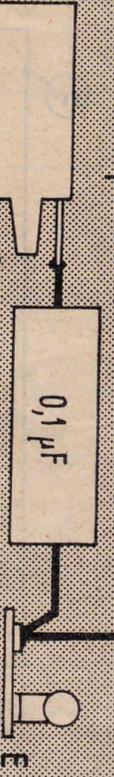
La tension en dents de scie est appliquée à la grille de commande de la section pentode de la ECL82 à travers un condensateur de 0,1 µF et une résistance de 1 MΩ shuntée par un condensateur de 1 nF. La polarisation de cette grille de -13 V est appliquée à cette grille à travers une résistance de 1,5 MΩ. La grille écran de cette pentode est alimentée à travers une résistance de 4.700 Ω découplée par un condensateur de 24 µF. La liaison entre le circuit plaque et les bobines de déviation verticale se fait par un transformateur d'adaptation. Le primaire de ce transfo est shunté par un condensateur de 10 nF en série avec une résistance de 22.000 Ω. Chaque bobine de déviation est shuntée par une résistance de 470 Ω. Ces différents éléments servent à améliorer la linéarité du balayage. En outre cette linéarité ainsi que l'amplitude du balayage peuvent être réglés grâce à un circuit de contre-réaction complexe placé entre le circuit plaque et le circuit grille de la pentode. Ce circuit contient notamment un potentiomètre de 2 MΩ et un de 0,5 MΩ qui permettent par leur ajustement d'obtenir une égale répartition des lignes sur toute la surface de l'écran.

Le balayage ligne.

La tension en dents de scie nécessaire au balayage ligne est produite par une ECL80 montée en multivibrateur à couplage cathodique. La plaque de la triode de ce tube est chargée par une résistance de 22.000 Ω, celle de la pentode par une résistance de 56.000 Ω. La grille écran de cette pentode est alimentée par l'intermédiaire d'une résistance de 120.000 Ω découplée par 10 nF. L'oscillation de relaxation est produite par le couplage créé par le condensateur de 100 pF placé entre la plaque triode et la grille de commande de la pentode et par la résistance de cathode commune qui fait 470 Ω. Les tops de syn-

(Suite sur l'autre face de la planche dépliant.)

Commut. Antiparasite



CHASSIS VISION-SON PRÉCABLÉ

EL83

ECL82

6AL5

EBF80

Vers transfo. HP

ROTACTEUR

Contraste

500 k Ω

56 k Ω

1 M Ω

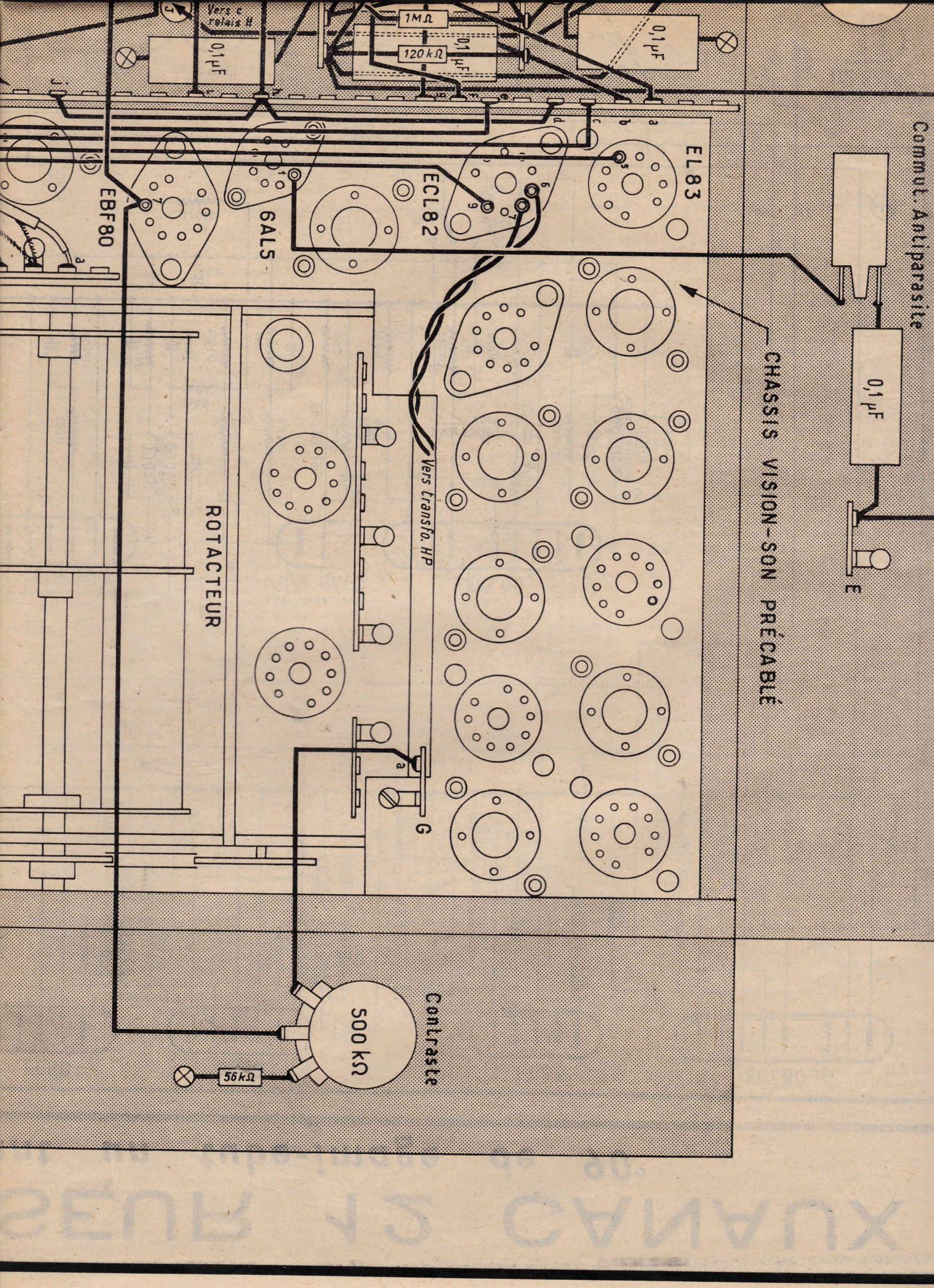
120 k Ω

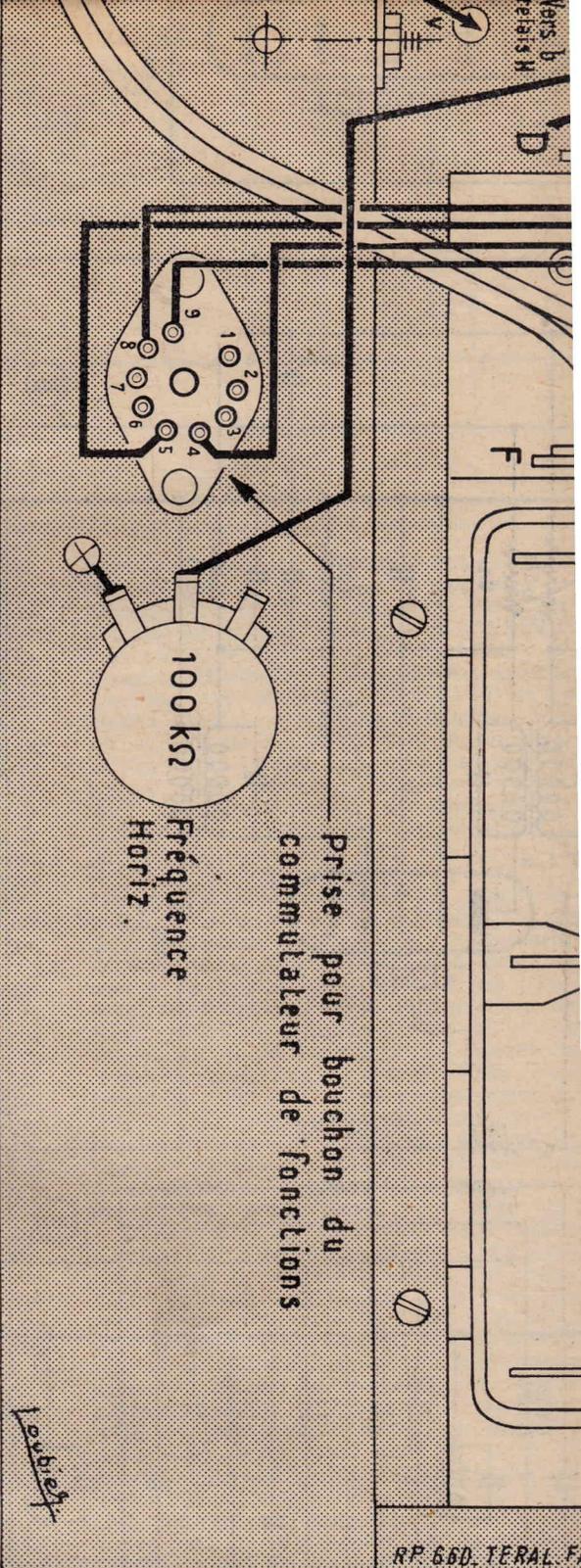
0,1 μ F

0,1 μ F

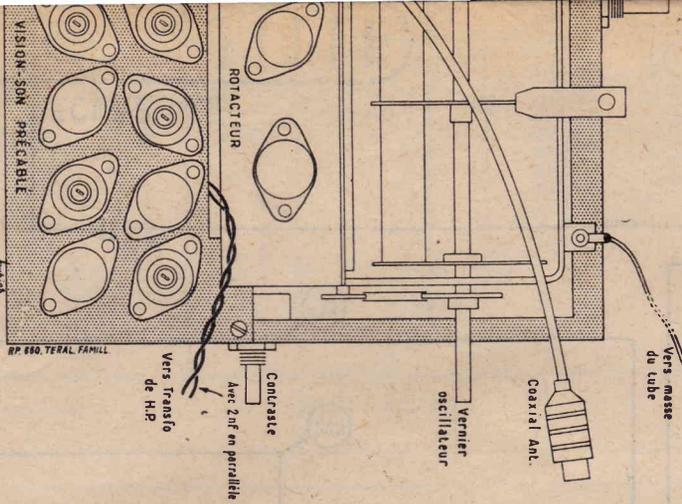
0,1 μ F

Vers a
relais H





RP. 660. TERAL. F.



CODE DES COULEURS DES FILS

N	- NOIR
M	- MARRON
R	- ROUGE
O	- ORANGE
J	- JAUNE
V	- VERT
B	- BLEU
VI	- VIOLET
G	- GRIS
Bl	- BLANC
C	- COUAXIAL
S	- SOUPLES
M	- FIL NU
	- MASSE

est alimentée à travers une résistance de 10.000 Ω découplée par 0,1 μ F. Le courant de balayage recueilli dans le circuit plaque est appliqué aux bobines de déviation horizontale par le transfo lignes. Ce dernier procure également la THT de 15.000 V nécessaire à l'alimentation du tube image. Cette THT est redressée par une valve EY86 dont le filament est alimenté par un enroulement du transfo lignes lui-même. La EY81 est la diode de récupération. La tension gonflée est recueillie aux bornes du condensateur de 10 nF placé entre la plaque de cette valve et la base du transfo lignes. Elle est appliquée à l'anode 1 du tube image par un pont formé d'une résistance de 680.000 Ω et d'une de 1 M Ω . Ce pont est découplé par un condensateur de 0,1 μ F. L'anode 2 du tube est alimentée à partir de cette tension à travers une résistance de 120.000 Ω .

La luminosité du tube est commandée en agissant sur la tension du wehnelt. Cette tension est obtenue par un pont formé d'une résistance de 100.000 Ω et d'un potentiomètre de 50.000 Ω et placé entre + HT et masse. La tension prise sur le curseur du potentiomètre est transmise au Wehnelt par une cellule de découplage formée d'une résistance de 470.000 Ω une de 33.000 Ω et un condensateur de 1 μ F. Par un pont formé par deux condensateurs de 5 nF, on applique également au Wehnelt la tension de relaxation image de manière à supprimer les traces de retour.

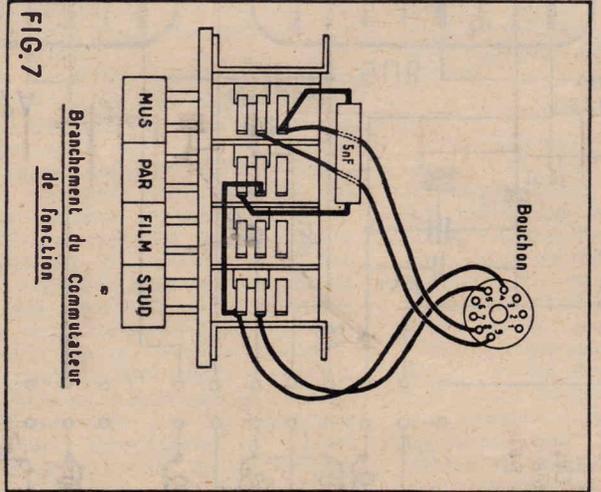
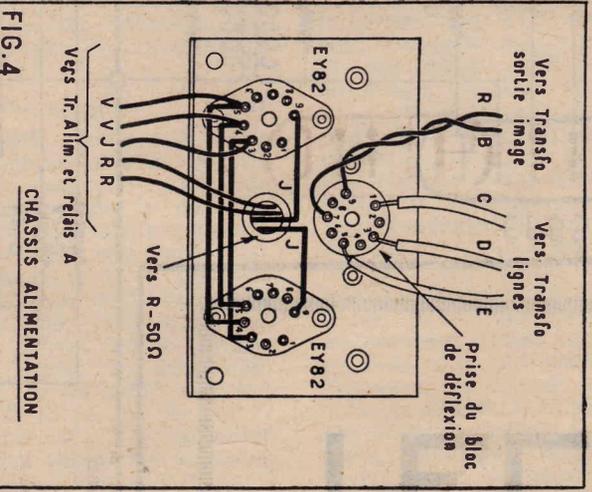
L'alimentation.

La HT est délivrée par un autotransformateur prévu de manière à permettre le redressement des deux alternances. Cet autotransformateur comporte un enroulement 6,3 V pour le chauffage de tous les

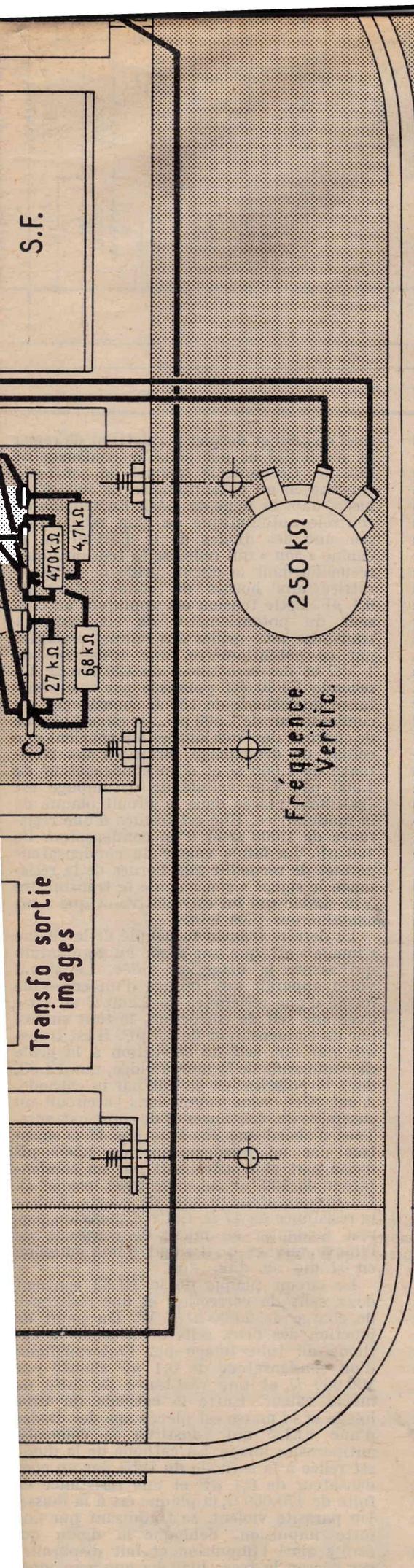
filaments. La HT est redressée à l'aide de 2 valves EY72. Des résistances de protection de 50 Ω sont prévues dans le circuit plaque des valves. Le filtrage de la HT est obtenu par une self et deux condensateurs électrochimiques de 100 μ F. La self de filtre est placée dans le « moins » c'est-à-dire dans le fil de retour de la HT, entre la masse et le point milieu de l'autotransformateur. La ddp négative créée aux bornes de cette self sert à obtenir les différentes tensions de polarisation. Pour cela la self est shuntée par un diviseur de tension formé de résistances. Pour cela on utilisera du fil isolé. Les connexions seront plaquées contre le fond du châssis. Toujours avec du fil isolé on pose les connexions qui constituent la ligne HT. On câble la prise pour le bouchon du commutateur de fonctions, les différents potentiomètres et le commutateur antiparasite. On pose les fils blindés qui relient le potentiomètre de volume au relais F de la platine HF.

Lorsque toutes les connexions sont en place en soude les résistances et les condensateurs étage par étage.

Les supports de valve, le support de la prise du bloc de déflexion et les résistances bobinées de protection de 50 Ω sont fixés sur une petite plaque métallique dont le dessous est représenté figure 4. Cette plaque se fixe au-dessus du transformateur d'alimentation sur deux tiges filetées qui servent le circuit magnétique. Avant de monter cette plaque il convient de souder sur les broches des supports les connexions représentées à la figure 4. On fixe ensuite la plaque métallique supportant le transfo ligne dont les détails sont donnés à la figure 5. On effectue son raccordement avec le reste du châssis. On câble le support du tube puis le bloc de déviation comme l'indique la figure 6. Le bouchon de liaison



s'adapte sur la prise de la plaque de la figure 4. Pour terminer, on câble le commutateur de fonction de la figure 7. Le bouchon s'adapte sur la prise correspondante du châssis.



chromisation pris sur la plaque de la séparatrice sont appliqués à la grille triode par un condensateur de 10 pF et une résistance de fuite de 470 Ω. Le condensateur de 680 pF en série avec une résistance de 6.900 Ω placés entre plaque pentode et masse servent à améliorer la linéarité de la dent de scie. Cette tension de relaxation ligne est réglée par le potentiomètre de 100.000 Ω en série avec une résistance de 150.000 Ω placée en fuite entre la grille de commande de la pentode et la masse.

Cette tension en dents de scie est appliquée à la grille de commande de la lampe de puissance une 6DQ6, par un condensa-

tances ayant les valeurs suivantes : 4.700 Ω, 6.800 Ω, 27.000 Ω le point de jonction des résistances 4.700 Ω et 6.800 Ω est découplé par un condensateur de 100 μF et donne la tension de polarisation de -16,5 V. Le point de jonction des résistances de 6.800 Ω et de 27.000 Ω est découplé par un condensateur de 50 μF et donne la tension de polarisation de -13 V.

Pour terminer cet examen signalons la cellule de filtrage supplémentaire sur la platine précablée HF, cellule qui est formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur électrochimique de 24 μF.

Réalisation pratique.

Tous les détails de montage étant indiqués clairement sur les figures 2, 3, 4, 5, 6 et 7 nous nous contenterons de donner des indications générales et des conseils.

On commence bien entendu par monter sur le châssis les principaux éléments tels que : supports de lampe, relais à cosses, potentiomètres, condensateurs de filtrage transfos, selfs, etc... La platine HF est également mise en place. Il ne faut pas oublier de prévoir pour un des condensateurs de 100 μF une rondelle isolante entre le boîtier et le châssis.

Les relais A et B sont fixés par des tiges filettées à environ 2 cm du fond du châssis. Nous vous recommandons de ne les mettre en place que lorsque les éléments qui se trouvent en dessous seront câblés, en particulier le support ACL80.

Lorsque l'équipement du châssis est terminé on passe au câblage. Pour éviter toute erreur nous vous conseillons de cocher sur le plan de câblage chaque connexion, chaque condensateur ou résistance aussitôt après sa pose.

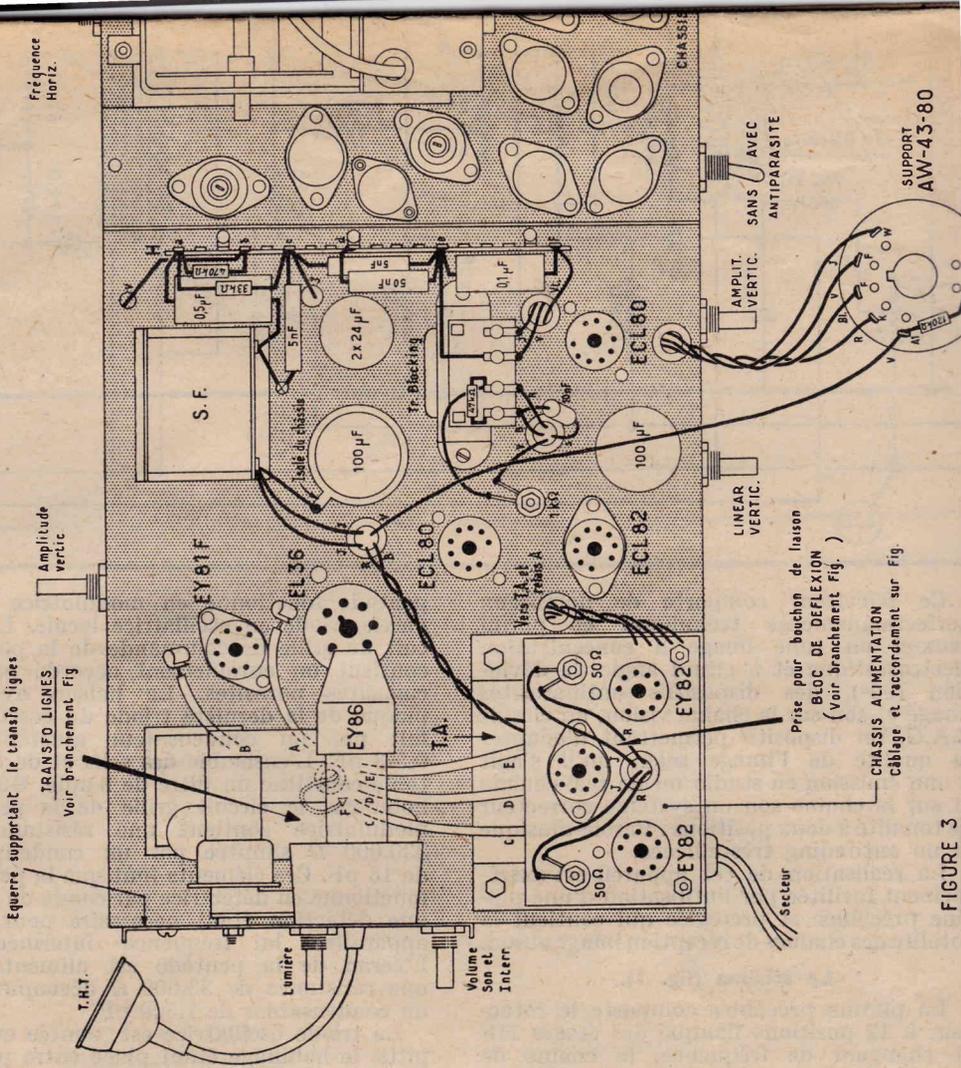


FIGURE 3

SUPPORT AW-43-80

AMÉLIORATIONS DES RÉCEPTEURS TV⁽¹⁾

par Gilbert BLAISE

Il est assez difficile de transformer un téléviseur, surtout s'il est de construction industrielle, mais son rendement peut être amélioré en modifiant certains éléments extérieurs comme l'antenne, par exemple, ou en intercalant entre celle-ci et le récepteur un préamplificateur.

Dans notre dernier article, nous avons décrit des préamplificateurs et nous en décriront prochainement d'autres utilisant des nouvelles lampes à très forte pente.

Pour le moment, nous indiquerons ci-après un dispositif améliorant considérablement la qualité des auditions sonores fournies par le téléviseur.

On sait que la valeur musicale des émissions de son TV est excellente, car on transmet des bandes très larges dépassant 10 kHz.

La qualité des auditions offertes par les téléviseurs n'est pas toujours la meilleure en raison du faible diamètre du haut-parleur et de son montage dans le coffret du téléviseur où il ne trouve pas, le plus souvent, l'emplacement qui donne la meilleure qualité de son.

Il est donc tout indiqué de prévoir un haut-parleur extérieur monté dans une enceinte acoustique. Ce haut-parleur sera celui du téléviseur si l'on juge qu'il est satisfaisant ou un haut-parleur différent, dans le cas contraire.

Les téléviseurs actuels utilisent presque tous une lampe BF finale de puissance modérée. La puissance modulée fournie est généralement comprise entre 1,5 et 4 W, ce qui est largement suffisant pour la plupart des auditions d'appartement, les seules considérées ici. Voici donc des descriptions d'enceintes acoustiques pouvant recevoir un haut-parleur ainsi que des tweeters.

Enceinte acoustique pour téléviseur.

En réalité, cette enceinte est universelle, pouvant servir aussi bien pour un téléviseur que pour un radio-récepteur ou un amplificateur basse fréquence.

L'enceinte décrite, toutefois, est adaptée surtout à une puissance modérée comme celle fournie par un téléviseur. Elle pourra également servir de support pour le récepteur TV et cela est recommandé, car le spectacle complet, visuel et sonore, exige que les sons proviennent d'un endroit aussi proche que possible de l'écran lumineux.

Rappelons que la directivité sonore se manifeste plus particulièrement aux fréquences élevées. Si l'on prévoit des tweeters (petits haut-parleurs reproduisant les notes aiguës), ceux-ci seront placés sur la partie supérieure aussi près que possible de l'écran. Le grand haut-parleur sera disposé au-dessous de ces petits reproducteurs. La figure 1 donne des indications sur la construction d'une enceinte acoustique répondant à ces conditions.

Pratiquement, il s'agit de monter une caisse en bois dont la hauteur est J, la profondeur K et la largeur A. Cette caisse est complètement fermée, sauf aux trois orifices indiqués en traits hachurés sur le croquis de gauche de la figure 1 représentant le panneau avant.

Le croquis de droite représente le coffret vu latéralement, ce qui permet de voir que sa profondeur est K.

On placera le grand haut-parleur, destiné à la reproduction des basses et du médium derrière l'orifice circulaire de diamètre D, tandis que les deux tweeters sont placés derrière les petits trous de diamètre H.

En bas on a prévu une ouverture rectangulaire large de B cm et haute de L cm.

L'emplacement des ouvertures est déterminé par les autres cotes indiquées sur la figure 1.

Voici les valeurs numériques de ces dimensions pour un haut-parleur dont le diamètre D est de 25 cm.

A = largeur du coffret = 600 mm ; B = largeur de l'ouverture rectangulaire = 30 mm ; C = demi-largeur du coffret = 300 mm ; D = diamètre de l'ouverture du HP grand modèle = 250 mm ; E = hauteur du centre de l'orifice du HP = 400 mm ; F = distance de l'axe des centres des ouvertures des tweeters à la partie supérieure = 100 mm ; H = diamètre de ces ouvertures : suivant les diamètres des tweeters ; G = distance des centres des ouvertures aux parois latérales = 100 mm ; I = E + D/2 = 400 + 125 = 525 mm ; J = hauteur totale = 800 mm.

Il est évident qu'il s'agit ici des dimensions intérieures du coffret et de ce fait, la hauteur, la profondeur et la largeur extérieures seront augmentées de deux fois l'épaisseur des planches de bois.

Cette épaisseur ne doit pas être inférieure à 20 mm.

Le haut-parleur grand modèle aura un diamètre de 250 mm et on disposera un baffle carré entre ce haut-parleur et l'ouverture, le diamètre de l'ouverture circulaire du baffle ayant une valeur inférieure de 10 ou 20 mm à D afin de permettre la fixation du haut-parleur à l'aide de vis.

En aucun cas on ne fixera le haut-parleur directement sur l'enceinte acoustique.

Il en sera de même des deux tweeters. Les diamètres H seront égaux à ceux des tweeters.

Nous conseillons l'emploi de modèles dynamiques à aimant permanent dont le montage est le plus simple.

La caisse en bois sera réalisée par collage et non à l'aide de clous ou de vis.

Le bois sera du contre-plaqué, assemblage par tasseaux de bois. Des planches en aggloméré sont également recommandées comme l'isorel, par exemple.

Extérieurement, l'enceinte pourra être recouverte de matériau plastique sous forme de bandes collantes ou collées, ou encore de formica ou de revêtements analogues. En tout cas, l'ensemble doit être très rigide et ne donner lieu à aucune vibration.

Il est évident que seuls les amateurs ayant une bonne pratique du travail du bois pourront entreprendre la construction de cette enceinte. Les autres auront intérêt à confier ce travail à un spécialiste.

Simplifications.

Le montage précédent peut être simplifié de plusieurs manières. On peut supprimer complètement le fond, c'est-à-dire le panneau arrière.

Dans ce cas, l'ouverture rectangulaire du panneau avant doit être également supprimée.

Une autre simplification, indépendante de la précédente, consiste dans la suppression des emplacements des tweeters. Il est alors possible de réduire la hauteur de l'enceinte de la dimension Q = 200 mm, ce qui réduira la hauteur à 600 mm. Remarquons toutefois que plus l'enceinte est de grandes dimensions, meilleure est la reproduction sonore aux fréquences basses.

Les deux simplifications sont cumulatives, ce qui signifie que l'on peut supprimer à la fois le fond de l'enceinte et la partie supérieure destinée aux tweeters.

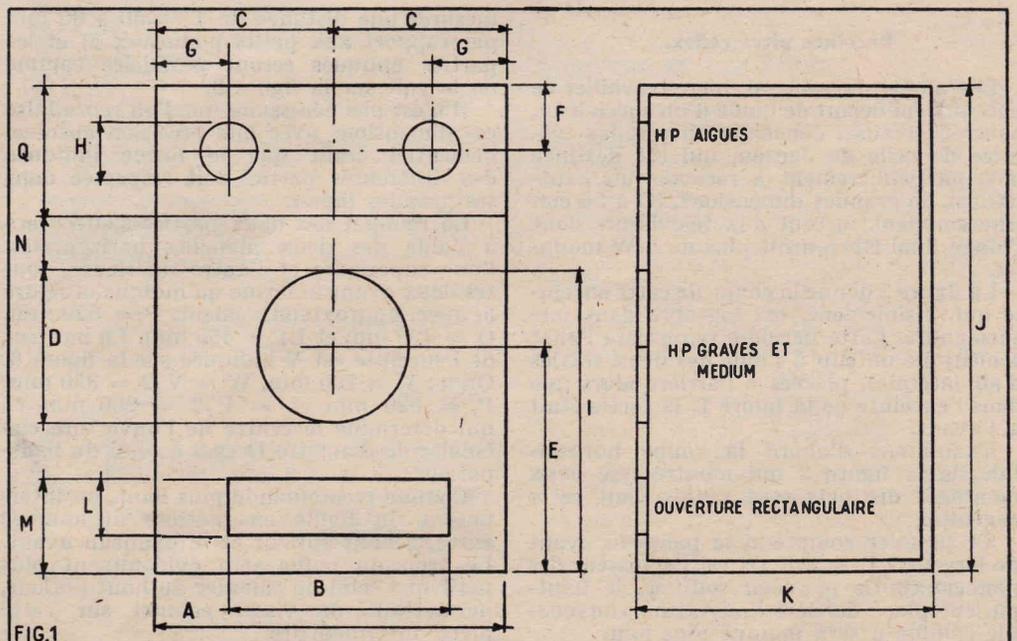


FIG.1

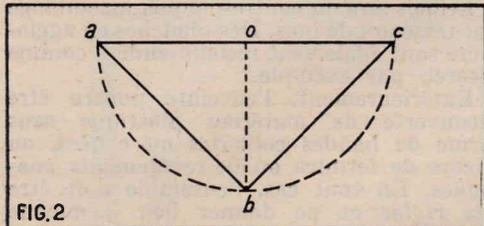
(1) Voir le précédent numéro.

aucun inconvénient dans l'ébénisterie du téléviseur, à la place du haut-parleur normal. Cette disposition est excellente et augmentera l'impression que les sons proviennent de points proches de l'image. Un seul tweeter sera suffisant si la puissance exigée est modérée.

Enceinte triangulaire.

Au lieu d'une enceinte dont la section horizontale est rectangulaire, on peut adopter une enceinte de volume plus réduit, pouvant se placer dans un angle et dont la section horizontale sera en forme de triangle rectangle.

Partant d'une enceinte ayant le panneau avant identique à celui de la figure 1



(gauche) on le montera avec deux panneaux arrière, de sorte que la section aura la forme de la figure 2.

La largeur du panneau avant étant ac , il est facile de trouver les dimensions $ab = bc$ et ab .

En effet, on a : $ab^2 + bc^2 = ac^2$, et comme $ab = bc$, il vient $2ab^2 = ac^2$ et par conséquent :

$$ab = \frac{ac}{\sqrt{2}} = 0,707 \times ac$$

car l'inverse de $\sqrt{2} = 1,414$ est $0,707$.

Dans notre cas, $ac = 600$ mm, d'où $ab = bc = 0,707 \times 600 = 424,2$ mm.

Ou, en arrondissant : $ab = bc = 424$ mm. Avec cette enceinte, il est impossible d'effectuer la suppression du fond et seule la simplification portant sur la hauteur est possible.

L'enceinte à section horizontale triangulaire se prête moins bien comme table de téléviseur, car tous les téléviseurs sont rectangulaires, mais cette réalisation est excellente si elle doit servir comme seconde source de sons dans les montages stéréophoniques auxquels la télévision est actuellement associée dans certains programmes.

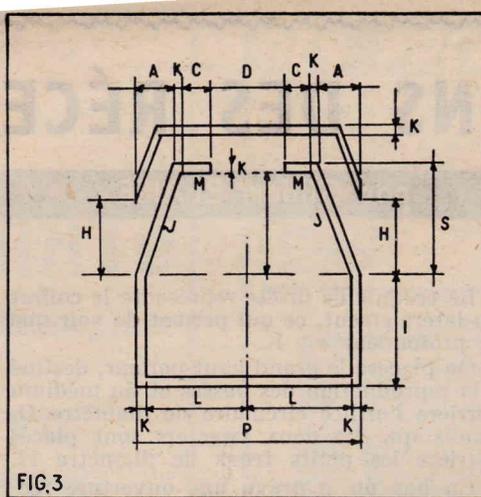
Enceinte ultra reflex.

Les amateurs sachant bien travailler le bois ou bénéficiant de l'aide d'un spécialiste, pourront réaliser l'enceinte ultra reflex inspirée de celle de Jensen, qui est destinée plus particulièrement à recevoir un haut-parleur de grandes dimensions, 30 à 36 cm. Elle convient surtout aux téléviseurs dont l'étage final BF fournit plus de 5 W modulés.

La figure 3 donne la coupe de cette enceinte qui, visiblement, est logeable dans une encoignure. Cette dernière renforcera l'effet acoustique obtenu à l'aide des deux sorties d'air latérales, placées à l'arrière alors que dans l'enceinte de la figure 1, la sortie était à l'avant.

Examinons d'abord la coupe horizontale de la figure 3 qui montre que deux montages distincts sont réunis dans cette enceinte.

Le premier comprend le panneau avant de largeur $2L + 2K$ (K est l'épaisseur des panneaux). Ce panneau soutient le haut-parleur placé derrière l'ouverture convenable comme il sera indiqué plus loin.



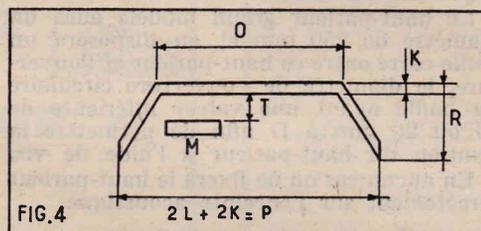
Perpendiculairement à ce panneau sont disposés deux panneaux latéraux de largeur I se prolongeant par les panneaux J et les panneaux M , ces derniers étant parallèles au panneau avant.

La seconde partie se compose d'un panneau de fond parallèle au panneau avant et aux panneaux M et de deux parois obliques. Les dimensions de cette seconde partie sont indiquées sur la figure 4 afin de ne pas surcharger la figure 3. Voici les valeurs numériques pour la première partie : Panneau avant, largeur totale : $P = 2L + 2K = 520$ mm ; $K = 20$ mm, ce qui laisse 480 mm pour la dimension intérieure de la largeur du panneau avant. La profondeur $I = 20$ mm et $N = 190$ mm.

Les côtés J seront épais de $K = 20$ mm et inclinés par rapport aux panneaux latéraux de façon que l'on ait $A = 60$ mm environ et $S = 150$ mm environ.

Les petits panneaux M seront larges de $C = 50$ mm environ. Passons maintenant à la seconde partie représentée en coupe sur la figure 4.

On prendra : $Q = 420$ mm ; $P = 520$ mm ; et $R = 150$ mm. Lorsque les deux parties seront disposées correctement, on devra



mesurer une distance de $T = 50$ à 60 mm par rapport aux petits panneaux M et les parties obliques seront parallèles comme on le voit sur la figure 3.

Il n'est pas nécessaire que l'on reproduise ces dimensions avec une précision absolue, l'essentiel étant que la forme indiquée des différentes parties soit respectée dans ses grandes lignes.

La réunion des deux parties s'effectuera à l'aide des deux planches horizontales, l'une supérieure et l'autre inférieure, toutes deux ayant la forme qu'indique la figure 5, avec, approximativement, $P = 520$ mm, $Q = 420$ mm et $L1 = 460$ mm. La hauteur de l'enceinte est V indiquée sur la figure 6. On a : $V = 700$ mm, $W = V/2 = 350$ mm, $P = 520$ mm et $= P/2 = 260$ mm, ce qui détermine le centre de l'ouverture circulaire de diamètre D égal à celui du haut-parleur.

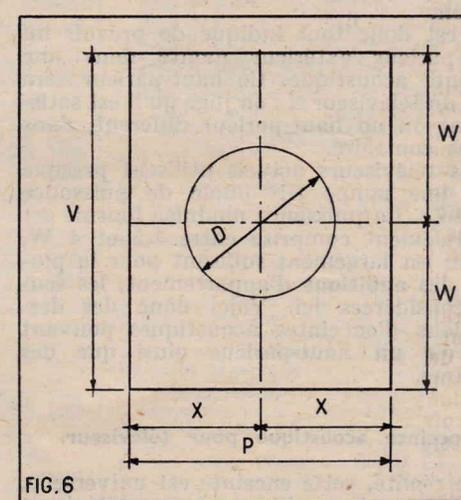
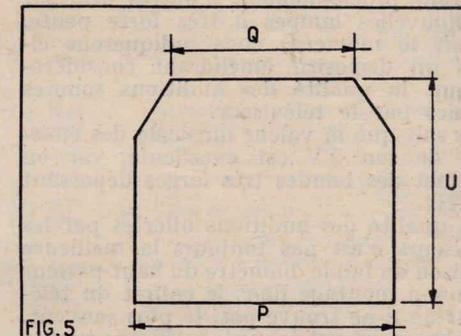
Comme recommandé plus haut, on interposera un baffle en matière agglomérée entre le haut-parleur et le panneau avant. Le trou du baffle sera évidemment plus petit que celui du saladier du haut-parleur, permettant de visser celui-ci sur cette pièce intermédiaire.

La hauteur des autres panneaux raux et arrière sera la même, $V = 700$. En résumé, après montage, on aura obtenu un coffret ayant un « haut » et bas (forme indiquée par la figure 5, hauteur 700 mm, avec un panneau avant percé l'ouverture du haut-parleur comme celle de la figure 6 et présentant latéralement ouvertures dont la coupe horizontale visible sur la figure 3.

Adaptation des enceintes aux haut-parleur

Il est particulièrement difficile pour amateur d'adapter l'enceinte à son haut-parleur car ce dernier ne peut être modifié ce qui oblige à modifier l'enceinte, travail impossible à entreprendre par un non-spécialiste.

En pratique, deux solutions sont à la portée de l'utilisateur : choisir le haut-



parleur qui convient le mieux à l'enceinte dont on dispose, ou adapter l'amplificateur à l'ensemble HP-enceinte.

Le choix du haut-parleur n'est possible que si le revendeur veut bien permettre à son client l'essai de plusieurs modèles différents.

Il s'agit généralement de déterminer la fréquence de résonance basse du haut-parleur qui, avec celle de l'enceinte, permet d'obtenir aux fréquences basses, une reproduction aussi linéaire que possible jusqu'à 30 Hz ou même 20 Hz, sans qu'il y ait suramplification à l'une des fréquences basses, c'est-à-dire à une fréquence inférieure à 100 Hz.

Ainsi, si les deux éléments du montage, HP et enceinte, ont la même fréquence de résonance aux fréquences basses, le résultat sera désastreux, produisant un bruit de tonneau absolument désagréable.

La réalisation d'une enceinte acoustique est donc pleine d'aléas et seuls ceux qui ont le goût de la mise au point et le temps nécessaire pourront entreprendre leur construction et leur adaptation pour obtenir la meilleure reproduction possible avec le modèle choisi.

La meilleure solution est toujours de faire appel à un spécialiste qui aura étudié

l'ensemble proposé et offrira à l'utilisateur un reproducteur qui sera exempt des défauts mentionnés plus haut.

Voici, pour les utilisateurs ne disposant que de peu de temps, un modèle d'enceinte ultra-économique et donnant d'excellents résultats dans de nombreux cas.

Enceinte ultra-économique.

Cette enceinte ne coûte pratiquement rien et ne demande que quelques dizaines de minutes de travail.

Malgré ces avantages, les résultats qu'elle donne sont parfois aussi bons que ceux fournis par des enceintes compliquées et chères.

Le matériel est à la portée de tous les possesseurs d'un téléviseur : c'est la grande boîte d'emballage en carton très fort dans laquelle a été livré l'appareil ou une boîte de réfrigérateur ou de machine à laver.

Les dimensions sont importantes : Hauteur : 700 à 1.000 mm, largeur : 600 à 800 mm, profondeur : 400 à 800 mm.

Cette enceinte ne peut convenir que si le carton est extrêmement rigide.

Sur le panneau avant on pratiquera des ouvertures comme celles indiquées sur la figure 1, avec ou sans ouvertures de tweeters. L'enceinte sera donc fermée partout sauf sur le devant, et le haut-parleur sera disposé derrière l'orifice circulaire.

Nous ne donnons pas de valeurs numériques pour les dimensions, celles de la boîte d'emballage n'étant pas précisées.

A titre indicatif, on pourra placer le haut-parleur juste au milieu du panneau avant, l'ouverture rectangulaire à 200 mm du bord inférieur du haut-parleur et les deux tweeters le plus haut possible.

Cette boîte facilement transformée en enceinte acoustique, les résultats obtenus sont parfois surprenants en raison de l'absence de résonance du carton dont elle est constituée.

Montage des tweeters seuls.

Une autre amélioration du son-TV réside dans une meilleure reproduction des sons à fréquence élevée en adjoignant des tweeters au haut-parleur incorporé du téléviseur.

Nous supposons que ce haut-parleur est excellent pour le médium et les basses et ne donne pas toute satisfaction aux aiguës.

Les tweeters ne nécessitent pas d'enceinte acoustique ni de coffret spécial.

On trouve dans le commerce des petits coffrets pour haut-parleur supplémentaire ou pour haut-parleur d'interphone qui conviendrait très bien aux tweeters. Souvent, il est possible de les loger dans le coffret du téléviseur, mais dans ce cas, leur emplacement doit être tel que les sons émis se dirigent vers l'utilisateur et non pas vers le haut ou à droite ou à gauche car l'effet auditif est beaucoup plus prononcé aux fréquences élevées. On les montera, par conséquent, sur le panneau avant du coffret.

Montage électrique des haut-parleurs.

Lorsque le haut-parleur utilisé dans l'enceinte est celui du téléviseur, aucun problème de branchement ne se pose. Il suffit de prolonger suffisamment les fils de liaison, en intercalant si on le désire, une fiche à deux contacts.

Remarquer que l'appareil ne devra jamais être en état de marche sans qu'un haut-parleur soit branché à la sortie de l'étage final sinon la lampe finale pourrait s'abîmer.

Dans les autres cas, il est nécessaire que les organes extérieurs de reproduction, haut-parleurs et tweeters soient connectés correctement à la sortie BF sinon la musicalité pourrait diminuer de qualité.

Plusieurs cas sont à considérer et nous allons les étudier successivement.

Haut-parleur extérieur supplémentaire.

Etant supplémentaire, ce haut-parleur ne remplacera pas celui du téléviseur, mais lui sera adjoint.

Pour le choisir, on commencera par relever le type du haut-parleur existant à l'intérieur du coffret. Il est indispensable de connaître l'impédance de la bobine mobile (2, 2,5, 4, 8, 15 ou 16 Ω) et le type de la lampe finale, ce qui permettra de déterminer les caractéristiques du transformateur de sortie et éventuellement celles du transformateur qui le remplacera.

Il sera également utile de connaître la puissance maximum pour laquelle le HP du téléviseur est prévu.

Le plus souvent, la lampe finale BF est une pentode de moyenne puissance dont l'impédance de charge optimum, Z, est de 4.000 à 12.000 Ω .

Supposons que $Z = 11.000 \Omega$ et que l'impédance de la bobine mobile est de 2,5 Ω . Le rapport de transformation étant N, on a :

$$N^2 = \frac{11.000}{2,5} = 4.400$$

d'où $N = 66$ fois.

ce qui signifie qu'il y a 66 fois plus de spires au primaire branché à la lampe, qu'au secondaire relié à la bobine mobile du haut-parleur.

Si le haut-parleur intérieur est d'excellente qualité, ce qui est vrai avec la plupart des téléviseurs actuels, la meilleure solution consiste dans l'achat d'un second haut-parleur identique ou de mêmes caractéristiques et de plus grand diamètre. On prévoira un commutateur fixé de préférence sur le coffret du téléviseur et monté comme le montre la figure 7. Le secondaire était primitivement relié directement aux deux bornes du branchement du haut-parleur intérieur (fig. 7A). Le fil b restera connecté tandis qu'une coupure sera faite dans le fil a, au point P.

Le fil b sera celui qui est relié à la masse tandis que le fil a pourrait être également relié à un circuit de contre-réaction. Dans le présent montage, la contre-réaction n'introduit aucune complication. Le com-

mutateur I_1 (fig. 7B) relie en position A le point P, côté secondaire du transformateur, à la bobine mobile du HP intérieur, ce qui rétablit le montage primitif de la figure 7A, ou en position 2, à la bobine mobile du HP extérieur et de ce fait, le haut-parleur extérieur fonctionne seul.

Il n'est pas possible de faire fonctionner les deux haut-parleurs à la fois sans avoir à remplacer le transformateur de sortie, car si l'on montait les deux bobines mobiles en série ou en parallèle sur le secondaire, il n'y aurait plus d'adaptation d'où diminution de la puissance et de la qualité musicale. En effet, les deux bobines mobiles montées en parallèle présentent une impédance $Z/2$, par exemple $2,5/2 = 1,25 \Omega$ et montées en série, une impédance $2 \times 2,5 = 5 \Omega$.

La meilleure solution est de se procurer un autre transformateur de sortie possédant les mêmes caractéristiques que celui du téléviseur mais avec un secondaire à prises à 2,5 Ω et 5 Ω au moins, ou autres valeurs si la bobine n'est pas de 2,5 Ω .

Avec un transformateur de ce type, le montage sera effectué suivant le schéma de la figure 8. Un inverseur triangulaire à 3 directions sera nécessaire.

En position 1, la prise 2,5 Ω est reliée au point P de la bobine mobile du HP intérieur tandis que la prise commune indiquée par 0 et généralement reliée à la masse, est connectée en permanence au point Q de la bobine mobile du même HP. Dans cette position, celui-ci seul est en service et l'adaptation est correcte.

En position 2, la prise 2,5 Ω est connectée au point R de la bobine mobile du HP extérieur par l'intermédiaire de I_1 et le point T à la prise 0 du secondaire, par l'intermédiaire de I_2 .

En position 3, I_1 relie le point P au point T tandis que R est relié à la prise 5 Ω par l'intermédiaire de I_2 . Il est clair que dans cette position les deux bobines mobiles sont en série, l'impédance résultante est de 5 Ω , donc l'adaptation correcte également.

Remarquer que le circuit de contre-réaction, s'il existe, restera toujours connecté à la prise 2,5 Ω comme prévu par le constructeur du téléviseur.

Un pointillé sur la figure 8 indique la séparation aux points M et N des circuits du téléviseur et de ceux du haut-parleur extérieur. En ces points, on pourra disposer une fiche.

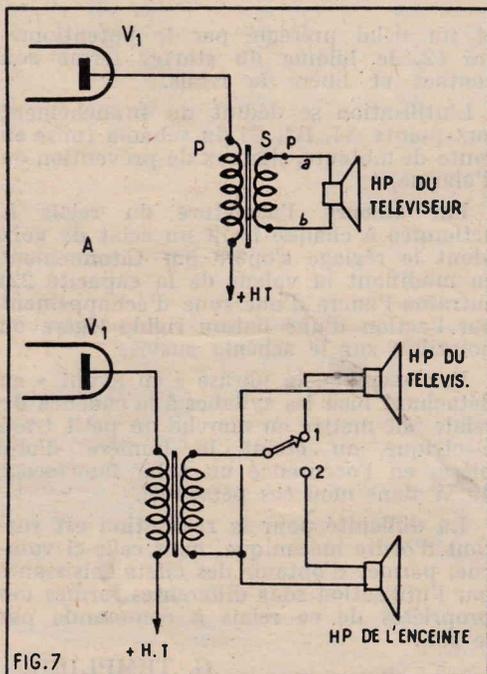


FIG. 7

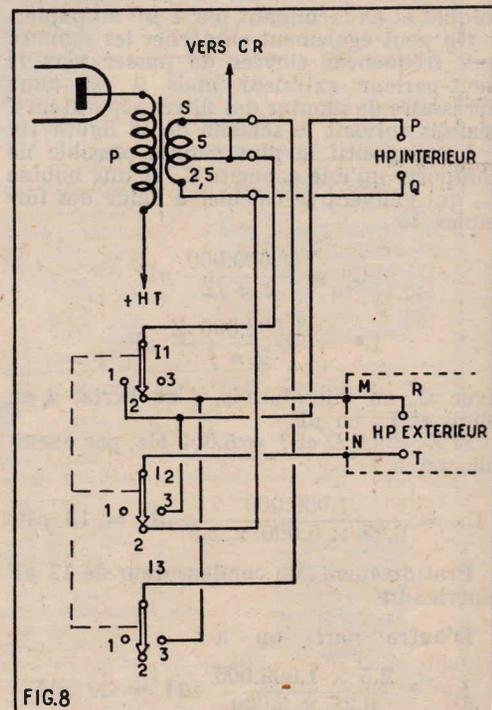
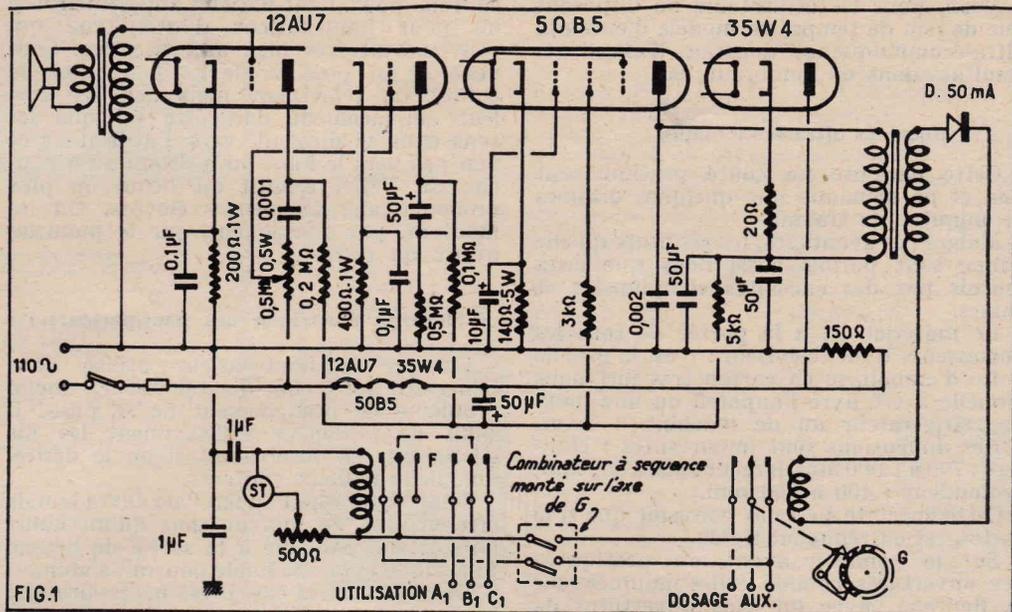
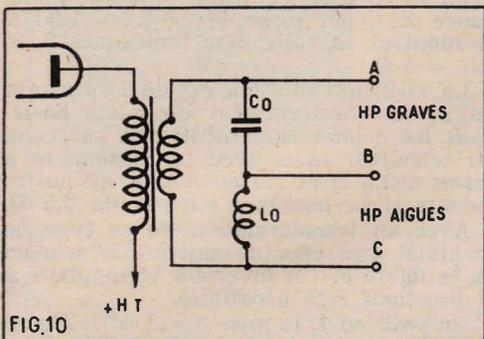
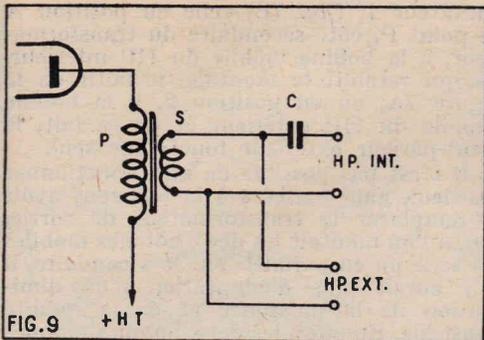


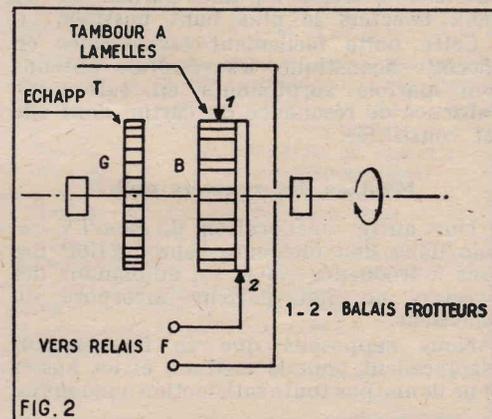
FIG. 8

COMMANDE CINÉMATIQUE DE RELAIS PAR LE SON



Le montage se présente sous la forme d'un ampli BF à trois étages comprenant les tubes 12AU7 (figurés en deux parties), 50B5 et 35W4. Réglage du gain par le potentiomètre 4. Le haut-parleur (bobine 6 W à aimant permanent fait office de micro par couplage à la première grille du tube A grâce à l'intermédiaire d'un transformateur de téléphone de rapport 1/60 environ. La sortie du tube B se fait par le montage d'un second transfo de rapport 1/1 qui attaque le relais E par l'intermédiaire de l'oxy métal R. Vous déduisez que le relais repère F est alimenté en alternatif à la tension du secteur et que la partie « radio » n'offre pas de difficulté.

son d'origine quelconque assez rapproché est aussitôt transformé en une impulsion de tension qui enclenche le relais E pour un laps de temps suffisant à la mise en fonction du relais F. Celui-ci est branché en 2 avec un relais thermique sous la forme d'un starter de tube fluorescent de 20 W. Après la mise sous tension du châssis



et un délai prééglé par le potentiomètre 12, le bilame du starter ferme son contact et libère le relais.

L'utilisation se déduit du branchement aux points AI, BI, CI du schéma (mise en route de moteurs, signaux de prévention ou d'alarme).

Par ailleurs, l'armature du relais E actionnée à chaque bruit ou éclat de voix (dont le réglage s'opère par tâtonnement en modifiant la valeur de la capacité 22) entraîne l'ancre d'une roue d'échappement par l'action d'une liaison rigide légère ou pointillée sur le schéma susvisé.

Par exemple, la phrase « en avant » en détachant bien les syllabes à la cadence du relais fait mettre en marche un petit train électrique ou éteint la lumière d'une pièce, en l'occurrence un tube fluorescent 40 W dans mon cas personnel.

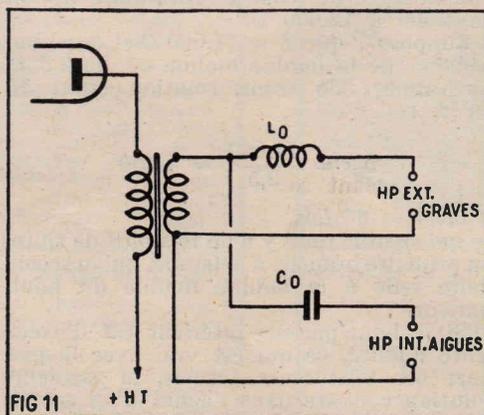
La difficulté pour la réalisation est surtout d'ordre mécanique, mais celle-ci vaincue, permet d'obtenir des effets saisissants par l'utilisation sous différentes formes des propriétés de ce relais à commande par le son.

G. B.

G. TEMPLIER.

Fonctionnement.

Chaque bruit, constitué par un claquement de mains, un éclat de voix ou un



Bobinage facile à réaliser soi-même de la manière suivante : sur un tube de carton de 50 mm de diamètre extérieur on enroulera 90 spires de fil de 1 mm de diamètre sur une longueur de 200 mm, avec un espacement régulier. Le fil sera émaillé ou isolé au coton ou à la soie. On pourra adopter un diamètre plus grand que 1 mm sans inconvénient. Un autre montage donnant les mêmes résultats est celui de la figure 11 avec les mêmes valeurs de C₀ et L₀.

Comme conseillé précédemment, si le reproducteur extérieur n'est pas branché, placer l'inverseur en position 1 afin que la lampe soit chargée.

Emploi de l'un des haut-parleurs comme tweeter.

Nous avons indiqué dans un précédent paragraphe que le haut-parleur intérieur peut être employé comme tweeter en association avec le haut-parleur extérieur utilisé normalement à toutes les fréquences ou, mieux, aux fréquences basses et médium.

Un montage simple et correct consiste à brancher les deux bobines mobiles comme le montre la figure 9. On voit que le haut-parleur extérieur est monté normalement et celui du téléviseur par l'intermédiaire d'un condensateur C qui ne laisse passer que les courants à fréquence élevée.

Comme les circuits sont à basse impédance, la valeur de C est relativement élevée, de l'ordre du microfarad.

La méthode expérimentale est tout indiquée pour essayer la meilleure valeur de C en commençant par 8 μF électrochimiques et en terminant par 1 μF au papier.

On peut également empêcher les signaux aux fréquences élevées de passer vers le haut-parleur extérieur mais il est alors nécessaire de monter des filtres séparateurs, réalisés suivant le schéma de la figure 10.

Le dispositif le plus simple possible ne comporte qu'une capacité C₀ et une bobine L₀ qui peuvent se calculer à l'aide des formules :

$$C_0 = \frac{1.000.000}{2 \pi f Z} \mu F$$

$$L_0 = \frac{1.000.000 Z}{2 \pi f} \mu F$$

avec C₀ en microfarads, f en hertz, z en ohms et L₀ en μH.

Si Z = 2,5 Ω et f = 5.000 Hz, par exemple, on a :

$$C_0 = \frac{1.000.000}{6,28 \times 5.000 \times 2,5} \mu F = 13 \mu F$$

Pratiquement, un condensateur de 12 μF conviendra.

D'autre part, on a :

$$L_0 = \frac{2,5 \times 1.000.000}{6,28 \times 5.000} \mu H = 80 \mu H$$

ADAPTATEUR SECTEUR POUR POSTE A TRANSISTORS

par H.-J. LEMAIRE

Les postes à transistors obtiennent un succès sans cesse croissant auprès du grand public. De plus en plus nombreux sont les foyers qui en font l'acquisition, soit à titre de poste principal, soit à titre de poste supplémentaire transportable de pièce en pièce. Ils permettent en particulier à la ménagère de suivre ses émissions favorites quel que soit le lieu où elle se trouve, cuisine, chambre, salle de bains, etc...

Si ces postes présentent beaucoup d'avantages, ils ont l'inconvénient de dévorer relativement vite leur pile. Pour obtenir une bonne audition, celle-ci doit être changée bien avant son usure complète, la baisse de tension finale occasionnant souvent des distorsions, incompatibles avec le degré de qualité musicale actuellement obtenu par beaucoup de constructeurs.

C'est pourquoi une véritable floraison (particulièrement en période hivernale) d'alimentation-secteur prenant la place de la pile dans le poste) voit le jour. Leur montage facile tente beaucoup d'amateurs, qui relèguent immédiatement la pile « encore bonne » dans un quelconque tiroir pour la conserver jusqu'aux beaux jours, ou jusqu'à la prochaine sortie de week-end.

Mais cette alimentation-secteur rive l'appareil à la prise de courant domestique et la mobilité du poste transistor se perd. Parfois celui-ci sauvaient une émission animée des fâcheux parasites apparaissant dans le secteur lorsqu'un vieil aspirateur ou un non moins antique sèche-cheveux fonctionnait chez un voisin peu scrupuleux et peu respectueux des règlements en vigueur. Parfois aussi aucune prise de courant n'est à la portée du lieu où l'on se trouve pour quelques instants.

Pour remédier à ces inconvénients, me direz-vous, il n'y a qu'à remettre la pile. Evidemment, mais se rappelle-t-on dans quel tiroir on l'a rangée et sera-t-elle encore

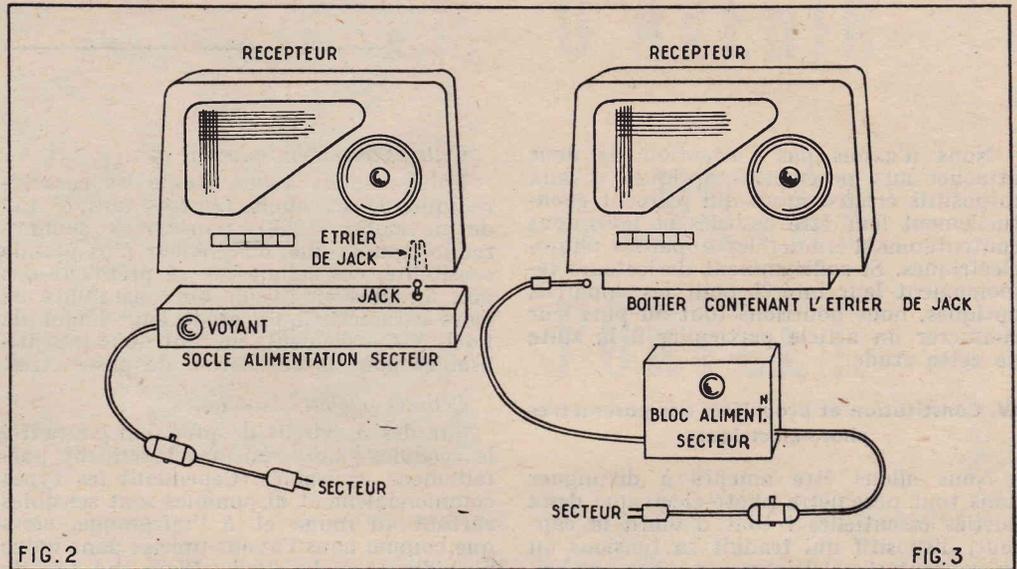


FIG. 2

FIG. 3

en état ? Et que de manipulations énerwantes et relativement longues qui gâteront la plus belle émission !

L'idéal serait de pouvoir passer sans gestes inutiles et presque instantanément de l'audition sur pile à l'audition sur secteur et vice versa. La mobilité du poste et son autonomie ne seraient plus compromises et l'économie de pile resterait substantielle.

Le petit montage proposé ci-dessous semble atteindre ce but.

Son principe de base est l'utilisation d'une fiche « jack » (ou tout système similaire) à double rupture par enfoncement et retrait, suivant schéma général ci-dessous (fig. 1).

Le simple fait d'enfoncer le « jack » coupe le circuit pile et branche le circuit secteur ; son retrait rétablit le circuit pile. Celle-ci peut donc rester à demeure dans le poste pendant le fonctionnement sur secteur. Ce montage permet de passer d'un système sur l'autre, sans interruption pratique de la réception.

A titre d'indication voici quelques montages possibles :

1° On peut placer l'étrier récepteur du jack à l'intérieur du poste (fig. 2).

En dirigeant son entrée vers le bas il permettra « d'empaler » le poste sur un socle contenant l'alimentation et duquel dépassera verticalement le « jack ».

2° On ne peut pas placer l'étrier dans le poste (fig. 3).

Faire un boîtier d'alimentation séparé avec cordon souple terminé par le « jack ». Celui-ci sera engagé dans l'étrier placé dans un petit coffret extra-plat qui sera fixé au poste, soit dessous, soit derrière, soit sur le côté.

Dans tous ces montages il est recommandé de prévoir un interrupteur, type « olive » sur le cordon d'arrivée du courant secteur. Il permettra de couper l'alimentation au moment du changement, certains « jack » se mettant en court-circuit lors de l'introduction ou du retrait.

Cet interrupteur permettra aussi de laisser le poste réglé en position et en volume sur un émetteur déterminé pendant les périodes d'arrêt d'audition.

Un voyant lumineux de marche trouvera avantageusement sa place dans le montage du bloc-alimentation. Il évitera de laisser par inadvertance le bloc, débranché du poste, sous tension et renseignera efficacement sur l'absence ou la présence de courant secteur.

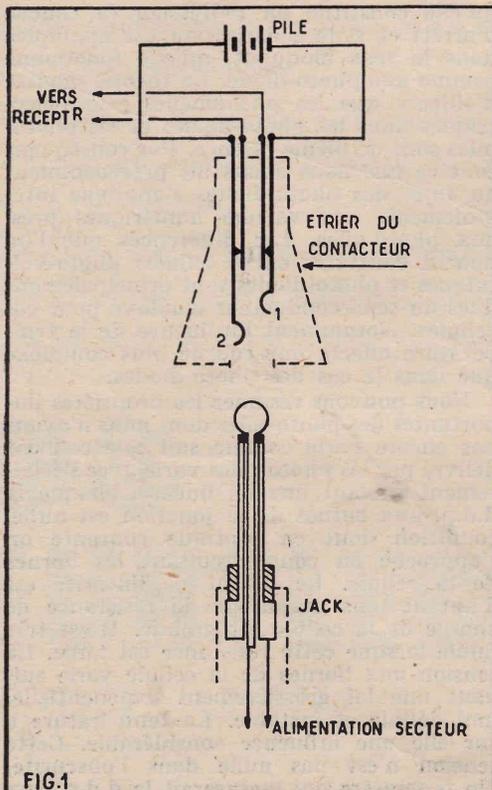


FIG. 1

LES ÉTABLISSEMENTS OLIVERES

informent leur fidèle clientèle que la série des

MAGNÉTOPHONES

ROSNY

NOAILLES

et

ROBINSON

touchant à sa fin, les commandes

ne seront livrées que jusqu'à épuisement des stocks actuels.

Ils conseillent, en conséquence, à tous ceux qui sont intéressés par les PRIX EXCEPTIONNELS consentis de passer rapidement leur commande aux prix suivants : ROBINSON..... 2 19.00 ROSNY.... 269.00 - NOAILLES.... 350.00

(Voir nos annonces précédentes)

Notice RP6-MA contre enveloppe timbrée

OLIVER

5, Avenue de la République - Paris (11^e)

Tél : OBE. 19-97

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

LES POSEMÈTRES PHOTOGRAPHIQUES (1)

par F.-P. BUSSER

Nous n'avons pas l'intention de nous attacher aux posemètres optiques et aux dispositifs électroniques qui peuvent éventuellement leur être associés et nous nous contenterons d'étudier les appareils photo-électriques. Si suffisamment de lecteurs témoignaient leur intérêt pour les appareils optiques, nous pourrions tout au plus leur consacrer un article particulier à la suite de cette étude.

V. Constitution et propriétés des posemètres photo-électriques.

Nous allons être amenés à distinguer dans tout posemètre photo-électrique deux parties essentielles : tout d'abord le capteur, dispositif qui traduit en tensions ou en courants les éclairissements reçus par son élément photo-sensible et le traducteur qui visualise ces tensions ou courants. A ces deux parties essentielles il conviendrait d'ajouter un calculateur, dispositif essentiellement mécanique permettant d'établir rapidement les correspondances entre temps d'exposition et ouvertures de diaphragme et au sujet duquel nous donnerons quelques précisions lorsque nous parlerons de la réalisation pratique des appareils.

1. Les capteurs.

Par cette désignation générale, nous entendons tout dispositif qui traduit en courant électrique les éclairissements et y englobe tous les systèmes accessoires destinés à limiter le champ, à modifier la courbe de réponse des éléments photo-sensibles, à obtenir certaines caractéristiques spéciales. Le rôle de ces capteurs apparaît donc clairement.

a) Élément photo-sensible.

Dans nos précédents articles, nous avons vu de quels éléments photo-sensibles nous disposions. Dans quelle mesure sont-ils applicables aux posemètres? Nous allons le voir.

Cellules photo-émisives à vide.

La nécessité de les alimenter en haute tension et leur faible niveau de sortie interdit l'emploi sur des appareils portatifs. En raison des grandes variétés de caractéristiques spectrales dont on peut disposer avec les cellules disponibles sur le marché, elles peuvent être intéressantes pour des appareils à usage scientifique ou pour le laboratoire, la sujétion constituée par l'obligation de les alimenter sur le secteur étant alors sans importance, ces posemètres fonctionnant pratiquement à poste fixe. Les circuits électroniques à associer à ces cellules, de même que les dispositifs optiques nécessaires pour la limitation du champ sont très différents de ceux que nous allons rencontrer avec les autres éléments photo-sensibles, de sorte, que nous préférons donner les indications indispensables à ce sujet lorsque nous serons amenés à utiliser ces cellules dans une réalisation pratique.

Cellules photo-émisives à gaz.

Lorsque nous avons étudié les caractéristiques de ces cellules (*Radio-Plans*, n° 133 de novembre 1958), nous nous sommes rendu compte que, malgré leur plus grande sensibilité, ces cellules ne se prêtaient pas aux mesures en raison de l'instabilité de leurs caractéristiques et de leur défaut de fidélité. Ces éléments ne sont donc pas utilisables pour la réalisation de posemètres.

Cellules photo-résistantes.

Sur des appareils de précision courante, les cellules photo-résistantes seraient parfaitement utilisables. Cependant les types commercialement disponibles sont sensibles surtout au rouge et à l'infrarouge, alors que comme nous l'avons précisé dans notre précédent article (*Radio-Plans*, n° 147 de janvier 1960), les émulsions photographiques sont sensibles surtout au bleu et leur maximum de sensibilité dans le rouge est suivi d'une chute abrupte de la sensibilité vers $0,7 \mu$. Par ailleurs, la stabilité des cellules que nous avons pu nous procurer n'est pas exemplaire et il faut prévoir un dispositif d'alimentation qui n'est compensé par aucun avantage marquant par rapport aux cellules photo-voltaïques et aux photodiodes. Nous espérons que par la suite, les cellules photo-résistantes s'amélioreront car il est évidemment tentant de tirer parti de leur sensibilité élevée. Dores et déjà, nous avons réalisé un posemètre de laboratoire équipé d'une photo-résistance au sulfate de cadmium et dont le fonctionnement s'est avéré tout à fait satisfaisant moyennant quelques précautions.

Photo-transistors.

Dans l'article que nous avons consacré aux photo-diodes et aux photo-transistors, nous avons dit ce que nous pensions de ces dispositifs. Les photo-transistors constituent à notre sens un excellent élément de commutation mais sont absolument impropres aux mesures.

Photo-diodes.

Les photo-diodes constituent un élément de choix pour équiper certains types de posemètres. Leur fidélité est très suffisante, leur caractéristique chromatique facilement utilisable, leur sensibilité élevée. Ils ont en outre le grand avantage de permettre une mesure quasi ponctuelle et s'adaptent de ce fait à bien des applications interdites aux autres types de cellule. Leur seul inconvénient est d'avoir un courant d'obscurité important et variable avec la température. Cet inconvénient peut d'ailleurs être éliminé en les faisant travailler en photopile, c'est-à-dire en ne leur appliquant pas de polarisation. Dans ces conditions, leurs caractéristiques sont sensiblement identiques à celles des cellules photo-voltaïques proprement dites, à la sensibilité chromatique près, dans laquelle la forte sensibilité à l'infrarouge est souvent gênante.

Cellules photo-voltaïques.

Ces cellules constituent l'élément photo-sensible le plus pratique pour les posemètres à usage courant. En effet, elles n'ont pas

besoin de source de courant auxiliaire, leur sensibilité est excellente, la puissance délivrée permet de leur adapter directement un galvanomètre et leur sensibilité chromatique peut être facilement adaptée à celle de l'œil (luxmètre) ou des émulsions photographiques (posemètre). C'est par conséquent à elles que nous allons le plus souvent faire appel pour équiper le capteur d'un posemètre. Dans l'article que nous leur avons consacré, nous avons donné des indications suffisantes concernant leurs caractéristiques générales, mais nous étions réservé d'aborder les problèmes touchant à l'adaptation des circuits associés lorsque nous parlerions des posemètres. En effet, ces problèmes sont intimement liés. Précisons que nous n'allons pas les approfondir et nous contenterons de quelques indications générales indispensables pour la pratique. Ceux de nos lecteurs qui voudraient étudier d'une manière plus approfondie les cellules photo-voltaïques pourraient avec fruit se reporter à l'excellent ouvrage que vient de publier à leur sujet M. G. Blet, chez Dunod (*G. BLET, Photo-piles au sélénium*, Monographies Dunod n° 21, 3^e trimestre 1959). La publication de cette monographie nous dispense d'explications plus complètes.

En conclusion, nous voyons que seules les cellules photo-voltaïques et les photodiodes entrent pratiquement en ligne de compte pour la réalisation des posemètres photographiques courants. Or, nous avons vu que les photo-diodes peuvent fonctionner d'une manière analogue à celle des photo-piles et inversement l'expérience montre que si nous appliquons une polarisation à une photo-pile, nous constatons qu'elle constitue un redresseur (à couche d'arrêt) et si la polarisation est appliquée dans le sens bloquant, qu'elle fonctionne comme une photo-diode. La théorie montre d'ailleurs que les phénomènes photo-électriques dans les photo-diodes et les photopiles sont de même essence. Par conséquent tout ce que nous avons dit précédemment au sujet des photo-diodes s'applique intégralement, aux valeurs numériques près, aux photo-piles. Les différences que l'on pourra constater entre cellules photo-voltaïques et photo-diodes sont principalement dues au semi-conducteur employé pour ces cellules. Notamment l'influence de la température affecte une courbe plus complexe que dans le cas des photo-diodes.

Nous pouvons résumer les propriétés importantes des photo-piles dont nous n'avons pas encore parlé comme suit : le courant délivré par les photo-piles varie avec l'éclairissement suivant une loi linéaire lorsque la d.d.p. aux bornes de la jonction est nulle, condition dont en pratique courante on s'approche en court-circuitant les bornes de la cellule. Le défaut de linéarité est d'autant plus grand que la résistance de charge de la cellule est grande. Il est très faible lorsque cette résistance est nulle. La tension aux bornes de la cellule varie suivant une loi grossièrement exponentielle, mal définie et instable. La température a sur elle une influence considérable. Cette tension n'est pas nulle dans l'obscurité. Un posemètre qui mesurerait la d.d.p. aux

(1) Voir les nos 132, 133, 144 et 146 à 148 de *Radio-Plans*.

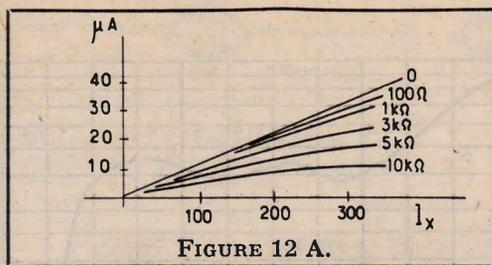


FIGURE 12 A.

FIG. 12. — Caractéristiques d'une photo-pile au sélénium.

A. — Courant délivré par une photo-pile en fonction de l'éclairement et de la résistance de charge. (D'après Blet. Photo-piles au sélénium.)

B. — Tension à vide aux bornes de la cellule en fonction de l'éclairement.

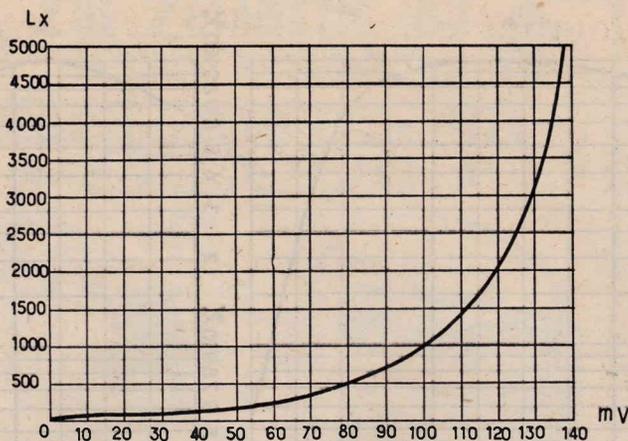


FIGURE 12 B.

bornes d'une cellule photo-voltaïque n'aurait qu'une médiocre précision. Par contre, il permettrait de mesurer facilement des éclaircissements assez faibles étant donné que la d.d.p. augmente rapidement aux faibles éclaircissements pour tendre ensuite vers une limite correspondant à une espèce de saturation. Exposée à un éclaircissement assez intense contenant une fraction considérable de rayonnements voisins de $0,76 \mu$, une photo-pile voit son courant croître rapidement, passer par un maximum au bout de quelques secondes et diminuer ensuite vers une valeur stable qu'elle n'atteindra parfois qu'après plusieurs heures. Les écarts dus à la fatigue sont quelquefois de l'ordre de 20 à 25 % et par conséquent nullement négligeables. Le phénomène de fatigue n'apparaît pour ainsi dire pas si les radiations voisines de la longueur d'onde critique ($0,76 \mu$) sont éliminées et si la résistance de charge est très faible. Lorsque la cellule est en court-circuit et mieux encore lorsque par un montage adéquat, la couche d'arrêt est en court-circuit, ce phénomène n'apparaît pas. Par contre, ce phénomène influe fortement sur la tension à vide.

Nous donnons en figure 12a le réseau des courbes caractéristiques d'une cellule photo-voltaïque au sélénium. Nous y remarquerons la ressemblance avec les courbes correspondantes des photo-diodes. En figure 12 b nous donnons la courbe représentant la tension à vide aux bornes d'une photo-pile en fonction de l'éclairement, en coordonnées linéaires et logarithmiques. Là également nous retrouvons une analogie marquée avec les courbes des photo-diodes. Précisons que lorsque nous parlons de photo-piles, nous pensons photo-piles au sélénium, car ce sont pratiquement les seules disponibles de façon courante sur le marché. Nous avons bien vu en Allemagne des photo-piles au silicium, mais non seulement elles sont très chères, mais nous doutons fort qu'il soit possible de se les procurer en France. A ce sujet, précisons que les cellules que nous avons utilisées dans nos réalisations sont à de rares exceptions près, des cellules Westinghouse (cellules Westaphot). Toutefois toutes autres photo-piles de bonne qualité peuvent convenir et les remplacer dans les montages que nous décrivons.

b) Constitution des capteurs.

Très souvent la cellule photo-voltaïque sera le seul élément électrique du capteur. Celui-ci pourra cependant comporter au lieu d'une seule photo-pile ou d'une seule photo-diode plusieurs en série ou en parallèle, parfois pour des applications spéciales ou des compensations délicates en pont. A ces éléments photo-sensibles seront adjoints différents dispositifs pour corriger éventuellement la réponse spectrale et pour limiter le champ.

Cellules en parallèle.

En mettant plusieurs photo-piles en parallèle, il est possible d'augmenter sensiblement le courant délivré et par conséquent la sensibilité. Néanmoins, la mise en parallèle de plusieurs cellules n'est pas aussi avantageuse que l'emploi d'une seule cellule de surface équivalente. Dans le cas des cellules en parallèle les pertes dans la résistance interne sont plus grandes qu'avec une cellule unique de même surface. Les mêmes observations sont valables pour les photo-diodes, à ceci près que là nous n'avons pas l'embarras du choix, la surface active de ces diodes étant toujours de l'ordre de 1 mm^2 de sorte que nous sommes plus ou moins forcés de brancher les photo-diodes en parallèle si nous voulons augmenter le courant photo-électrique. Si nous faisons travailler les photo-diodes en photo-piles, nous n'aurons pas à nous soucier du courant d'obscurité, ce qui n'est plus vrai si elles fonctionnent en photo-diode avec une polarisation. Il faut alors compenser le courant d'obscurité par un montage adéquat (pont par exemple), d'autant plus que ce courant est plusieurs fois plus important que le courant photo-électrique aux faibles éclaircissements et varie fortement avec la température.

Cellules en série.

Le branchement en série n'a d'intérêt que lorsqu'il s'agit d'obtenir des tensions d'une certaine importance, par exemple pour la charge d'un petit accumulateur ou pour l'alimentation d'un dispositif à transistors. Il est totalement dépourvu d'intérêt pour les mesures en raison des particularités de la tension à vide que nous avons indiquées plus haut. Pour la mesure du courant de court-circuit, les montages de ce type sont encore bien moins indiqués.

Ponts.

Le montage en pont n'est intéressant qu'avec les photo-diodes étant donné qu'il permet de compenser facilement le courant d'obscurité et donne la possibilité de régler d'une manière simple la sensibilité. Grâce au montage en pont il est d'autre part facile d'obtenir des sensibilités chromatiques inaccessibles à d'autres méthodes, ce en plaçant devant les deux groupes de photo-diodes des filtres différents, de sorte que la sensibilité chromatique des deux branches du pont soient différentes. C'est un dispositif de ce genre que nous avons utilisé par exemple sur un posémètre de laboratoire qui par simple changement d'une bonnette porte-filtre permet d'obtenir avec une approximation satisfaisante la sensibilité chromatique de deux types d'émulsions panchromatiques, celle d'une émulsion orthochromatique à forte sensibilité, celle d'une émulsion orthochromatique pour arts graphiques et la sensibilité chromatique

des papiers d'agrandissement et de tirage ainsi que celle des émulsions non sensibilisées, soit 6 courbes de sensibilité différentes.

Nous avons vu plus haut l'analogie existant entre les photo-diodes et les photo-piles. Cette analogie est confirmée si nous utilisons une photo-pile en un montage identique à celui des photo-diodes, c'est-à-dire en lui appliquant une polarisation dans le sens bloquant. Montées ainsi, les photo-piles peuvent également être utilisées en pont, sans qu'il n'y ait de difficultés aux faibles éclaircissements comme ce serait le cas si elles étaient branchées en pont sans polarisation, c'est-à-dire fonctionnant normalement en photo-pile.

Il pourrait paraître indiqué de parler ici du branchement électrique des sondes. Celui-ci étant toutefois si simple et si intimement dépendant de la nature du traducteur que nous avons préféré reporter à plus tard, le soin de donner à ce sujet les renseignements indispensables.

c) Sensibilité spectrales des capteurs.

Si nous voulons que les indications de notre posémètre aient en toutes circonstances une valeur effective, il est indispensable que la courbe de sensibilité spectrale de son élément photo-sensible soit celle de l'œil humain, en admettant que les surfaces sensibles aient également cette caractéristique spectrale. Des mesures précises ont montré que les cellules photo-voltaïques au sélénium étaient affectées d'un défaut comparable au phénomène de Purkinje pour l'œil humain, mais inverse, c'est-à-dire que le maximum de sensibilité chromatique se déplace vers le rouge et non vers le bleu comme avec l'œil lorsque le niveau d'éclaircissement global baisse. Aux températures usuelles, nous pouvons négliger ce phénomène et considérer que la réponse spectrale des photo-piles est indépendante du niveau d'éclaircissement. Les couches photographiques ayant une sensibilité chromatique souvent très éloignée de celle de l'œil, il serait vain d'espérer une exposition correcte si nous travaillons par exemple sur une émulsion orthochromatique et avec un sujet ou un éclairage présentant beaucoup de jaune ou de rouge. Force sera donc d'adapter la sensibilité chromatique du capteur aux émulsions et non à l'œil. Il faudrait donc autant de sensibilités chromatiques que d'émulsions. En pratique, nous pouvons nous contenter de deux courbes correspondant respectivement à la moyenne des émulsions panchromatiques et à celle des émulsions orthochromatiques. En pratique amateur, il est même possible de se contenter de la courbe unique correspondant aux émulsions panchromatiques seules couramment employées.

Pour corriger la sensibilité chromatique des éléments photo-sensibles, nous disposons de filtres colorés de caractéristiques très variées qui permettent pratiquement de s'adapter à tous les cas.

La détermination du filtre convenable est une opération assez délicate qui demande un appareil mathématique relativement volumineux, encore qu'élémentaire. Nous avons donc cherché une méthode qui puisse être appliquée avec une précision suffisante par des amateurs peu habitués aux méthodes classiques.

Détermination des filtres.

Lorsque nous exposons à une lumière de composition spectrale déterminée une surface sensible ayant pour cette lumière une courbe de sensibilité A et interposons un

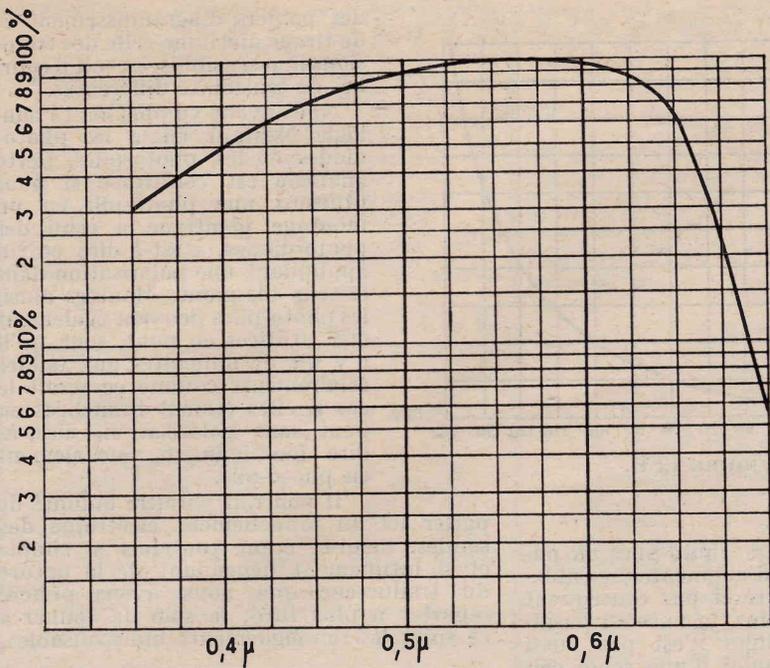


FIG. 13. — Sensibilité chromatique d'une photo-pile au sélénium, rapportée à un spectre à énergie constante (exprimée en pour cent du maximum).

filtre de courbe de transmission B, la courbe de sensibilité chromatique du système émulsion-filtre prend une allure telle que l'ordonnée de chacun de ses points soit égale au produit des ordonnées des courbes A et B à la même longueur d'onde.

Si nous nous rappelons que le logarithme d'un produit est égal à la somme des logarithmes de ses facteurs, nous remarquerons immédiatement qu'il suffit d'additionner graphiquement les ordonnées des deux courbes en les représentant toutes deux sur un graphique à ordonnées logarithmique. Cette méthode si elle ne présente pas la même précision que la méthode mathématique est cependant largement suffisante et nous serions même enclins à dire qu'elle est plus justifiée que celle-ci en raison de la

médiocre précision avec laquelle sont connues les courbes caractéristiques des émulsions et des filtres.

Nous rappelons donc en figure 13, la courbe de sensibilité chromatique d'une photo-pile au sélénium et donnons en figure 14, la courbe d'une émulsion panchromatique type pour un spectre à énergie constante. Si nous reportons sur un même graphique ces deux courbes avec des ordonnées telles que la courbe de l'émulsion inscrive celle de la photo-pile, nous obtenons la figure 15. Sur un dernier graphique, toujours à ordonnées logarithmiques, nous reportons la différence d'ordonnée entre les deux courbes. La courbe que nous obtenons est celle du filtre cherché. Nous pouvons vérifier que la courbe de sensibilité chromatique de l'émulsion est bien le produit des courbes du filtre et de la cellule (fig. 16).

La courbe de sensibilité chromatique convenable du filtre étant déterminée, il ne reste plus qu'à trouver un filtre qui consente à satisfaire nos vœux. Un rapide

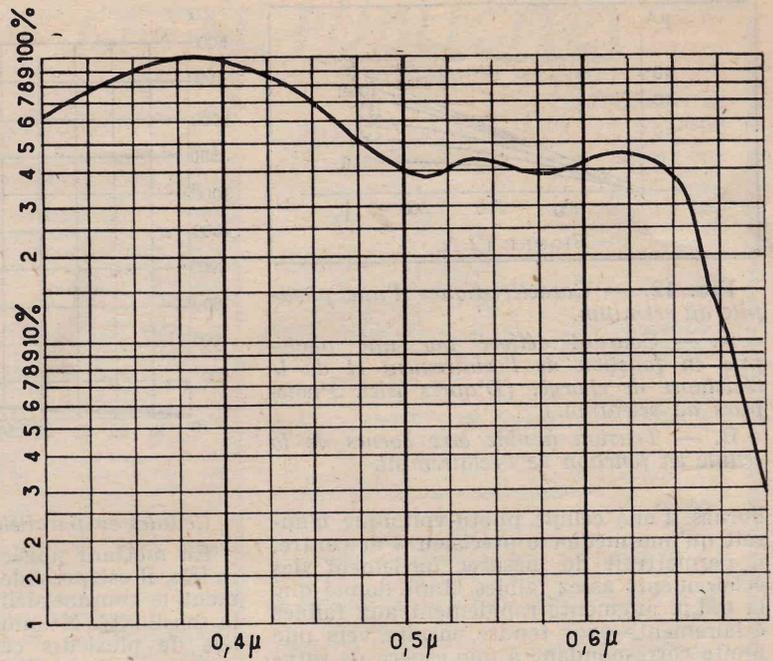


FIG. 14. — Sensibilité chromatique d'une émulsion panchromatique type, rapportée à un spectre, à énergie constante et exprimée en pour cent du maximum.

examen d'un catalogue de filtres montre immédiatement que ce n'est pas particulièrement aisé.

En toute rigueur, le procédé graphique que nous venons d'indiquer est inexact car il donne en fait la courbe de transmission du filtre qui ramènerait la sensibilité spectrale de l'émulsion à celle de la photo-pile. Cette courbe est en soi absolument dépourvue d'intérêt. Nous remarquerons cependant que la courbe de transmission

FIG. 16. — Courbes de transmission et d'opacité du filtre correcteur, obtenues d'après les figures 15 et 17.

Courbe d'opacité du filtre.
Courbe de transmission du filtre.

FIG. 15. — Inscription de la courbe de la cellule dans celle de l'émulsion, procédé non absolument correct mais pratique.

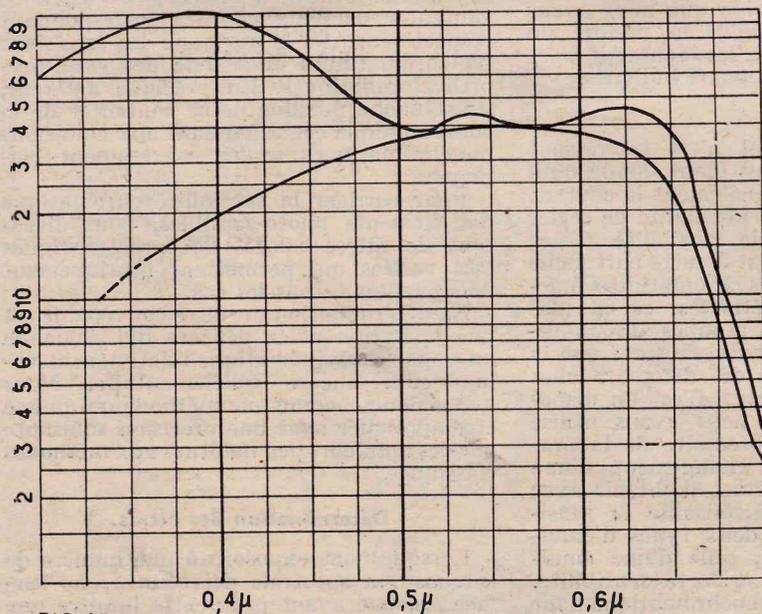


FIG. 15

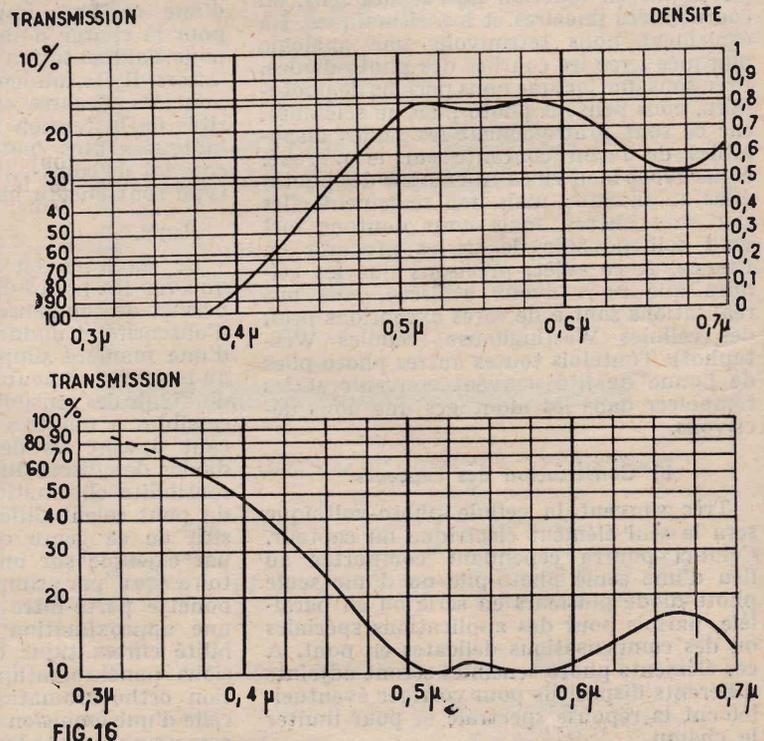


FIG. 16

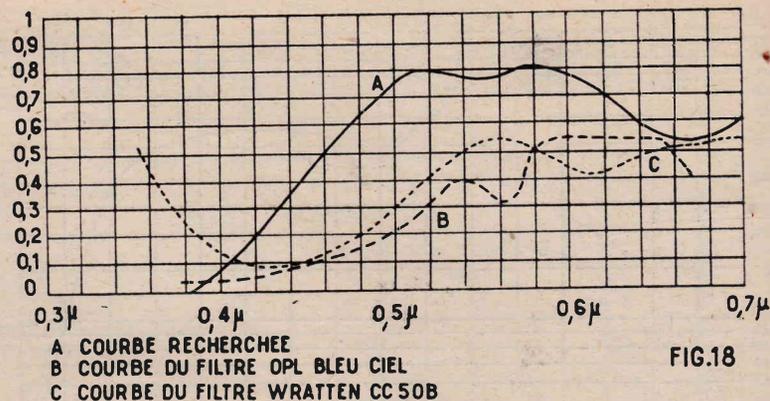
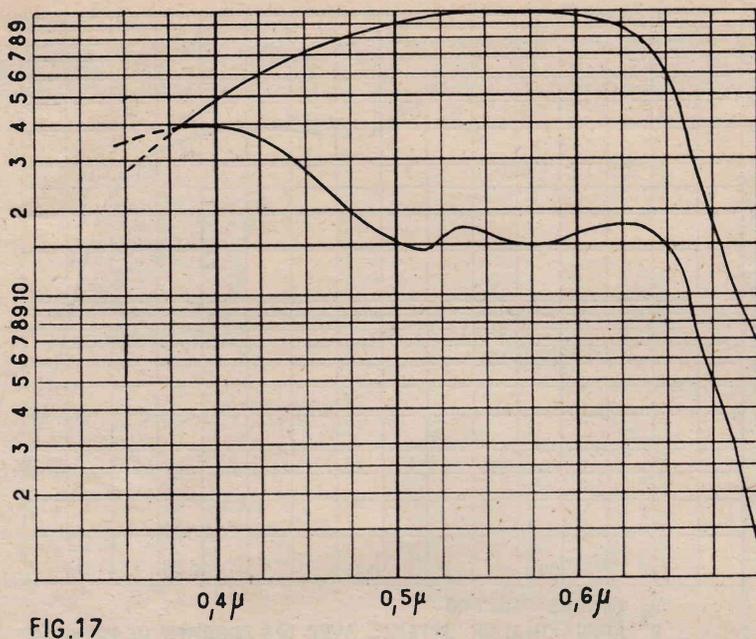


FIG. 17. — Procédé correct mais peu pratique d'inscription des deux courbes.

FIG. 18. — Les deux filtres dont la courbe se rapproche le plus de la courbe cherchée ne donnent encore qu'une bien grossière approximation.

est l'inverse de la courbe d'opacité et il nous suffira soit d'inverser graphiquement cette courbe, soit la considérer comme la courbe d'opacité du filtre cherché qui ramène la sensibilité spectrale de la cellule à celle de l'émulsion. Cette dernière manière est bien entendu la plus simple et c'est celle que nous recommandons. Signalons que rien n'empêche de tracer directement la courbe de transmission du filtre cherché. Il suffit pour cela d'inscrire sur le graphique la courbe de l'émulsion dans celle de la photo-pile. Si nous ne recommandons pas cette formule, c'est qu'elle est moins pratique au point de vue graphisme (fig. 17).

En figure 18, nous donnons en comparaison de la courbe recherchée, celle de deux filtres du commerce. Il s'agit du filtre bleu ciel OPL et du filtre Wratten CC 50 B. Des différents filtres commerciaux sur lesquels nous sommes documentés, ces deux sont ceux qui semblent les plus proches de celui cherché. La figure 18 montre cependant combien ils en sont éloignés encore. Nous avons tracé en figure 19 la courbe de défaut de compensation correspondant à ces deux filtres. Cette courbe est celle du filtre qu'il faudrait associer aux filtres précités pour obtenir la courbe recherchée. L'approximation grossière obtenue ressort aisément de cette figure. Des essais avec d'autres filtres ont donné des résultats encore plus décevants. Ce n'est par conséquent que par association de plusieurs filtres que nous pourrions obtenir la courbe recherchée. Celle-ci n'est d'ailleurs jamais qu'approchée et ce avec une précision d'autant meilleure que nous consentons une perte de transmission globale plus forte. Les meilleurs résultats sont obtenus en appliquant le procédé indiqué par A. Dressler (*Licht* n° 3, 1933, p. 41) et qui consiste à couvrir une partie de la cellule par chaque filtre, certaines parties étant recouvertes par plusieurs filtres simultanément et la surface couverte par chaque filtre étant proportionnelle à une valeur déterminée par calcul à partir des courbes respectives des filtres, de la photo-pile et la caractéristique recherchée. Il va sans dire que ce procédé est d'une mise en œuvre pour le moins délicate et absolument hors de portée de l'amateur. Il suppose en outre que toutes les parties de la cellule reçoivent en l'absence des filtres des éclaircissements égaux. Nous verrons ci-dessous que nous pouvons arriver à des résultats satisfaisants par une méthode dérivée de celle de Dressler mais de mise en œuvre plus aisée.

En conséquence, une correction rigou-

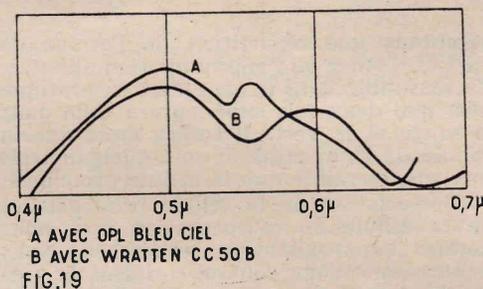


FIG. 19. — Courbe de défaut de correction pour deux filtres.

reuse de la courbe de sensibilité chromatique d'une photo-pile de type courant est pratiquement impossible directement pour l'amateur. Pour qu'une approximation acceptable soit possible avec une perte de sensibilité globale minima, il faudrait créer un filtre adéquat dont la courbe d'absorption soit voisine de celle de la figure 16. Cela n'est bien entendu à la portée que de grands laboratoires bien équipés.

La solution du problème serait considérablement facilitée si nous pouvions disposer comme c'est le cas en Allemagne de tout un choix de courbes chromatiques pour les photo-piles. Néanmoins elle s'accompagne toujours d'une forte perte de sensibilité de la photo-pile. Cette perte dépasse facilement 2/3. Elle constitue un grave handicap car un posemètre a tout intérêt à être très sensible.

Nous nous sommes finalement arrêtés à une solution assez différente de celle du filtre et qui par certains côtés se rapproche quelque peu de la solution de Dressler. Par ce moyen nous obtenons une approximation qui pour n'être pas parfaite n'en est pas moins très acceptable.

Nous utilisons une cellule standard dont la courbe de réponse spectrale est sensiblement celle de la figure 13. Nous devons relever la sensibilité dans le bleu, ce que nous faisons en associant à la cellule principale une seconde photo-pile sensible uniquement dans cette zone du spectre visible. La seconde photo-pile est d'un type courant également mais nous plaçons devant elle un filtre qui absorbe le vert et le rouge. Dans le cas idéal, la courbe de transmission de ce filtre devrait être celle de la figure... En pratique nous avons obtenu de bons résultats avec différents filtres de fabrication commerciale et les courbes des

figures 20 à 26 justifient ces résultats. Il n'y a plus de perte de sensibilité, bien au contraire, la sensibilité du montage final est plus élevée que celle de la photo-pile seule. De plus au prix d'un jeu de filtres supplémentaires, un posemètre équipé de ce système peut facilement être transformé pour pouvoir servir alternativement comme posemètre et comme thermocolorimètre.

Pour la bonne compréhension du mécanisme de cette correction il est indispensable que nous donnions quelques précisions.

Tout d'abord la courbe panchromatique type que nous donnons en figure 14, correspond à une émulsion présentant un déséquilibre accusé entre bleu et rouge. Les bonnes émulsions pour photographie d'amateur sont souvent mieux équilibrées. D'autre part, la latitude d'exposition de ces émulsions est très grande. Nous pouvons donc pour réduire au minimum la perte de sensibilité éventuellement apportée par la correction de la sensibilité chromatique du posemètre accepter un compromis. En pratique pour nos réalisations nous avons admis le compromis illustré par la figure 20 où la courbe de l'émulsion figure en traits interrompus et en trait plein l'approximation admise. Il eût été facile de compenser assez exactement la sensibilité dans le bleu de l'émulsion type mais la cellule de compensation eût dû être considérablement plus sensible que la cellule principale (6 à 8 fois). Avec une correction parfaite dans le bleu nous obtenons la courbe de la figure 21 qui néglige déjà la pointe de sensibilité dans le rouge de l'émulsion (tracé interrompu) la sensibilité chromatique de la cellule principale reste inchangée tandis que la ou les cellules de compensation ont une courbe centrée entièrement sur le bleu ainsi qu'il ressort de la figure 22.

La méthode par laquelle ont été obtenues ces courbes intéressera nos lecteurs qui auront à traiter des problèmes analogues. Nous partons de la courbe panchromatique dans laquelle nous inscrivons la courbe de sensibilité chromatique d'une cellule classique (fig. 15). Nous décidons de négliger les parties en tirets sur la figure 15 ce que nous pouvons facilement justifier puisque cette partie présente environ 10 % de la sensibilité seulement (au maximum). Tous ces graphiques sont à ordonnée logarithmique. Nous servant de la figure 15 nous constatons que à 0,4 μ que nous considérons comme le seuil du visible, la cellule principale ayant une sensibilité de 2, la cellule de compensation devra avoir une

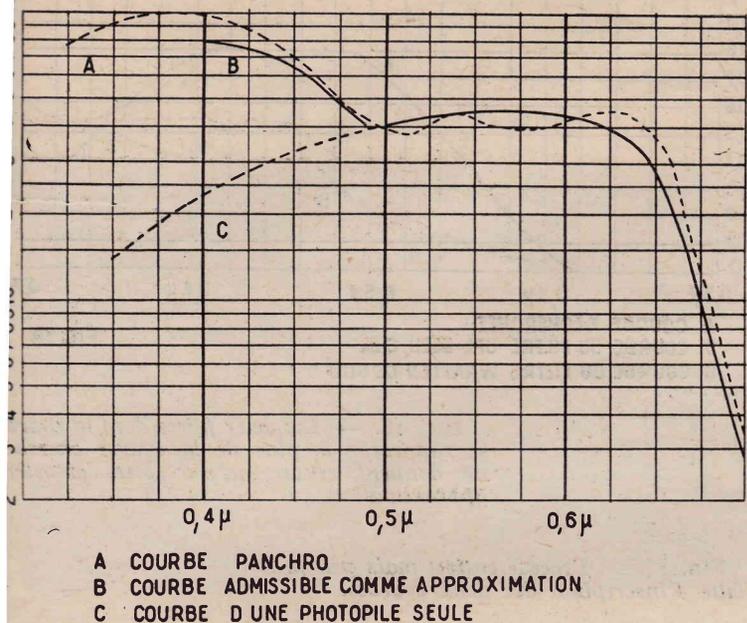


FIG.20

FIG. 20. — Approximation admise.

sensibilité de 8, étant donné que l'association de ces deux cellules doit avoir une sensibilité 10 (valeurs arbitraires). Sur un autre graphique nous portons cette valeur de 8 et de la même manière calculons la sensibilité que doit avoir pour chaque longueur d'onde la cellule de compensation. La courbe que nous obtenons est celle de la figure 22.

Comme, cependant, ce procédé nous conduit à une différence de sensibilité trop grande entre les deux cellules, nous cherchons un compromis qui nous amène à la figure 20 où nous l'avons représenté en trait plein tandis que la courbe panchromatique est représentée en tirets. Nous acceptons un défaut de coïncidence de ordre de 20 % à 0,4 μ , défaut qui diminue rapidement pour s'annuler pratiquement vers 0,45 μ . Dans le vert et le rouge, nous

acceptons une répartition de l'erreur de part et d'autre de l'approximation adoptée. La sensibilité dans le bleu n'est en pratique plus que deux fois supérieure à celle dans le rouge et le vert. Il suffira donc que la cellule de compensation soit quelque trois fois aussi sensible que la cellule principale.

L'association de la cellule principale et de la cellule de compensation doit nous donner l'approximation recherchée. Nous déterminons donc comme ci-dessus la sensibilité chromatique de la cellule de compensation en faisant la différence entre la courbe de l'approximation et celle de la cellule principale. Nous obtenons la courbe 1 de la figure 23. Il suffit alors de rechercher dans un catalogue de filtres ceux se rapprochant le plus de la courbe du filtre déterminé à partir des courbes des cellules et de la courbe cherchée.

Nous avons relevé ainsi les courbes des filtres Kodak Wratten n° 39, 34 et 30, que nous comparons en figure 24 à la courbe

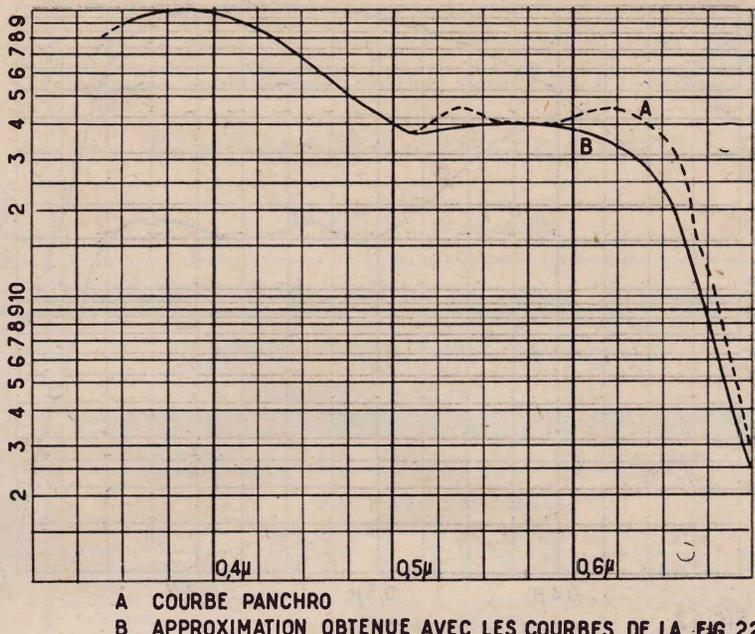


FIG.21

FIG. 21. — Approximation obtenue dans le cas d'une compensation quasi parfaite dans le bleu, mais sensibilité trop faible dans le rouge.

du filtre idéal qu'il nous faudrait. Pour déterminer la courbe de ce filtre nous avons opéré par division graphique des courbes de la cellule de compensation avec son filtre et de la courbe d'une cellule nue, c'est-à-dire que nous avons représenté en figure 25 ces deux courbes en ordonnées logarithmiques et avec des amplitudes telles que la courbe de la cellule nue inscrive celle de

FIG. 23. — Sensibilité spectrale de la cellule de compensation avec divers filtres, comparée à la sensibilité spectrale de la cellule principale.

B. — Groupe de photo-piles de correction pour l'approximation de la figure.

FIG. 22. — Sensibilité spectrale de la cellule de compensation comparée à celle de la cellule principale.

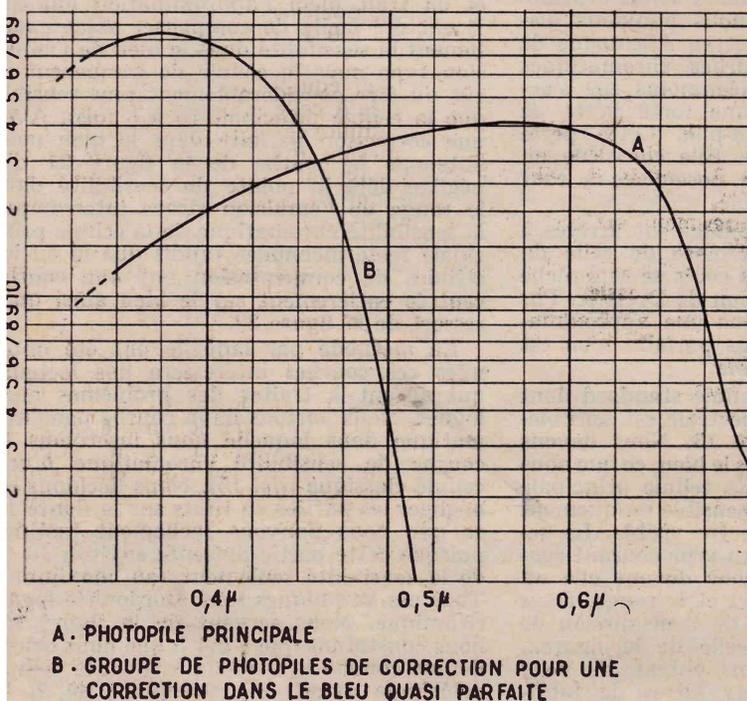


FIG.22

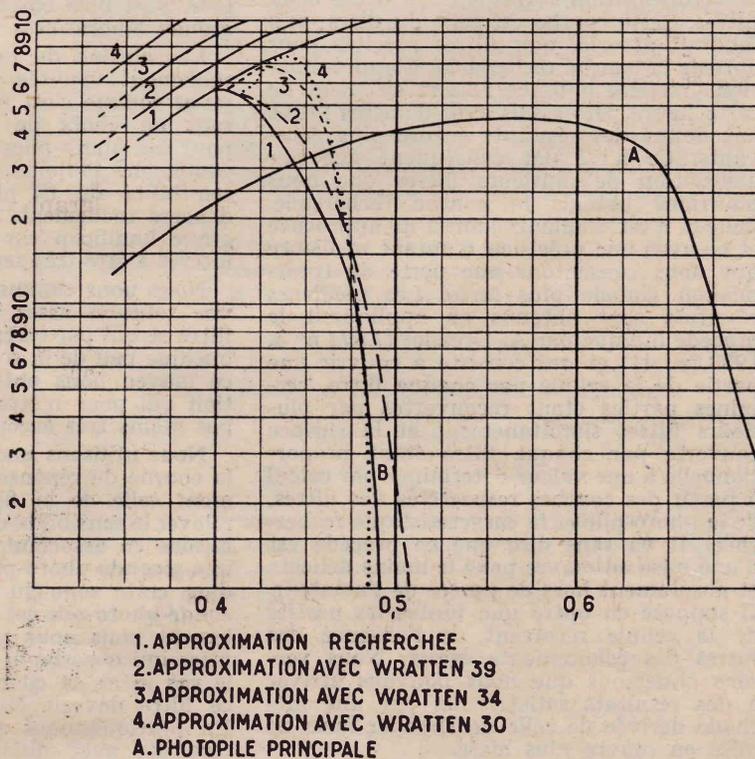
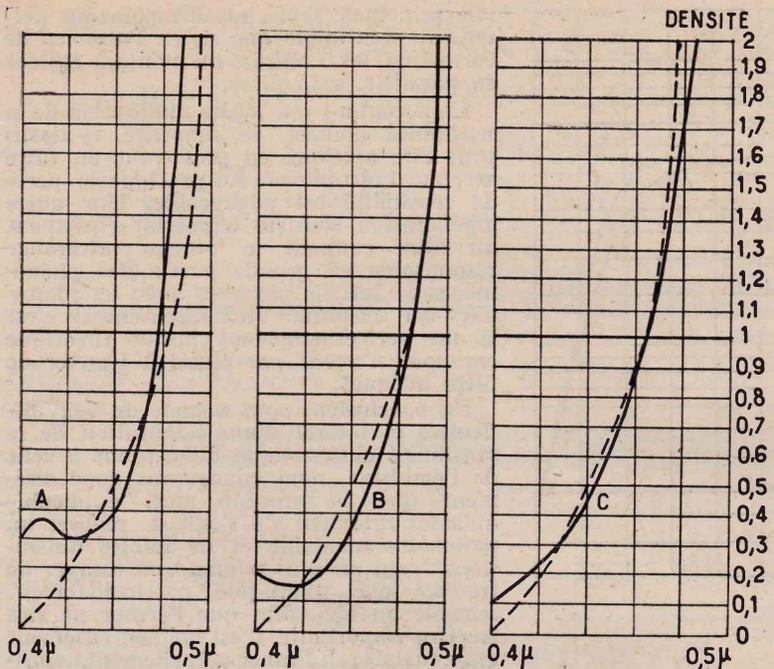


FIG.23



A. WRATTEN 30
B. WRATTEN 34
C. WRATTEN 39

FIG. 24

FIG. 24. — Courbe du filtre idéal cherchée et des filtres réels Kodak Wratten n^{os} 30, 34 et 39.

la cellule avec filtre et avons porté sur un autre graphique la longueur géométrique de la différence d'ordonnée entre les deux courbes, ce qui revient pour chaque longueur d'onde à soustraire les logarithmes des ordonnées et par conséquent à diviser ces ordonnées. En toute rigueur la courbe obtenue est d'une précision assez médiocre, mais celle-ci est largement suffisante pour l'application envisagée. Nous donnons cette courbe en tirets en figure 24 où nous la comparons avec trois courbes réelles que permettent d'obtenir des filtres du commerce (trait plein).

Toujours par la méthode graphique que nous venons d'exposer, nous déterminons la sensibilité chromatique de la cellule de compensation placée derrière chacun de ces trois filtres. Pour cela il suffit d'opérer en sens inverse de ci-dessus. Nous avons porté les courbes ainsi obtenues en figure 25 et en figure 23. Cette dernière nous sera précieuse pour effectuer le choix parmi ces trois filtres. Par ailleurs, elle permet également de déterminer la sensibilité que devra avoir la cellule de compensation sans filtre, en comparaison avec celle de la cellule principale. En effet, nous avons porté sur ce graphique l'amorce de la courbe de sensibilité chromatique de la cellule nue à utiliser sous chacun de ces filtres et l'intersection de ces courbes avec la verticale d'abscisse $0,4 \mu$ nous donne en valeurs arbitraires la sensibilité à donner à chacune de ces cellules. Pour tracer ces courbes il a suffi de les décaler d'une longueur géométrique correspondant à la même échelle aux densités minima à $0,4 \mu$ des filtres.

La sensibilité de la cellule principale étant, toujours en valeurs arbitraires lues sur le graphique, de 24, nous lisons pour le filtre idéal 57, pour les trois filtres Wratten :

Wratten 39	71
Wratten 34	89
Wratten 30	115

Or, ces filtres ont une densité à $0,4 \mu$ de l'ordre de 0,1 pour le 39, 0,2 pour le 34 et 0,3 pour le 30, densités qui correspondent respectivement à des transmissions d'environ 79 %, 63 % et 50 %. Nous pouvons par conséquent contrôler par un calcul élémentaire la précision des valeurs

déterminées graphiquement, ce calcul donnant pour ces filtres les valeurs suivantes : 72, 90, 114.

Le tableau ci-dessous donne la sensibilité relative de la cellule de compensation sans son filtre lorsqu'elle est utilisée sous chacun des filtres retenus, la sensibilité de la cellule principale étant prise égale à 1. En pratique, comme il est assez malaisé de se procurer des cellules ayant une sensibilité donnée, nous prendrons plusieurs cellules de même type associées en parallèle dont l'une sera la cellule principale et les autres formeront le système de compensation. En admettant la sensibilité de toutes ces cellules égale, nous donnons également dans notre tableau le nombre de cellules dont sera composée la cellule de compensation. Les cellules commerciales comportent en général sur leur dos l'indication de leur sensibilité effective. Il est par conséquent facile en se basant sur ces indications d'obtenir les résultats voulus.

Les valeurs indiquées dans le tableau ci-dessus sont arrondies par excès.

Filtre	Sensibilité sur graphique	Sensibilité relative	Nombre cellules comp.
Néant.....	24	1	1
Idéal.....	57	2,38	3
Wratten 39	71	3	3
Wratten 34	89	3,75	4
Wratten 30	115	4,75	5

Nous sommes maintenant en possession de tous les éléments qui nous permettront le choix du filtre commercial convenant. Il convient toutefois de remarquer d'une part que le filtre Wratten 39 est un filtre en verre difficile à se procurer en France, mais d'une bonne stabilité. D'autre part les filtres Wratten 34 et 30 sont en principe disponibles (filtres gélatine), aisément utilisables et peu onéreux mais relativement peu stable pour le filtre 30 et peu stable pour le 34. En figure 26 nous avons tracé les courbes de sensibilité chromatique ob-

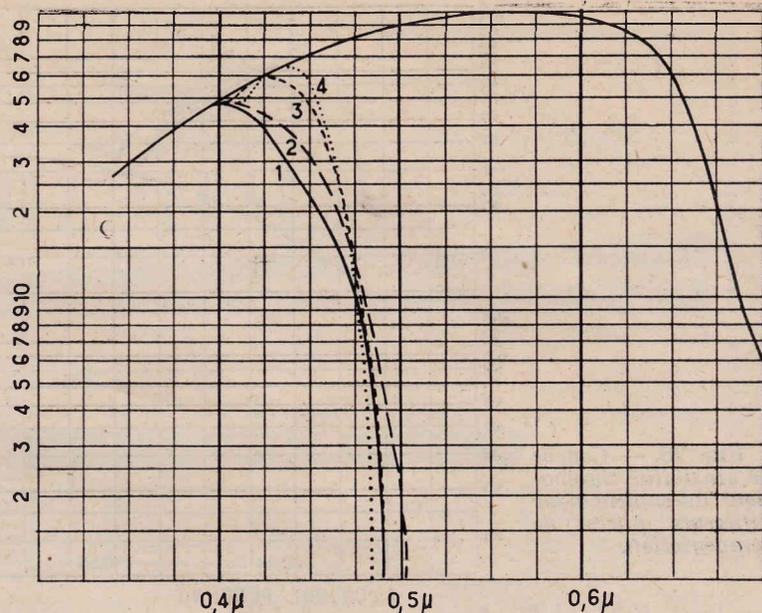


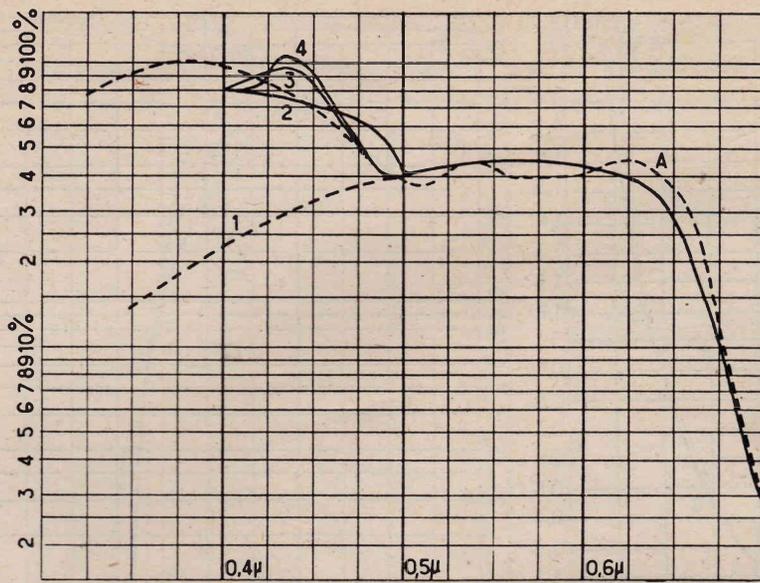
FIG. 25

FIG. 25. — Détermination de la courbe du filtre idéal (1). Courbes réelles obtenues avec 3 filtres du commerce (2, 3 et 4).

tenues avec un groupe de cellules de compensation placé derrière ces filtres.

Nos essais pratiques nous ont finalement incités à arrêter notre choix sur le filtre Wratten 34. Avec le Wratten 39, l'appareil accusait un excès de sensibilité dans le vert qui faussait les indications en forêt, par exemple. (Pour l'usage courant, cet excès eut été facilement tolérable et n'eût pratiquement pas été gênant.) Le Wratten 30 réduisait inutilement la sensibilité obligeant à utiliser une cellule supplémentaire. Tenant compte de la relative instabilité du filtre que nous avons adopté (d'après les indications du fabricant) nous avons prévu un dispositif mécanique mettant cellules et filtres à l'abri de la lumière en dehors de l'emploi, ce qui est apprécié par les uns et par les autres. De plus nous remplaçons par acquit de conscience les filtres une fois l'an. Les cellules mesurant 45 à 50 mm de large pour environ 20 mm de large, il suffit de deux filtres 2×2 (= 51×51 mm environ) pour les 4 cellules de compensation. La dépense est de l'ordre de 400 F (légers) ce qui n'a rien d'excessif.

L'appareil équipé du capteur à sensibilité adaptée à celle de l'émulsion panchromatique employée le plus souvent ne permet la mesure qu'à proximité immédiate du sujet, soit par la méthode de la lumière réfléchie qui ne permet qu'une appréciation globale assez sommaire, soit par la méthode plus précise consistant à mesurer la lumière incidente. Lorsque cette dernière méthode est adoptée, l'appareil ne tient pas compte de la couleur ou du rapport des couleurs du sujet, mais seulement de celle de la lumière incidente et des éventuels reflets colorés que des objets voisins peuvent projeter sur le sujet. La sensibilité du film peut, par conséquent, être assez bien utilisée. De plus, et c'est un des principaux avantages de cet appareil, il suffit, lorsque nous utilisons un filtre, de placer ce même filtre devant chacune des cellules du capteur pour que l'appareil indique sans calculs le temps de pose correct en fonction de la courbe spectrale du filtre et de la température de couleur de la lumière. Il est dès lors inutile de s'embarrasser de coefficients pour la lumière du jour, pour le plein soleil, pour l'éclairage à incandes-



A. COURBE PANCHRO
 1. COURBE D'UNE CELLULE SEULE
 2. COURBE AVEC WRATTEN 39
 3. COURBE AVEC WRATTEN 34
 4. COURBE AVEC WRATTEN 30

FIG. 26

FIG. 26. — Courbe de sensibilité chromatique du capteur pour différents filtres de compensation.

cence survolté ou normal. C'est donc mettre fin à toutes les hésitations qui accompagnent généralement l'emploi des filtres. Il convient toutefois de remarquer que l'appareil ne nous donne qu'une approximation et que par conséquent avec certains filtres à bandes d'absorptions étroites, l'indication risque tout de même d'être quelque peu faussée. Cela est vrai également lorsque la température de couleur de la lumière est très élevée, c'est-à-dire lorsque cette lumière renferme une forte proportion de bleu. Dans ce cas, l'appareil indiquera un temps de pose trop long en raison du compromis que nous avons adopté. En pratique cela reste sans grande importance

car il n'en résultera qu'une exposition légèrement plus généreuse, mais pratiquement jamais une surexposition.

Remarquons au sujet de cet appareil que le procédé de compensation utilisé est assimilable à celui de Dressler, à ceci près que pour pouvoir accepter la perte de sensibilité que suppose l'adaptation de la sensibilité chromatique, nous avons commencé par augmenter la sensibilité du capteur en multipliant les cellules. Nos lecteurs ne manqueront pas d'objecter lorsque nous disons que la sensibilité globale du dispositif est augmentée que cela est inexact en toute rigueur car si la sensibilité est effectivement plus grande qu'avec la cel-

lule principale seule, est-elle pourtant nettement plus faible que si, en l'absence de correction, les 5 cellules du montage étaient en parallèle, sans filtre.

En acceptant une légère diminution de la sensibilité globale, le montage ci-dessus peut être amélioré en prévoyant un filtre arrêtant l'ultraviolet. En pratique la perte de sensibilité est négligeable. Une autre amélioration consiste à prévoir également un filtre coupant le proche infrarouge responsable en grande partie des phénomènes de fatigue observés avec les photo-piles au sélénium. Malheureusement c'est là un perfectionnement plutôt théorique car nous n'avons pas réussi à trouver de filtre adéquat.

En conclusion, nous venons de voir difficultés et intérêt d'une adaptation de la sensibilité chromatique du capteur à celle de l'émulsion, nous concevons donc aisément que ce procédé n'est applicable qu'assez rarement s'il s'agit de réaliser un posemètre maniable et de faibles dimensions. Tout au plus pourra-t-on essayer de trouver une photo-pile particulièrement sensible au bleu afin que l'erreur ne soit pas trop importante. C'est malheureusement assez malaisé en France actuellement avons-nous pu constater. Dans la plupart des cas, nous devons nous contenter des cellules classiques et par conséquent renoncer à toute correction et à toute adaptation. L'erreur reste en général dans des limites modestes lorsque le sujet ne comporte pas trop de bleu (mesure globale de la lumière réfléchie) ou que la lumière n'est pas trop froide (incandescence). Nous avons vu en effet (fig. 21) que la sensibilité chromatique des photo-piles coïncide assez bien avec celle des émulsions panchromatiques dans le rouge et le vert. Si la température de couleur de la lumière est particulièrement élevée ou si le sujet comporte beaucoup de bleu, le temps de pose indiqué par le posemètre peut être quelque peu diminué (1/2 diaphragme en général, 1 diaphragme dans les cas extrêmes). De toute façon, l'erreur reste dans des limites acceptables, même sans correction, en pratique amateur.

RÉPONSES A NOS LECTEURS

(Suite de la page 19.)

V..., à Haubourdin (Nord).

A réalisé le phénomène décrit dans le n° 145 et constate les faits suivants : Dès qu'il coupe le courant secteur de son récepteur, l'audition se prolonge pendant une fraction de seconde assez longue pour percevoir nettement le phénomène.

Même observation sur un 2° récepteur : De plus il voudrait procéder au remplacement de certains tubes par d'autres.

Vous pouvez sans inconvénient opérer la substitution que vous suggérez.

Le phénomène que vous constatez est dû au fait que les cathodes des lampes se refroidissent relativement lentement et les condensateurs de filtrage se déchargent.

H. S..., à Hossegor (Landes).

A réalisé le magnétophone décrit dans le n° 145 et constate les faits suivants :

1° Bourdonnement continu qui augmente de plus en plus lorsqu'on pousse le potentiomètre P2. Disparition lorsqu'on met à la masse la cosse du potentiomètre P1.

2° Peu de différence entre chaque plot lorsqu'on manœuvre le commutateur de correction.

3° A l'enregistrement, on peut à peine augmenter le gain du potentiomètre P3. Si on le pousse, on obtient des sifflements à la position micro.

Le bourdonnement que vous constatez sur votre magnétophone est certainement causé par un accrochage, accrochage qui est également la cause du sifflement.

Il faudrait donc revoir soigneusement le montage du premier étage (ECC83) et en particulier les points de masse. La disposition de cet étage doit être aussi exactement conforme à celle indiquée sur le plan de câblage.

Il faut également utiliser un transformateur d'alimentation à faible induction, sinon celui-ci risque d'entraîner un bourdonnement.

Vérifiez également si le moteur du tourne-disque ne provoque pas de phénomène.

S'il y a accrochage, cela bloque votre amplificateur, ce qui expliquerait le peu de puissance que vous obtenez.

En résumé, revérifiez complètement votre montage et assurez-vous que celui-ci est en tous points conforme au plan de câblage que nous avons donné.

M. W...

A construit le récepteur pour le son de la télévision du n° 136, nous demande les plans d'un récepteur uniquement image, utilisant un nombre d'éléments réduit et en particulier un tube cathodique (genre VCR97) :

Nous n'avons pas de montage de récepteur de télévision utilisant un tube de petit diamètre et permettant uniquement la réception de l'image de la télé.

Il n'existe d'ailleurs pas de matériel commercial permettant la réalisation d'un tel appareil.

H. L. B..., à Marseille.

Voudrait divers renseignements concernant un récepteur qu'il a réalisé :

La mesure de tension entre plaque EBL1 et cathode valve ne vous donne aucune indication sérieuse. Il faut prendre la tension entre la plaque EBL1 et la masse.

Il est normal qu'il n'y ait aucune tension sur la corne des lampes.

Pour éviter l'accrochage que vous constatez,

essayez de blinder le fil entre le curseur du potentiomètre et la grille triode ECF1.

Nous vous rappelons que les fils blindés doivent avoir leur gaine soudée au châssis.

G. Ch..., à Tours.

Voudrait savoir si : Le récepteur de télécommande de notre n° 148 peut fonctionner avec un émetteur réalisé avec une lampe 3S4.

Le montage à transistors est préférable à un montage à deux lampes (type ECL80).

Le récepteur à transistors est aussi sensible que celui à almpes.

Quelles valeurs pour L3 et C7.

Valeur de R9.

Quel est le relais utilisé.

Quelle est l'intensité à l'entrée de ce relais.

Le récepteur peut fonctionner avec un TX 3S4 mais le rendement est meilleur avec un TX pilote, parce que le récepteur n'aime pas la modulation de fréquence et que l'auto-oscillateur 3S4 en produit beaucoup plus que de modulation d'amplitude.

Le récepteur à transistors est moins sensible qu'un montage à lampes fonctionnant en super-réaction. Il est préférable lorsque l'on utilise un TX assez puissant d'utiliser un RX à transistors plus léger et moins gourmand.

Pour les valeurs du circuit résonnant BF il est très difficile de donner les valeurs, mais avec une petite self tous courants, un condensateur de 5 à 10 K PF peut donner la résonance. Par le test, il est facile de voir le moment de l'accord exact donnant le maximum de déviation.

La valeur de R9 est de 47.000 ohms.

Relais-Résistance 5.000 ohms miniature UGON. Le prototype mécanique PARIS diamètre 8 mm PARIS. Diamètre 8 mm M 30 mm.

L'intensité est très variable sur relais et dépend de la force du signal reçu.