

150

173 fr. marocains  
1,70 dinar  
400 liras

# LE HAUT-PARLEUR

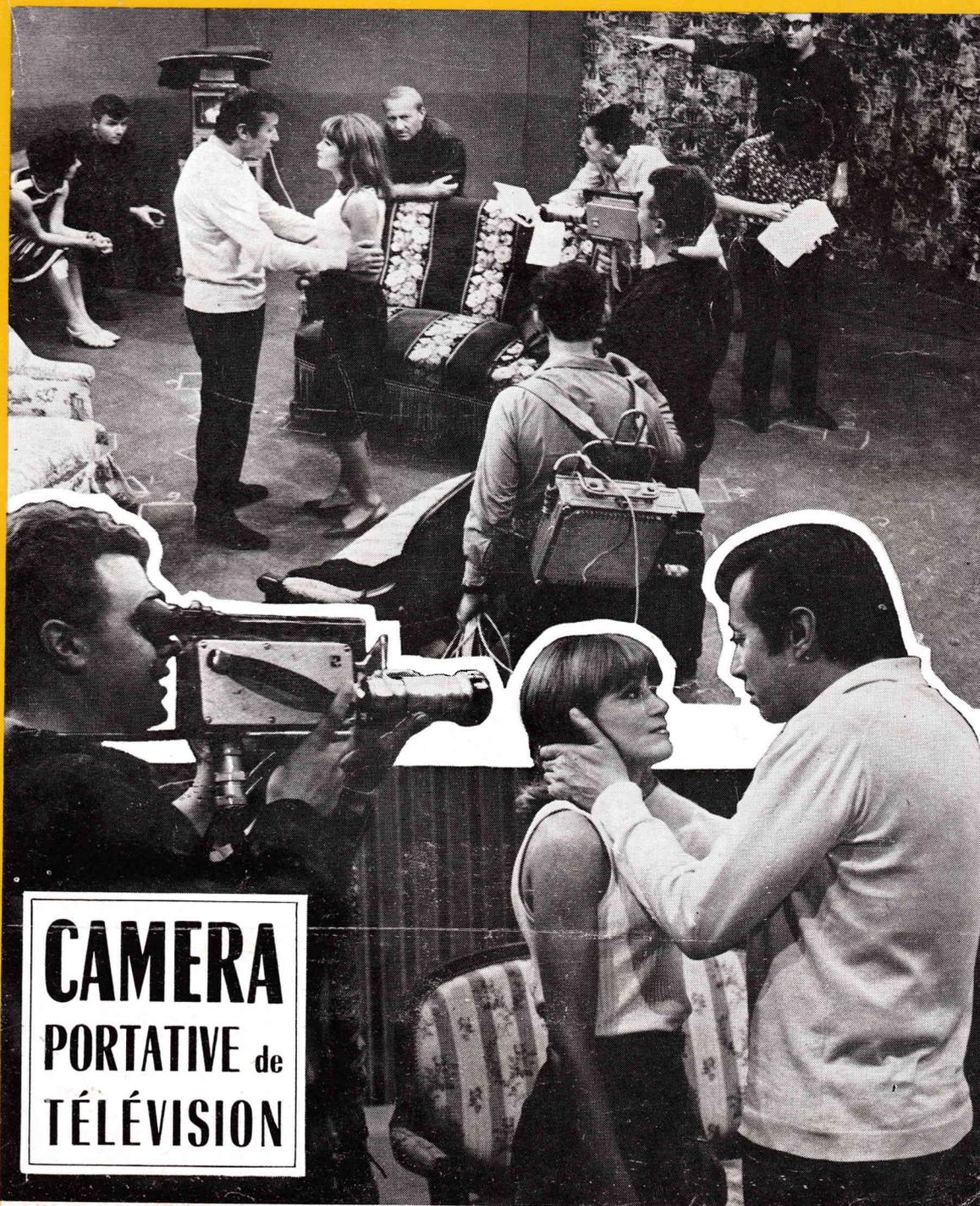
*Journal de vulgarisation*

## RADIO TÉLÉVISION

### DANS CE NUMÉRO

- Ampli miniature à transistors de 6 Watts
- Ampli stéréo Hi-Fi de 2x25 Watts
- Téléviseur grande distance de 65 cm
- Automobile et électronique
- Tuner FM stéréo à transistors
- Emetteur OC de conception nouvelle

Ci-contre : Caméra portative de Télévision utilisée par l'O.R.T.F.  
(voir page 101)



**CAMERA**  
PORTATIVE de  
TÉLÉVISION

**148 PAGES**

# Informations

## 2<sup>e</sup> CHAÎNE DE TELEVISION A PERPIGNAN, TROYES ET LIMOGES

L'O.R.T.F. poursuit actuellement l'équipement du territoire en émetteurs de Télévision deuxième chaîne. C'est ainsi que trois nouvelles régions peuvent recevoir le second programme depuis la première quinzaine d'août : Perpignan, Troyes et Limoges.

Perpignan - Néoulous : puissance 0,45 kW, canal 25 H.

Troyes - les - Riceys : puissance 50 kW, canal 21 H.

Limoges - les - Cars : puissance 56 kW, canal 50 H.

Cela porte à 20 le nombre des émetteurs et réémetteurs deuxième chaîne actuellement en service.

## EXPOSITION NATIONALE DES MODELES REDUITS

UNE exposition nationale des Modèles réduits s'est tenue du 24 au 28 août au New Horticultural Hall (Westminster) de Londres.

Elle comprenait notamment une grande variété de modèles réduits à construire : avions, bateaux, automobiles anciennes et modernes, locomotives, etc. Des démonstrations ont eu lieu. On y a vu également un circuit miniature de course qui est le plus important qui ait jamais été conçu dans son genre.

## LE SICOB SERA CETTE ANNEE LE SALON DE L'HOMME ORGANISE

LE XVI<sup>e</sup> Salon International de l'Équipement de Bureau, poursuivant son développement au fur et à mesure qu'augmentent les besoins des administrations en matériels et en machines, aura lieu cette année du 14 au 23 octobre à Paris, au Palais de la Défense, sur 73.500 m<sup>2</sup> - 7 hectares 1/3 d'Équipement de Bureau occupés par près de 450 exposants, tel sera le SICOB 65.

Ce Salon mettra l'accent sur l'organisation non seulement des grands services publics, des administrations des entreprises privées grandes et petites, mais aussi sur l'organisation des individus dans leur activité professionnelle ou leur vie sociale et familiale.

La rigueur dans la gestion et l'administration des entreprises ou la conduite des affaires privées, quelles qu'elles soient, est impérative de nos jours et nécessite une parfaite organisation de toutes les actions.

Il faut organiser son travail, ses voyages, ses loisirs, ses distractions, sa vie sociale, la préservation de sa santé comme celle de ses biens, son avenir, sa retraite... Ce sont là autant de problèmes où l'improvisation, la douce imprévoyance ne sont plus permises à l'homme moderne. C'est sur cette constatation que le SICOB s'efforcera cette année d'attirer l'attention du public par quelques présentations annexes appropriées.

## ESPACE : CREATION D'UNE NOUVELLE SOCIETE FRANCO-ALLEMANDE

LA « Société Heraeus-Sogev pour la simulation spatiale », Société en non collectif, vient d'être créée. Son but est de répondre aux besoins en équipements d'essais des organismes internationaux concernés par la Recherche Spatiale, notamment le Centre Européen de Recherche Spatiale (CERS/ESRO). Son siège social est à Paris, 186, rue du Faubourg-Saint-Honoré.

Les Sociétés fondatrices, la Société Générale du Vide, filiale de la

# Sonfunk

## LANCE MAINTENANT EN FRANCE LE TÉLÉVISEUR DU MARCHÉ COMMUN

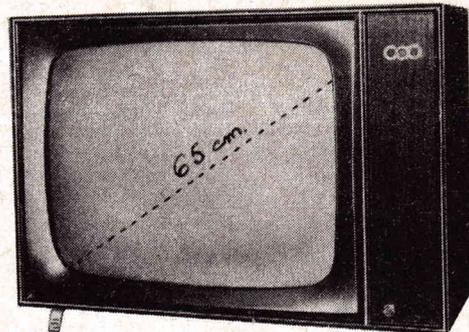
819/625

lignes

et

625 lignes

VHF



- ♦ A l'avant garde de la technique européenne
- ♦ Changement de chaîne automatique par contacteur à touche

RECHERCHONS DEPOSITAIRES  
DANS TOUTES REGIONS

# SONFUNK

3, rue Tardieu, PARIS-18<sup>e</sup>  
Tél. : CL. 12-65

## SOMMAIRE

- Mise au point et vérification des TV à transistors.
- Ampli miniature Hi-Fi de 6 W (réalisation) .....
- « H 255 I » ampli stéréo Hi-Fi 2 x 25 W (réalisation)
- Téléviseur 65 cm grande distance (réalisation) .....
- Problèmes d'adaptation des transfo de ligne et de sortie (suite) .....
- Les cellules photo-résistantes en radio et TV .....
- Circuits impulsions à transistors (suite) .....
- ABC - TV : les circuits de balayage .....
- Ensemble monocanal simple 27,12 MHz (réalisation).
- Radiocommande d'un modèle réduit de voilier ....
- Filtres BF pour 8 canaux (réalisation) .....
- Chargeur d'accus 5-12V/0,4 A, réglé .....
- Déclencheur à cellule photo-résistante (réalisation) ...
- Ampli 400 mW à circuit imprimé (réalisation) ....
- Automobile et électronique.
- Tuner FM-Stéréo à transistors (réalisation) .....
- « Europe-Export », ampli Hi-Fi 22/40 W (réalisation).
- Sélecteur de canaux moderne (EC900 et ECF801) ..
- Technique et pratique des colonnes sonores .....
- Emetteur OC 10 - 15 - 20 - 40 m - 100 W .....

Compagnie Française Thomson-Houston et la Société allemande Heraeus GmbH, dont le siège est à Hanau, près de Francfort, ont toutes deux acquis dans la technique du vide une réputation bien établie.

## SALON DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES

LE prochain Salon International des Composants Electroniques aura lieu à Paris, Parc des Expositions, Porte de Versailles, du 3 au 8 février 1966.

## COMMUNIQUE

NOUS avons le plaisir d'annoncer que M. André Carpentier succède à M. Georges Lannes, à la tête de l'organisation commerciale de la Société Agfa-Gevaert.

Après de brillantes études poursuivies à Louvain, où il reçut le titre de licencié ès Sciences Economiques, il continua à se spécialiser dans la branche économique et sortit « Master of Arts » de l'Université de Chicago.

Né en 1930, il est entré chez Gevaert en 1959, à la Maison-Mère de Mortsel, où il s'est occupé des ventes en Amérique du Nord, comme directeur-adjoint à l'exportation.

C'est en 1962 qu'il est venu en France pour assister M. Lannes à la direction générale commerciale de Gevaert-France.

Possédant avec une même acuité esprit de synthèse et d'analyse, il a abordé tous les problèmes fondamentaux de la Société sans en négliger les détails. C'est une qualité d'esprit assez rare qui, jointe à une grande fermeté de caractère, destina M. Carpentier au poste qu'il occupe maintenant.

## LE HAUT-PARLEUR

Directeur-Fondateur  
J.-G. POINCIGNON  
Rédacteur en Chef :  
Henri FIGHIERA

Direction-Rédaction :  
25, rue Louis-le-Grand  
PARIS

OPE. 89-62 - C.C.P. Paris 424-19

ABONNEMENT D'UN AN :  
12 numéros + tous les numéros  
spéciaux, notamment :  
Radio et Télévision  
Electrophones et Magnétophones  
Radiotélécommande  
25 F

Etranger : 31 F

SOCIETE DES PUBLICATIONS  
RADIO-ELECTRIQUES  
ET SCIENTIFIQUES  
Société anonyme au capital  
de 3.000 francs  
142, rue Montmartre  
PARIS (2<sup>e</sup>)



CE NUMÉRO  
A ÉTÉ TIRÉ A

81.652

EXEMPLAIRES

PUBLICITE  
Pour la publicité et les  
petites annonces s'adresser à la  
SOCIETE AUXILIAIRE  
DE PUBLICITE  
142, rue Montmartre, Paris (2<sup>e</sup>)  
Tél. : GUT. 17-28  
C.C.P. Paris 3793-60

Nos abonnés ont la possibilité de bénéficier de cinq lignes gratuites de petites annonces par an.

Prière de joindre au texte la dernière bande d'abonnement.

# LA MISE AU POINT ET LA VÉRIFICATION DES TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

(Suite voir N° 1090)

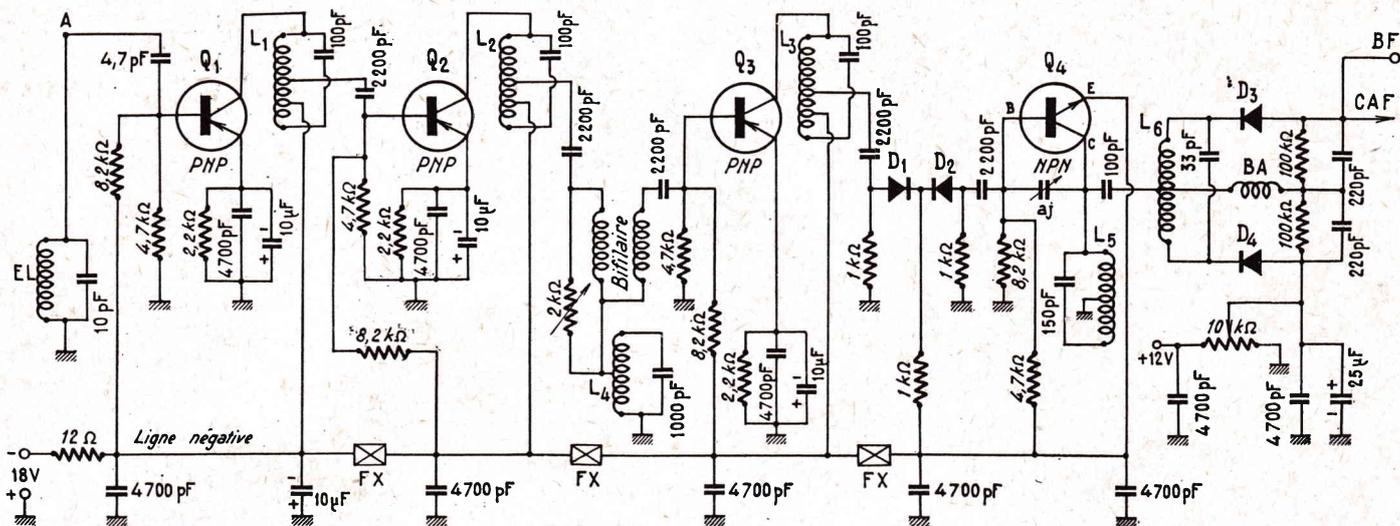


FIG. 1

## MONTAGES SON A FM METHODES GENERALES DE RECEPTION DU SON FM

Le son de télévision, qu'il soit transmis en AM ou FM, parvient à l'antenne et ensuite au bloc HF-CF en même temps que le signal d'image. Le son est à la fréquence porteuse  $f_s$ , et l'image à la fréquence porteuse  $f_i$ .

Après changement de fréquence, on dispose de deux signaux « porteuse MF », l'un pour le son FM, désigné par  $f_{ms}$ , et l'autre, pour l'image désigné par  $f_{mi}$ .

Lorsque le son est à FM, il y a deux manières de diriger le signal son vers le discriminateur qui donnera la BF :

1° la voie directe, comme celle appliquée pour le son AM. Un éliminateur-captur de son, accordé sur  $f_{ms}$ , (par exemple  $f_{ms} = 39,2$  MHz) disposé vers l'entrée de l'amplificateur MF image, fournit le signal son FM à la fréquence  $f_{ms}$ , qui est amplifié par un amplifica-

teur MF son FM accordé également sur  $f_{ms}$ , suivi d'un discriminateur et de la BF.

2° La voie directe passant par l'amplificateur MF image. C'est le système interporteuses. A la sortie détectrice image les signaux  $f_{ms}$  et  $f_{mi}$  dont la différence est :

$$\Delta f = |f_{ms} - f_{mi}|$$

généralement égale à 5,5 MHz (Europe) ou 4,5 MHz (U.S.A.) donnent un signal son à FM accordé sur  $\Delta f$  que l'on applique à un amplificateur son suivi, comme dans le premier cas, par le discriminateur et la BF.

Chacun des deux systèmes d'amplification MF son a ses avantages et ses inconvénients.

Lorsque l'appareil de TV est monostandard « européen », donc avec le son uniquement à FM, le procédé interporteuses est avantageux, car le son est amplifié d'abord par l'amplificateur FM image et ensuite par celui de son, accordé sur  $\Delta f = 5,5$  MHz. De plus, un amplificateur accordé sur 5,5 MHz est plus stable et donne une plus grande amplification à nombre égal de transistors qu'un amplificateur accordé sur 39 MHz.

Par contre, si le téléviseur est multistandard, ayant à recevoir le son en AM et en FM, la méthode directe présente des avantages. Le même amplificateur MF son accordé sur 39 MHz (ou autre fréquence voisine) peut servir aussi bien en AM qu'en FM, en modifiant certains circuits notamment le détecteur qui sera à AM ou à FM.

Certains constructeurs, même dans les multistandards, adoptent quand même le système interporteuses pour le son FM et le système normal pour le son AM, ce qui oblige à prévoir trois amplificateurs MF : MF image, MF son AM et MF son FM accordé sur  $\Delta f = 5,5$  MHz, ce qui est peu économique.

## EXEMPLE D'AMPLIFICATEUR FM SON TV

Le schéma de la figure 1 représente un amplificateur MF son accordé sur 39,2 MHz pour signaux  $f_{ms}$  à modulation de fréquence.

Pour votre équipement musical, choisissez Dual!

CHASSIS, TOURNE-DISQUES ET CHANGEURS  
ELECTROPHONES ET CHAINES HAUTE FIDELITE

SEULS IMPORTATEURS DIRECTS  
DES USINES DUAL

**Dual**

**CAROBRONZE S.A.**

Agents exclusifs depuis 1929

6 bis, rue Emile-Allez, PARIS (17°)  
Tél. : 425-60-77 - 380-78-72



DUAL PARTY 1011 V 26

Electrophone stéréo en valise - 2 enceintes séparées - Changeur-mélangeur DUAL « 1011 ».

Publi. SAP

Le signal  $f_{ms}$  est extrait d'un éliminateur-capturateur de son EL accordé sur cette fréquence et disposé à l'entrée de l'amplificateur MF image.

Ce dernier n'ayant plus à transmettre également le signal  $f_{ms}$ , possédera les circuits éliminateurs habituels disposés en autant d'emplacements que nécessaire. Le signal à la fréquence  $f_{ms} = 39,2$  MHz, par exemple, pour fixer les idées, est amplifié par trois transistors amplificateurs MF :  $Q_1 = Q_2 = Q_3 = AF121$ . Un quatrième transistor  $Q_4$ , type 2N706, précède le discriminateur. Les trois AF121 sont des PNP, tandis que le 2N706 est un NPN. La limitation est réalisée par les diodes  $D_1$  et  $D_2$  du type S555G.

Le transformateur  $L_4-L_5$  précède le discriminateur. Ce dernier, du type Foster-Seeley, assure la meilleure fidélité musicale. Il comporte les Diodes  $D_3$  et  $D_4$  du type SFD108. Il fournit le signal BF et, également, la tension de CAF destinée à la correction de l'accord du tuner ou du rotacteur. Ces deux sorties s'effectuent au même point, l'anode de  $D_3$ . Voici quelques détails sur ce montage.

### ANALYSE DU SCHEMA

Les émetteurs, les bases et les collecteurs  $Q_1, Q_2$  et  $Q_3$  sont polarisés par les procédés classiques.

On remarquera que les diviseurs de tension des bases de  $Q_2$  et  $Q_3$  amortissent les circuits accordés qui les précèdent. Les circuits d'émetteurs comportent des condensateurs de capacités élevées (électrochimiques) en parallèle sur les condensateurs de 4 700 pF. Dans la ligne négative, on a intercalé des perles de ferrocube assurant le découplage en association avec les condensateurs de 10  $\mu$ F et 4 700 pF.

Les prises sur les bobinages permettent l'adaptation de l'impédance de sortie d'un transistor à celle d'entrée du suivant.

Entre  $Q_2$  et  $Q_3$  on trouve, à la suite de  $L_2$ , un transformateur bifilaire et un éliminateur  $L_4$ .

La limitation est obtenue par le montage tête-bêche des diodes  $D_1$  et  $D_2$ . Le transistor  $Q_4$ , NPN, est monté en émetteur commun et comporte un ajustable de neutrodynage. Le discriminateur Foster-Seeley est classique. La tension de CAF avant d'être appliquée au tuner UHF ou au rotacteur VHF, doit être séparée en alternatif du discriminateur par une cellule de découplage. On notera aussi la présence du potentiomètre de 10 k $\Omega$  permettant de définir un potentiel de référence pour le discriminateur. Sans le dispositif de CAF ce potentiel aurait pu être celui de la masse, mais la commande automatique de fréquence, réalisée avec une diode Varicap nécessite une tension de référence déterminée qui peut être obtenue sur le curseur du potentiomètre entre zéro et +12 V.

Enfin, la distorsion est réduite grâce à la boucle de contre-réaction CR reliant la sortie et l'émetteur de  $Q_2$ . Cette contre-réaction stabilise le gain et améliore la courbe de réponse en fréquence, de tout l'amplificateur. Les transistors de la partie BF sont :  $Q_1 =$  SFT 261,  $Q_2 = Q_3 =$  OC44,  $Q_4 =$  SFT228,  $Q_5 =$  SFT 261,  $Q_6 = Q_7 =$  SFT214. Les tensions d'alimentation sont 18 V et 12 V.

### OPERATIONS DE VERIFICATION ET DE MISE AU POINT

Nous traiterons de ces opérations d'une manière générale, valable pour tout montage analogue à celui de la figure 1. Le généralisation porte aussi sur la fréquence d'accord de l'amplificateur qui peut être aussi bien de 39,2 MHz que de 5,5 MHz, ou toute autre valeur usuelle.

L'ensemble des opérations peut se diviser en plusieurs parties :

- 1° Vérification générale du montage.
- 2° Vérification des courants et des tensions.
- 3° Vérification et mise au point des performances qui dépendent de la largeur de la bande, de l'accord correct du gain et du fonctionnement correct du discriminateur.

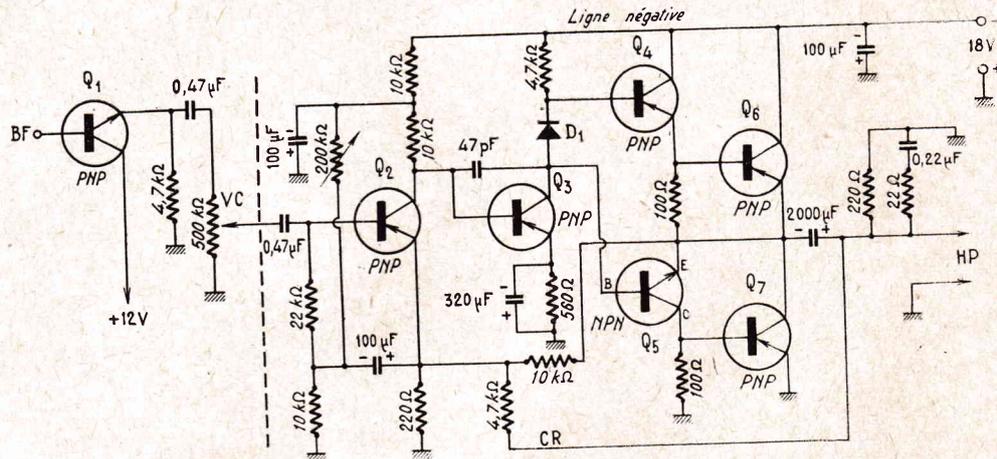


FIG. 2

### L'AMPLIFICATEUR BF

Le schéma de cette partie est donné par la figure 2. Le transistor  $Q_1$ , à collecteur commun et du type NPN, est généralement monté avec l'ensemble MF-discriminateur tandis que la liaison entre les deux parties se fait par fil blindé reliant le curseur du potentiomètre de VC au condensateur de liaison de 0,47  $\mu$ F.

La base de  $Q_1$  (figure 2) reçoit le signal BF et la polarisation qui est la tension de référence du discriminateur. Le signal BF est alors transmis de l'émetteur au potentiomètre et ensuite à la base de  $Q_2$ .

L'amplificateur dont le schéma est disposé à droite de la ligne pointillée comprend deux transistors préamplificateurs de tension à liaison directe,  $Q_2$  et  $Q_3$ , un étage driver (pré-amplificateur de puissance) à transistors  $Q_4$  et  $Q_5$  (remarque que  $Q_5$  est un NPN) et un étage final push-pull avec une seule sortie à transistors  $Q_6$  et  $Q_7$  tous deux des PNP.

Le circuit émetteur-base de  $Q_2$  dit bootstrap assure une impédance élevée sur l'entrée de cet étage, entre émetteur et base.

Le driver  $Q_4-Q_5$  comprend deux transistors montés en série. Les deux tensions de sortie, celle sur l'émetteur de  $Q_4$  et celle sur le collecteur de  $Q_5$  sont en opposition de phase, ce qui supprime l'emploi d'un transformateur déphaseur. L'étage final est attaqué symétriquement sur les bases de  $Q_6$  et  $Q_7$  dont la sortie unique est reliée au haut-parleur. Un circuit de correction RC améliore la linéarité.

### VERIFICATION GENERALE DU MONTAGE

Il s'agit, avant tout de savoir si les circuits considérés fonctionnent. La méthode la plus simple et la meilleure est de « faire marcher » l'appareil ce qui permettra de savoir d'une manière approximative quel est son état général.

Pour cela il faut évidemment qu'au point (figure 1) on puisse appliquer un signal à la fréquence d'accord, modulé en fréquence et que la sortie BF de ce montage soit branchée sur un amplificateur BF et son haut-parleur, tout correctement alimenté.

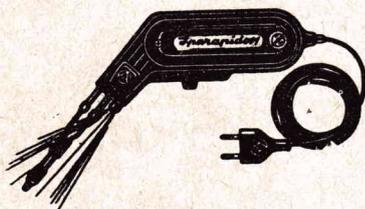
Comme les circuits à vérifier sont les constituants d'un appareil complet, les conditions indiquées sont remplies.

On vérifiera, par conséquent, si la reproduction musicale et celle des paroles sont satisfaisantes ou non.

La distorsion sera appréciée d'après la qualité de sous-entendus. Il est facile de se rendre compte si les paroles sont distinctes, si la musique comporte les basses et les aiguës requises, si la puissance attendue peut être atteinte par la manœuvre du potentiomètre VC, si l'appareil est stable, si la sélectivité est correcte (n'entendre qu'une seule émission la fois et, de préférence celle qui doit être transmise).

Bien que les indications de cette vérification ne soient pas chiffrées, donc imprécises, elles donnent déjà, au metteur au point une indication

**UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL**  
**PISTOLET SOUDEUR IPA 930**  
au prix de gros  
**25% moins cher**



### Fer à souder à chauffe instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages altern. 110 à 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation : 80/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail interrupteur dans le manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids : 830 g.

Valeur : 99,00 ..... NET **78 F**

Les commandes accompagnées d'un mandat chèque, ou chèque postal C.C.P. 5608-71 bénéficieront du franco de port et d'emballage pour la Métropole

**RADIO-VOLTAIRE**  
155, avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI<sup>e</sup>  
ROQ. 98-64

RAPY

générale sur les qualités et les défauts du montage et peut lui indiquer dans une certaine mesure ce qui semble correct et ce qui ne l'est pas.

A titre d'exemple, supposons que la puissance maximum (VC à fond) soit très insuffisante.

Tout de suite, le technicien, qui est simultanément un être compétent et pensant, saura ce qu'il doit entreprendre :

1° Vérifier d'abord la BF. Si celle-ci est bonne le montage MF et discriminateur ne fournit pas un signal suffisant, donc :

2° Vérifier que le signal appliqué à l'entrée est suffisant. Si oui :

3° La partie MF-discriminateur n'amplifie pas assez, ce qui peut être dû aux causes classiques habituelles dont les plus importantes sont :

a) accord incorrects ;

b) composants (y compris les transistors) défectueux ;

c) composants fonctionnant dans des conditions défectueuses.

On voit que cette méthode simpliste a sa valeur à condition d'être suivie de méthodes modernes indispensables pour la mise au point de tout dispositif électronique, basée sur trois facteurs : la documentation relative à l'appareil, les connaissances du technicien, les appareils de mesure.

Avec les appareils actuels, la plupart des parties d'un téléviseur sont réalisées sur des platines à circuits imprimés sur lesquelles il est assez difficile d'identifier un composant déterminé. La notice du constructeur comprend des reproductions des deux faces des platines avec, en surimpression, l'indication de l'accessoire, par exemple  $R_{354}$ ,  $C_{321}$ ,  $Q_3$  (transistor)  $L_{301}$  (bobine) etc.

Il est alors plus aisé, en ayant également devant soi, le schéma théorique, comme celui de la figure 1, de trouver l'élément à vérifier.

## VERIFICATION DES COURANTS ET DES TENSIONS

C'est ce que l'on nomme, dans l'art de la mise au point et du dépannage, la vérification statique, ce qui signifie que les signaux à amplifier ne sont pas appliqués à l'appareil et qu'on ne mesure que les tensions et les courants des circuits.

Ceux-ci sont déterminés par les points de fonctionnement des transistors, par certains circuits à résistances traversés par des courants et, bien entendu, par les valeurs des tensions d'alimentation.

Des défauts d'isolation, notamment des condensateurs de liaison ou de découplage ou même d'accord s'ils sont branchés entre deux points dont le potentiel est différent, peuvent modifier les tensions et les courants des circuits.

Pour procéder à la vérification statique, il est utile d'empêcher le signal HF d'être appliqué au montage.

Pour cela, il suffit, par exemple, de monter entre le point A et la masse, un condensateur de forte capacité, par exemple 0,25  $\mu F$ . Dans le cas du montage de la figure 1, on voit que l'on peut, sans risque de court-circuit, connecter le point A à la masse.

La mesure des tensions s'effectuera en consultant la notice du constructeur qui indique avec précision :

a) les tensions à mesurer aux points les plus importants, par rapport à une tension de référence qui peut être soit la ligne de masse (dans notre exemple la masse est la ligne positive), soit par rapport à la ligne négative soit, même, par rapport à tout autre point ;

b) la tolérance admissible : ainsi, si l'on indique que la tension d'un émetteur de transistor PNP doit être de  $-1 V$  par rapport à la masse avec une tolérance de  $\pm 10\%$ , ceci signifie qu'elle sera comprise entre  $-1 V - 0,1 V = -1,1 V$  et  $-1 V + 0,1 V = -0,9 V$ .

Parfois, on indique deux limites inégalement écartées de la valeur nominale, par exemple :

$$-1 V (+0,1 V \text{ et } -0,05 V)$$

ce qui donne comme limites  $-0,9 V$  et  $-1,05 V$ .

Le voltmètre qui doit mesurer les tensions doit avoir une résistance qui soit, sur l'échelle adoptée, plus de 25 fois supérieure à la résistance existant entre les deux points entre lesquels on mesure la tension.

Ainsi, sur l'émetteur de  $Q_1$ , il y a une résistance de 2,2 k $\Omega$ . Si l'on utilise un voltmètre de 10 000  $\Omega$  par volt sur l'échelle 1 — 10 volts, sa résistance est de 10.10 000 = 100 000  $\Omega$ , donc un rapport 100/2,2 = 45. Ce rapport est satisfaisant. Si l'on adopte une échelle 0 — 3 V la résistance du voltmètre n'est plus que de 30 000  $\Omega$  d'où un rapport de 30/2,2 = 13,5 ; la lecture sera plus précise, mais la tension indiquée sera erronée de 10 % environ.

La tension la plus importante est celle d'alimentation. Avec une disposition de la source de tension de 18 V, comme celle du montage de la figure 1, il faut d'abord trouver 18 V entre la masse et le point — 18 V, mais ceci ne prouve nullement que la tension plus basse appliquée aux circuits (celle de la ligne négative) est correcte. Supposons que le courant consommé par le montage soit de 10 mA. La chute de tension dans la résistance de 12  $\Omega$  est 0,12 V, donc pratiquement, la tension sera peu différente de 18 V.

Si la résistance était de 1 k $\Omega$  au lieu de 12  $\Omega$ , la chute de tension serait de 10.1 000/1 000 = 10 V et la tension sur la ligne négative serait  $-8 V$  par rapport à la masse. Si l'on trouvait  $-12 V$  au lieu de  $-8 V$ , cela prouverait que le courant consommé par le montage est plus faible que 10 mA, sa valeur étant alors  $(18 - 12)/1 000 = 6/1 000 A = 6 mA$ , preuve qu'un défaut quelconque réduit la consommation du montage.

Toutes les autres tensions particulières, se mesurent sur les émetteurs, les bases et sur les collecteurs. Dans le présent montage, tous les collecteurs doivent être à la tension de la ligne négative, aucune résistance n'étant intercalée dans les circuits de collecteurs.

Pour  $Q_1$ , un NPN, la notice indiquera, par rapport à la ligne négative : 0 volt sur l'émetteur et une tension positive de presque 18 V sur le collecteur.

Pour le potentiomètre de 10 k $\Omega$  réglant la tension de référence, on pourra vérifier sur le curseur que la tension varie entre zéro et + 12 V.

La mesure des courants est déjà malaisée dans les montages à lampes, car pour mesurer directement un courant, il faut intercaler le milliampèremètre dans une coupure effectuée sur le fil traversé par le courant. On réalise quand même ces mesures en dessoudant un fil ou en interposant entre une lampe et son support, un bouchon spécial permettant les coupures de circuits.

Avec les transistors, généralement soudés et les circuits imprimés, ces procédés ne peuvent être pratiquement utilisés. Il est d'ailleurs déconseillé de dessouder les fils d'un transistor.

Dans de nombreux cas, on pourra mesurer indirectement les courants.

Soit, par exemple, à mesurer le courant d'émetteur de  $Q_1$ . Si l'on sait (documentation) que la tension de cet émetteur par rapport à la masse doit être de  $-1 V$  et si l'on mesure la tension aux bornes de la résistance de

2,2 k $\Omega$  et on trouve  $-1,1 V$ , le courant d'émetteur est égal à :

$$I_E = 1,1/2,2 \text{ mA} \\ \text{ou } I_E = 0,5 \text{ mA}$$

La notice peut ne pas indiquer la tension d'émetteur mais le courant, par exemple 0,45 mA. Comme la résistance est de 2,2 k $\Omega$  la tension correcte est évidemment  $(2,2 \cdot 0,45) = -1 V$  et si l'on mesure 1,1 V on obtient le courant de 0,5 mA au lieu du courant correct de 0,45 mA.

Pour les bases, à moins que le courant de base soit important, on n'indique pas toujours les valeurs des tensions et des courants. Ceci ce justifie par le fait que ce qui importe est le courant d'émetteur ou celui de collecteur qui sont imposés et ces courants sont obtenus si la polarisation de base est correcte.

On remarquera toutefois qu'il est facile de mesurer la tension d'une base si les résistances du diviseur de tension sont suffisamment faibles comparativement à celle du voltmètre.

Dans le présent montage, ces résistances sont de 8,2 k $\Omega$  et 4,7 k $\Omega$  donc avec un voltmètre ayant sur l'échelle choisie, une résistance de 100 k $\Omega$ , la mesure sera satisfaisante.

N'oublions pas qu'en utilisant un voltmètre électronique, la résistance de cet instrument est toujours très élevée, souvent supérieure à 1 M $\Omega$ , et que des mesures de ce genre seront excellentes au point de vue de la précision.

Les notices des constructeurs indiquent toujours les cas où les mesures doivent être obligatoirement effectuées, avec des voltmètres électroniques.

Signalons aussi, ce qui est très important, certaines notices de constructeur précisant la valeur d'une tension indiquée par un voltmètre dont la résistance est bien fixée. La valeur lue devra être celle indiquée par la notice. Ce ne sera pas toujours la vraie valeur de la tension mais, une fois le voltmètre enlevé, la valeur correcte sera rétablie.

Lorsque les tensions et les courants sont corrects, on peut, presque à coup sûr, penser que les transistors fonctionnent correctement, autrement dit leur point de fonctionnement est celui prévu.

La mesure statique n'indique toutefois pas si les accords sont corrects, si les couplages entre bobines sont bien établis, etc.

De même, certains court-circuits ou coupures sont sans influence sur les tensions et les courants. Soit, par exemple, le circuit de collecteur de  $Q_1$ .

Pour que le courant collecteur s'établisse, il suffit que ce collecteur soit relié à la ligne négative par un circuit de résistance négligeable.

Cette condition reste réalisée lorsque le condensateur de 100 pF qui shunte et accorde la bobine  $L_1$  est en court-circuit ou s'il est débranché.

D'autre part, toutes les tensions et courants peuvent être incorrects en raison de la fuite importante d'un électrochimique.

Ainsi celui de 10  $\mu F$  branché entre la ligne négative et la masse peut, s'il est défectueux, provoquer un courant entre ces deux lignes important par rapport à la totalité du courant consommé par le montage et la tension de la ligne négative sera plus faible, par exemple  $-12 V$  au lieu de  $-17,9 V$ .

De même, si un condensateur de découpage est débranché ou si sa capacité est très faible par rapport à la valeur nominale, un circuit peut entrer en oscillation d'où profonde modification de tensions et des courants.

La mise au point et la vérification des caractéristiques dynamiques (accord, bande, gain, etc.) seront étudiées dans la prochaine suite.

F. JUSTER.





tion - 8 V et la masse (+ 8 V).

L'émetteur est stabilisé par une résistance non découplée de 2,7 k $\Omega$  à couche. Le montage du potentiomètre volume 1, de 10 k $\Omega$  est tel qu'il court-circuite progressivement l'entrée, en alternatif tout en augmentant la contre-réaction lorsque le curseur est déplacé vers la droite. En déplaçant ce curseur du côté opposé, la contre-réaction est diminuée et l'impédance d'entrée augmentée. On règle ainsi le volume sonore de ces trois entrées. La charge de collecteur est de 10 k $\Omega$ . Un réseau de contre-réaction sélective fixe est constitué par l'ensemble série 4700 pF - 82 k $\Omega$  entre collecteur et base. Les tensions amplifiées sont transmises au transistor mélangeur T<sub>1</sub> AC135 par un condensateur de 6,4  $\mu$ F.

La sensibilité des trois autres entrées est supérieure, grâce à l'utilisation de deux transistors T<sub>2</sub> et T<sub>3</sub>, également des AC137, montés en préamplificateurs à émetteur commun en cascade et à liaison directe. Le principe de fonctionnement du potentiomètre de volume n° 2, de 10 k $\Omega$ , est le même que celui de volume 1, par court-circuit en alternatif de l'entrée et contre-réaction variable d'émetteur. La polarisation négative de base du premier étage n'est pas obtenue par un pont, mais par une résistance de 68 k $\Omega$  retournant à l'émetteur du deuxième étage T<sub>2</sub> porté à une tension négative. Cet émetteur est stabilisé par une résistance de 1 k $\Omega$ , découplée par un électrochimique de 100  $\mu$ F.

La charge de collecteur de 4,7 k $\Omega$  de T<sub>2</sub> est alimentée à la sortie d'une cellule de découplage de 3,3 k $\Omega$  - 100  $\mu$ F. Celle de T<sub>3</sub>, de 22 k $\Omega$ , est alimentée directement par la ligne - 8 V.

Un condensateur de 6,4  $\mu$ F transmet les tensions à la base de T<sub>1</sub>, transistor AC135 monté en amplificateur à émetteur commun avec réseau correcteur de contre-réaction et base polarisée par le pont 56 k $\Omega$  - 47 k $\Omega$  entre collecteur et masse. Sa charge de collecteur est de 5,6 k $\Omega$ .

Le correcteur à réglage manuel des graves et des aigus, du type Baxendal, est disposé entre T<sub>1</sub> et T<sub>3</sub>.

Le transistor T<sub>3</sub> AC135 est monté en amplificateur de tension à émetteur commun, avec base polarisée par le pont 27 k $\Omega$  - 3,9 k $\Omega$  charge de collecteur de 2,7 k $\Omega$  et résistance d'émetteur, de 1,5 k $\Omega$ , découplée par l'ensemble série 100  $\mu$ F - 82  $\Omega$ .

Le transistor T<sub>2</sub> AC135 est monté également en amplificateur à émetteur commun avant l'attaque du déphaseur T<sub>1</sub> AC139. La liaison à la base de ce déphaseur s'effectue par un condensateur de 100  $\mu$ F shunté, par une résistance de 2,2 k $\Omega$ , qui sert avec la résistance à la masse de 4,7 k $\Omega$  à la polarisation de cette base. On remarquera que les tensions de contre-réaction prélevées par un enroulement spécial du transformateur de sortie sont appliquées à la même base.

Les charges de collecteur (68  $\Omega$ ) et d'émetteur (47  $\Omega$ ) de T<sub>1</sub> ne sont pas égales afin de tenir compte du courant base émetteur. Les tensions aux bornes de ces résistances sont déphasées, ce qui permet l'attaque du push-pull des deux AL103.

Comme dans le cas de T<sub>1</sub>, les liaisons aux bases des transistors

aux liaisons directes la réponse sur les fréquences basses est excellente.

Les deux émetteurs du push-pull de puissance classe A sont portés à - 0,5 V par une résistance commune de stabilisation, de 0,5  $\Omega$ , les reliant à la masse.

L'autotransformateur de sortie dont la prise médiane est alimen-

négitve d'alimentation et la masse.

La tension intermédiaire d'alimentation de - 8 V, dans le cas d'une alimentation 9 V, est obtenue à la sortie de la cellule de découplage de 500  $\mu$ F - 47  $\Omega$  - 500  $\mu$ F. Un fusible de 1 A est monté en série dans la ligne d'alimentation négative.

Rappelons qu'il est possible de faire fonctionner cet amplificateur sous des tensions d'alimentation de - 6 à - 12 V.

## MONTAGE ET CABLAGE

Le châssis utilisé est de 320 x 150 x 70 mm. La figure 2 montre le câblage complet de la partie supérieure de l'amplificateur avec ses deux côtés avant et arrière rabattus. La partie supérieure normale de ce châssis constitue en effet le côté inférieur sur lequel sont montés quatre pieds en caoutchouc afin d'avoir une hauteur suffisante pour placer les deux transistors de puissance AL103 montés par dessous avec rondelles de mica isolantes. Le fond du châssis constitue donc un radiateur pour ces transistors.

La vue de profil de la figure 3 montre la disposition générale des éléments. Quatre tiges filetées supportent une plaquette métallique de 230 x 70 mm sur laquelle sont fixés les supports des transistors et, par l'intermédiaire de 4 entretoises enfilées sur les mêmes tiges filetées, les deux plaquettes de bakélite, comprenant chacune 2 x 30 cosses. La plaquette métallique se trouve à 25 mm du fond du châssis et les deux plaquettes à cosses à 15 mm de la plaquette métallique.

Sur le fond du châssis une ouverture est prévue afin de permettre de remplacer éventuellement les transistors qui se trouvent accessibles en retournant le châssis. Ces transistors ont leurs fils de sortie coupés à 15 mm de longueur.

La première opération de montage consiste à fixer sur le panneau avant les quatre potentiomètres et le commutateur interrupteur, sur le panneau arrière les prises d'entrée et de sortie, la prise d'alimentation et le porte fusible et sur le fond du châssis, le transformateur de sortie et les deux transistors de puissance montés sur supports spéciaux.

Le câblage des deux plaquettes de bakélite à cosses est à réaliser séparément. On effectuera également l'assemblage par les quatre tiges filetées de ces plaquettes et de la plaquette métallique des supports des transistors et l'on câblera les liaisons entre les cosses des plaquettes et celles des supports.

Fixer ensuite cet assemblage au fond du châssis par les quatre tiges filetées avec écrous et réaliser les derniers raccordements avec les prises d'entrée d'alimentation, les potentiomètres et les deux transistors de puissance.

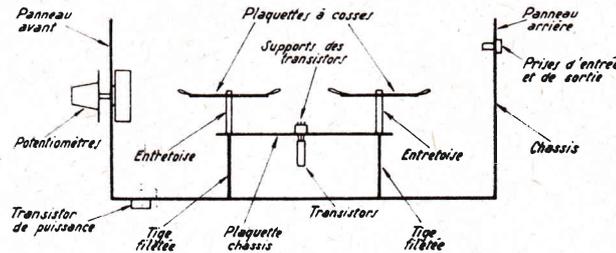
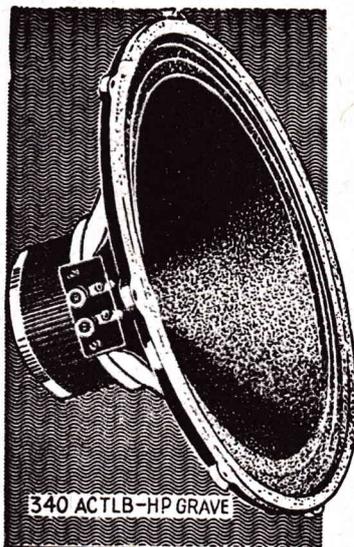


FIG. 3. - Vue de profil montrant la disposition générale des éléments sur le châssis

de puissance s'effectuent par des condensateurs (250  $\mu$ F) shuntés par des résistances (respectivement de 100 et 200  $\Omega$ ) servant à les polariser. La polarisation de ces bases est de - 0,3 V par rapport aux émetteurs. Les résistances série de liaison sont de valeurs différentes en raison de la différence des tensions continues d'émetteur (- 1,7 V) et de collecteur (- 3,3 V) de T<sub>1</sub>. Grâce



*La grande finale de la Haute Fidélité se joue toujours avec un*

**HAUT-PARLEUR**

**VEGA**

MODELES HAUTE FIDELITE « CLEVELAND »

Le haut-parleur de graves

340 ACTLB.

Le haut-parleur de médium.

Medomex 15.

Le tweeter 90 FMLB.

Le filtre Hi-Fi à impédance constante.

Envoi franco de notre catalogue général

**VEGA**

S. A. AU CAP. DE 1.000.000 NF

52, 54, 56, RUE DU SURMELIN - PARIS-20<sup>e</sup>

MEN. 08-56

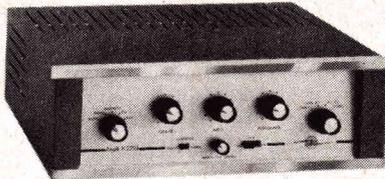
# L'AMPLIFICATEUR STÉRÉOPHONIQUE HI-FI

## HI-TONE H. 225 I DE 2 x 25 W

L'AMPLIFICATEUR que nous nous proposons de décrire est un appareil de hautes performances, ainsi que le lecteur pourra en juger au vu des résultats de mesures. Il est destiné à la reproduction sonore de très haute qualité pour l'amateur de Haute Fidélité ou le professionnel des techniques sonores.

L'amplificateur H.225.I Hi-Tone est du type « compact » avec pré-amplificateur intégré. Il est présenté dans un coffret en tôle de couleur gris foncé. La face avant, légèrement penchée en plexiglas gris clair gravé et souligné par deux baguettes chromées, donne une présentation sobre et, pensons-nous, agréable à l'ensemble qui est de finition soignée (voir photos). Bien que ses dimensions et son poids soient relativement modestes, il mesure (en mm) 155 de hauteur x 440 de largeur x 315 de

sons de simplification, il n'a été fait appel qu'à un seul type de tube pour toutes les fonctions am-



HI-TONE « H 225 I »

plificatrices de tensions : la double triode ECC 83 (12A X7) ceci pour deux raisons : ce tube est partout disponible et généralement d'excellente qualité. (Nous utilisons des ECC 83 Série E de Téléfunken qui en plus de leurs qualités générales ne requièrent pas de précautions contre la microphonicité).

L'amplificateur de puissance utilise des pentodes américaines (7868 R.C.A.) de 19 watts de dissipation anodique.

ment fixes par le réseau de contre-réaction agissant aux positions « MICRO » et « P.U. » du sélecteur d'entrée. En position « MICRO » la contre-réaction apériodique donne une courbe de réponse indépendante de la fréquence alors qu'en « P.U. » un réseau sélectif assure la correction de la courbe de gravure RIAA (ou CEI3) qui est actuellement la norme de gravure des disques adoptés universellement ; et il serait possible, à l'aide des correcteurs de tonalité, d'approcher des conditions optimales convenant aux disques microsillons antérieurs à cette normalisation qui date maintenant d'un bon nombre d'années.

Pour réduire le bruit résiduel d'étage, les premières ECC83 de chaque canal sont chauffées en courant continu, filtré et légèrement sous-voltées.

Comme il est normal, la correction RIAA prévue s'applique aux lecteurs de vélocité, donc phonocapteurs magnétiques, magnétodynamiques ou à bobines mobiles. Il est toutefois possible d'utiliser les phonocapteurs piézoélectriques ou céramiques : une prise dénommée P.U. céramique est prévue à cet effet sans commutation spéciale. Un réseau atténuateur (10 dB) transforme, par sa faible résistance de charge, le phonocapteur piézo-électrique en transducteur de vélocité.

Sur les positions « Radio », « Magnéto » et « Auxiliaire » du sélecteur d'entrée, l'étage du pré-amplificateur initial est hors circuit (bornes d'entrée et de sortie à la masse) et la modulation directement appliquée à l'étage suivant.

A noter une sortie prévue immédiatement avant correction de tonalité pour attaque éventuelle d'un magnétophone et la possibilité d'effectuer le contrôle de cet enregistrement, ou « Monitoring », par les haut-parleurs de la chaîne Haute Fidélité, à condition d'utiliser un magnétophone possédant des têtes de lecture et d'enregistrement séparées.

### B. — ETAGE CORRECTEUR DE TONALITÉ (Première moitié de ECC 83/2)

Il s'agit du schéma de Baxandall modifié afin d'améliorer la transmission des transitoires. On évite,

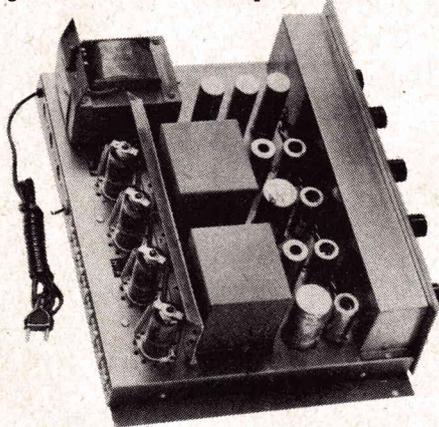
du même coup, le potentiomètre à prise médiane pour l'ajustement du registre aigu. La réponse en position linéaire devient régulière jusqu'à environ 200 kHz, car la tension de contre-réaction n'est pas dérivée à la masse par la prise médiane au long de la course pour les deux canaux ; ce qui présente souvent des avantages pour tenir compte de disparités entre les haut-parleurs.

Le correcteur de tonalité est suivi d'un filtre passe-bas à deux étages R.C. en cascade avec des pentes d'atténuation maximale de l'ordre de 10 dB/octave et deux fréquences nominales de coupure 10 Hz ou 6 kHz. De tels filtres produisent des atténuations qui n'affectent pas autant, subjectivement, la restitution des transitoires, que certaines solutions se targuant de coupures très brutales. En outre, la pratique a prouvé qu'ils suffisaient pour assurer le confort d'écoute dans les rares occasions où un filtre passe-bas se révèle utile.

Après les filtres et sur les deux canaux se placent les deux potentiomètres réglant le niveau sonore : ils sont à commande coaxiale distincte, ce qui rend les deux canaux réglables séparément. L'amplificateur H.225, en conséquence, ne possède pas le potentiomètre de « Balance » habituel, mais apporte, en contre-partie, la possibilité de varier la perspective stéréophonique.

L'abandon du réglage de « Balance » se justifie comme suit :

— Avec des chaînes amplificatrices soignées dont les gains sont pratiquement égaux, et des haut-parleurs de même type sur chaque canal (seule solution logique en stéréophonie), l'expérience prouve que les réglages des deux potentiomètres sont très sensiblement identiques. Donc au point de vue commodité, le double bouton est d'utilisation aussi facile que les réglages habituels de puissance et de balance séparés ; il confère, par contre, plus de souplesse par la totale indépendance des deux canaux, ce qui peut avoir son intérêt, par exemple ; diffusion de deux programmes monophoniques différents (ou un même programme monophonique) pour sonoriser des pièces différentes avec des haut-parleurs alimentés séparément par les deux étages de puissance. Enfin, le réglage de « Balance » d'une chaîne stéréophonique servant, en particulier, à l'écoute phonographique est loin d'être immuable ; il est fréquent qu'il soit nécessaire d'y apporter quelques retouches et nous pensons que le système Hi-Tone est alors parfaitement pratique.



Vue de dessus de l'amplificateur, sans capot

profondeur et pèse 20 kg ; c'est un appareil capable de débiter une puissance assez élevée, en effet, il peut fournir 25 watts modulés par canal dans une bande de fréquences comprises entre 22 Hz et 35 kHz avec une distorsion de l'ordre de 0,3 % à 30 Hz et 20 kHz. La puissance maximale fournie par canal est de plus de 31 W en régime sinusoïdal permanent aux fréquences moyennes. Il convient également d'attirer l'attention sur l'excellente aptitude de l'appareil à restituer les signaux rectangulaires (transitoires) ainsi que sa stabilité complète à tous régimes et tous types de charge à sa sortie (et même en l'absence totale de charge).

### I. — ANALYSE DU SCHEMA

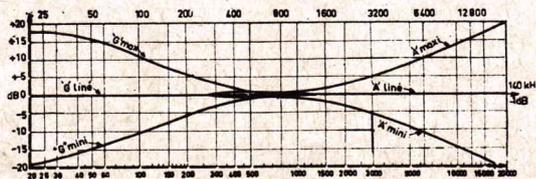
Il est classique dans ses grandes lignes et nous ne nous attarderons que sur les détails originaux particuliers au H. 225. Pour des rai-

### A. — ETAGE PREAMPLIFICATEUR (ECC 83/1)

Les deux moitiés de la double triode travaillent en cascade avec les particularités suivantes :

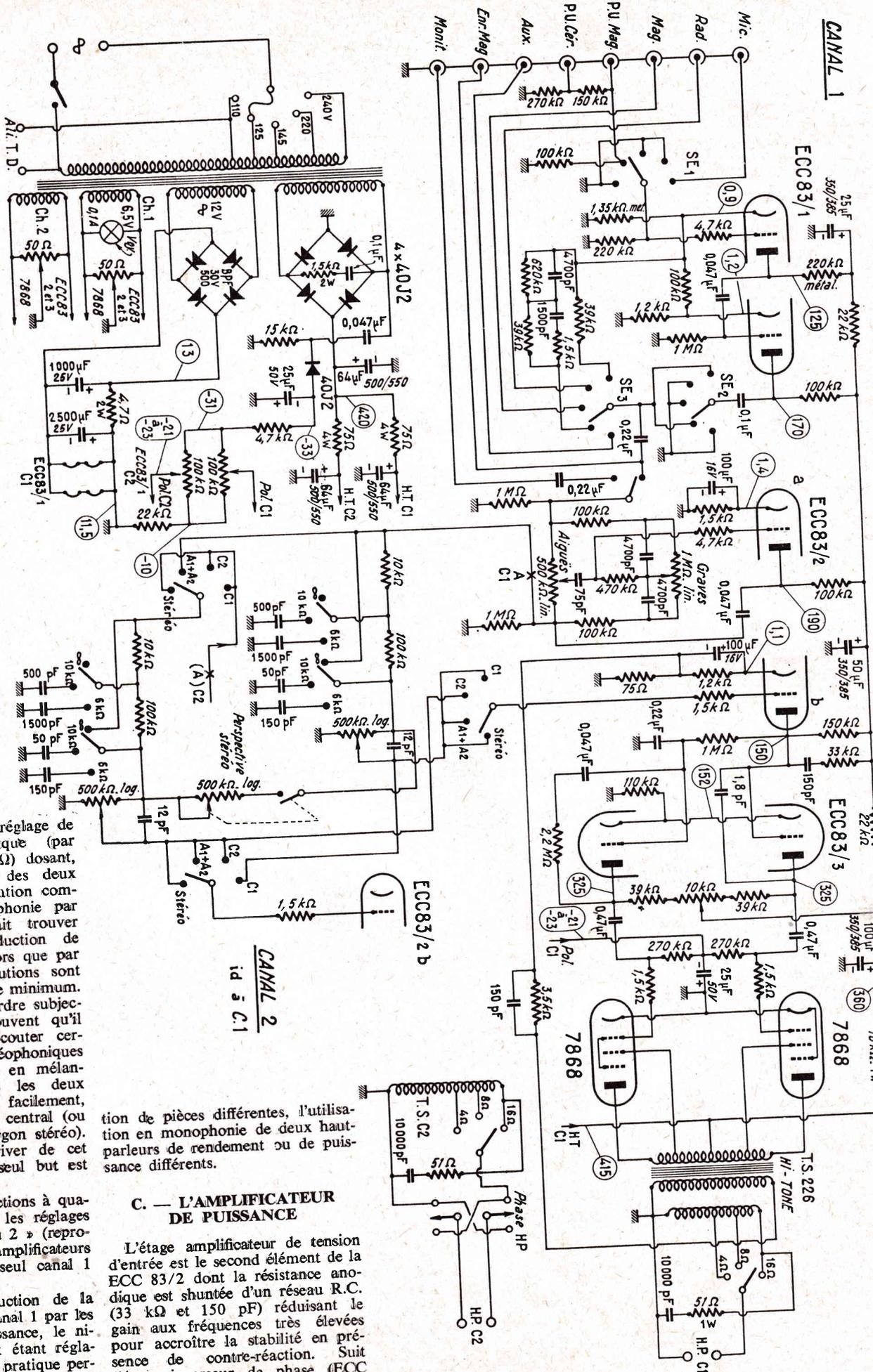
— Réaction positive entre cathodes par résistance de 100 kΩ. Le gain interne en est augmenté et les performances d'étage ne dépendent presque plus des caractéristiques du tube.

— Contre-réaction entre anode second élément et cathode premier éléments. Grâce à la réaction signalée plus haut, le gain et la courbe de réponse sont presque entière-



Efficacité des réglages de tonalité

Fig. 1. — Schéma de principe de l'alimentation commune et d'un canal



Reste, maintenant, le réglage de perspective stéréophonique (par potentiomètre de 500 kΩ) dosant, à volonté, le mélange des deux canaux, depuis la séparation complète jusqu'à la monophonie par sommation. On pourrait trouver curieuse cette réintroduction de diaphonie contrôlée, alors que par ailleurs tant de précautions sont prises pour en obtenir le minimum. La seule raison est d'ordre subjectif : il arrive assez souvent qu'il soit plus agréable d'écouter certains programmes stéréophoniques dans une pièce donnée en mélangeant plus ou moins les deux voies : on pallie, ainsi, facilement, à l'impression de vide central (ou « trou central » en jargon stéréo). Pourquoi donc se priver de cet avantage, puisque le seul but est le confort auditif.

Un sélecteur de fonctions à quatre positions complète les réglages décrits : « Canal 1 ou 2 » (reproduction par les deux amplificateurs de la modulation du seul canal 1 ou 2).

A<sub>1</sub> + A<sub>2</sub> : reproduction de la modulation du seul canal 1 par les amplificateurs de puissance, le niveau de chacun d'eux étant réglable séparément ; cette pratique permet, en plus des avantages exposés plus haut concernant la sonorisa-

tion de pièces différentes, l'utilisation en monophonie de deux haut-parleurs de rendement ou de puissance différents.

### C. — L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

L'étage amplificateur de tension d'entrée est le second élément de la ECC 83/2 dont la résistance anodique est shuntée d'un réseau R.C. (33 kΩ et 150 pF) réduisant le gain aux fréquences très élevées pour accroître la stabilité en présence de contre-réaction. Suit l'étage inverseur de phase (ECC 83/3) de Schmitt modifié à liaison

directe avec le précédent, où l'on remarquera la valeur relativement faible des résistances de charge (transmission des fréquences élevées), le potentiomètre semi-fixe d'équilibrage des tensions fournies, la contre-réaction locale anode grille, appliquée à l'élément triode attaque par sa cathode. Cette contre-réaction parfait l'inversion de phase, améliore la stabilité et autorise l'application d'un niveau de contre-réaction global plus élevé sans risque d'instabilité. Enfin, l'on notera la neutrodynamation par la capacité de 1,8 pF de l'élément attaqué par sa grille en vue de parfaire la stabilité aux fréquences élevées.

L'étage final push-pull est équipé de tubes 7868 travaillant avec contre-réaction locale par prises d'écran en classe AB à polarisation fixe auto-stabilisée par le montage particulier de l'alimentation; en effet, le pont de diodes HT sur lequel est prélevée la tension de départ possède un effet Zener qui a pour conséquence la stabilisation de la tension de polarisation. Le courant de repos étant relativement réduit et les 7868 étant capables, sans modulation, de dissiper 19 watts sur l'anode, l'écran 3,3 watts (6,6 watts aux moments des pointes) cet étage travaille en dessous de ses possibilités, d'où longévité. Avec une tension anodique plus élevée, il serait possible d'obtenir jusqu'à 44 watts modulés au primaire du transformateur de sortie.

Le transformateur de sortie, responsable pour la plus grande part des performances élevées de l'appareil ainsi que de sa stabilité, est fabriqué par Hi-Tone. Il est extrêmement soigné et sa méthode particulière de bobinage — entre autres l'enroulement spécial de prélèvement de la tension de contre-réaction — permet de modifier la valeur de l'impédance de charge nominale avec un simple commutateur glissant à trois directions (à contacts doubles par sécurité) sans affecter les performances de l'amplificateur. L'inductance primaire de ce transformateur, mesurée à 50 Hz sous 5 V, est de 120 H alors que l'inductance de fuite primaire/secondaire n'est que de 2,5 à 2,8 mH — 25 dB de contre-réaction globale plus 6 dB par les écrans sont ainsi appliqués et la stabilité demeure parfaite quelle que soit la nature de la charge (on notera la correction de phase par la capacité de 150 pF en shunt sur la résistance de contre-réaction ainsi que le réseau 51 Ω en série avec 10 000 pF sur la sortie 16 Ω).

Les deux canaux amplificateurs sont identiques, mais par souci de commodité, un inverseur de phase, en sortie du canal 2, n'affectant qu'un seul haut-parleur, peut éviter quelques manipulations parfois fastidieuses.

#### D. — L'ALIMENTATION

Le transformateur, largement calculé, est ceinturé de cuivre pour réduire le rayonnement parasite. La haute tension est obtenue au moyen

d'un pont de quatre diodes au silicium 40 J2 avec protection RC contre les surtensions transitoires. La polarisation fixe redressée par une diode silicium 40 J2 est obtenue par prélèvement d'une tension pulsée sur un réseau RC connecté sur le pont de diodes HT. Ainsi que cela déjà a été dit plus haut, cette méthode originale fait profiter de l'effet Zener des diodes SI du pont. Il en résulte une tension négative stable, obtenue très simplement, quelle que soit la puissance débitée.

Un secondaire 6,3 V avec potentiomètre d'équilibrage antirondement est affecté à chacun des canaux pour le chauffage des tubes autres que les ECC 83/1 d'entrée à qui est réservé le pont au sélénium BPF 30 (30 V 450 mA).

### II. — PERFORMANCES (relevées sur un appareil de série n° 3025)

#### A. — Appareils de mesures utilisés :

Générateur BF 20 Hz 200 kHz L.E.A. modèle GMW I A - Distorsionmètre millivoltmètre modèle L.E.A. EHD 30, voltmètre électronique Métrix 10 Hz à 700 MHz modèle 745 - Oscilloscope Solartron modèle CD 1014 - 3 - contrôleur Métrix modèle 476.

#### B. — Amplificateurs de puissance (les deux amplificateurs sont identiques à moins de 2 % près).

Alimentation secteur sur position 125 V, tension chauffage filaments maintenue à 6,3 V au cours des essais.

Puissance nominale sur chaque canal (sortie utilisée : 15 Ω) = 25 watts en régime sinusoïdal permanent.

Puissance maximale disponible en régime sinusoïdal permanent à diverses fréquences avant distorsion appréciable à l'oscilloscope :

21,5 W à 20 Hz, 25 W à 22 Hz, 30 W à 25 Hz, 31,5 W à 30 Hz, 31,5 W à 1 kHz, 31,3 W à 10 kHz, 30 W à 20 kHz, 27 W à 30 kHz, 17,6 W à 50 kHz, 14 W à 60 kHz, 7 W à 80 Hz, 3 W à 100 kHz.

Bande passante à 1 W, niveau à 1 kHz pris pour référence à 0 dB = de 20 Hz (0 dB) à 150 kHz = -1,3 dB et -4 dB à 185 kHz.

Facteur de contre-réaction boucle principale 25 dB à 1 kHz + 6 dB par les prises d'écran.

Facteur d'amortissement apporté au haut-parleur = 25 à 1 kHz (invariable entre 30 Hz et 10 kHz).

Sensibilité de l'ampli de puissance seul pour la puissance nominale à 1 kHz = 225 mV.

Niveau de bruit (non pondéré, potentiomètre de puissance à minimum) ≈ -95 dB.

Distorsion harmonique totale : Voir tableau 1.

La puissance maximale disponible à 1 kHz est de 31,5 W avec 0,1 % de distorsion; au-delà de cette puissance, l'écrêtage survient et la distorsion croît rapidement.

La réponse aux signaux rectangulaires est bonne. Leur forme et la stabilité ne sont pas affectées par

la valeur d'impédance de sortie adoptée. La stabilité est parfaite en présence de charges capacitives. On peut employer, en guise de charge, toute valeur de condensateur sans qu'il ne se manifeste d'oscillation, seul le dépassement augmente et l'on note un commencement d'intégration du signal à partir de 1 à 2 μF, et sur la sortie 16 Ω.

#### C. — Ensemble préamplificateur + amplificateur de puissance :

a) Bande passante. — Les correcteurs de tonalité étant en position neutre (pour 1 W modulé) = 0 dB à 1 Hz.

Entrée « Radio » = 20 Hz (0 dB) à 140 kHz (-1 dB) 175 kHz = -4 dB.

Entrée « Micro » = 30 Hz (0 dB) à 140 kHz (-1 dB).

Entrée P.U. (Cer. et Mag.) = Conformes à RIAA et CEI 3 à ± 1 dB.

b) Efficacité des correcteurs de tonalité et filtres passe bas. (Voir courbes.)

c) Sensibilités pour la puissance nominale (à 1 Hz) :

Entrée « Micro » .... 7,8 mV

Entrées « Radio », « Magnéto », « Auxiliaire » 240 mV

Entrée « P.U. Céramique » ..... 16,5 mV

Entrée « P.U. Magnétique » ..... 5,4 mV

Tension disponible (à 1 kHz) à la sortie « Enregistrement Magnétique » = 240 mV (avec les tensions d'attaque indiquées ci-dessus).

d) Tensions maximales admissibles aux diverses entrées avant déformation du signal transmis (à 1 kHz) par le circuit préamplificateur correcteur.

Entrées « Radio », « Magnéto », « Auxiliaire » 24 V

Entrée « Micro » ..... 0,55 V

Entrée « P.U. Magnétique » ..... 0,48 V

Entrée « P.U. Céramique » 1,5 V

e) Niveau de bruit global par rapport à la puissance nominale (correcteurs de tonalité en position neutre). Voir tableau 2.

f) Diaphonie sur entrée « P.U. MAG » :

— 55 dB lorsque le canal non utilisé est court-circuité et que l'autre canal reçoit un signal à 1 kHz à tension d'entrée nominale.

Le bruit propre de l'amplificateur est inclus dans cette mesure.

g) Distorsion harmonique totale de l'ensemble préamplificateur à 1 kHz à la puissance de sortie nominale (25 W) aux diverses tensions d'entrée nominales, correcteurs de tonalité en position neutre.

Entrée « Radio », « Magnéto », « Auxiliaire » 0,07 %  
Entrée « Micro » ..... 0,11 %  
Entrée « P.U. Magnétique » ..... 0,3 %  
Entrée « P.U. Céramique » ..... 0,14 %

Le bruit du générateur est inclus dans ces chiffres et n'est pas négligeable à ces faibles niveaux d'entrée.

h) Alimentation 110 V à 245 V (50 Hz).

i) Consommation au réseau (au repos) environ 125 VA.

### QUELQUES REMARQUES CONCERNANT LES COMPOSANTS UTILISÉS ET CONCLUSION

Tout le matériel entrant dans la construction de l'amplificateur H.2251, très soigneusement sélectionné pour assurer sans défaillance un service de très longue durée, peut largement prétendre à la qualification semi-professionnelle.

Nous ne pensons, compte tenu du prix, n'avoir rien laissé au hasard et tous les détails ont été minutieusement pesés pour procurer le maximum d'agrément d'écoute uni au maximum de fiabilité. Les performances confirmées par plusieurs séries de mesures et d'écoute autres que les nôtres sont, croyons-nous, celles qui ne peuvent qu'emporter l'adhésion des amateurs de très Haute Fidélité.

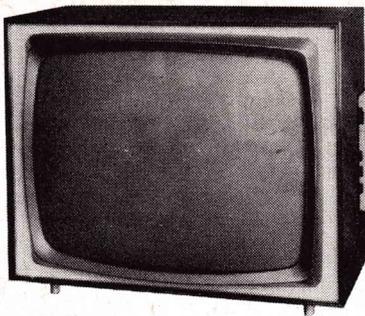
Jean KAGAN,  
Ingénieur  
à la Société Hi-Tone.

Tableau 1

| Fréquence | Puissance à laquelle la mesure fut effectuée |        |       | Distorsions propres au Générateur GMW I A |
|-----------|--|--------|-------|---|
|           | 25 W %                                       | 12 W % | 6 W % |   |
| 30 Hz     | 0,30   | 0,1    | 0,09  | 0,1                                       |
| 40 Hz     | 0,1  | 0,09   | 0,08  | 0,08                                      |
| 1 kHz     | 0,06   | 0,06   | 0,06  | 0,06                                      |
| 10 kHz    | 0,1  | 0,07   | 0,06  | 0,06                                      |
| 15 kHz    | 0,15   | 0,1    | 0,08  | 0,06                                      |
| 20 kHz    | 0,3  | 0,17   | 0,11  | 0,06                                      |

Tableau 2

| Entrée                 | Court-circuitée | Avec résistance de source nominale (valeurs courantes admises) |
|------------------------|-----------------|--|
| « Micro »              | — 65 dB         | (5 k) — 63 dB  |
| « Radio », « Magnéto » | — 77 dB         | (0,5 M) — 77 dB  |
| « Auxiliaire »         | — 77 dB         | (0,5 M) — 77 dB  |
| « P.U. Céramique »     | — 65 dB         | ∞ — 66 dB  |
| « P.U. Magnétique »    | — 70 dB         | (1 k) — 68 dB  |



# TÉLÉVISEUR «L'INDÉPENDANT»

- Ecran de 65 cm
- Grande distance (sensibilité 15 microvolts)
- Antiparasites image et son
- Stabilisation automatique des dimensions de l'image

LES performances d'un téléviseur ne dépendent pas toujours de son nombre de tubes. Il existe encore certains téléspectateurs non techniciens qui pensent que ces performances sont proportionnelles au nombre de tubes et à la complexité des circuits. Il est pourtant évident qu'un téléviseur est d'autant plus fiable, c'est-à-dire d'un fonctionnement d'autant plus sûr, qu'il comporte un nombre plus réduit d'éléments et de tubes. Un circuit amplificateur, quelles que soient ses qualités, ne peut améliorer le signal qui est appliqué à son entrée. Il faut, en effet, également tenir compte en télévision des problèmes de déphasage, qui ne sont pas résolus en augmentant le nombre des étages.

Il est malheureusement plus difficile de concevoir un téléviseur de hautes performances équipé d'un nombre réduit de tubes, car il est nécessaires d'étudier particulièrement ses différents circuits en choisissant des tubes modernes dont les fonctions respectives sont assurées avec le maximum de rendement.

Le téléviseur décrit ci-dessous, qui est une réalisation industrielle éprouvée, constitue un exemple d'un téléviseur simple de hautes performances conçu selon la méthode américaine, avec un choix rationnel de ses circuits et de ses tubes. Bien qu'il ne soit équipé que de 13 tubes, deux transistors, deux détecteurs au germanium et deux redresseurs haute tension au silicium, ses possibilités sont particulièrement intéressantes comme on pourra en juger par l'examen de ses caractéristiques essentielles :

- Récepteur multicanal VHF 819 lignes et UHF 625 lignes par tuner UHF à transistors.
- Commutation 819-625 lignes par une simple touche actionnant un commutateur réalisant toutes les corrections utiles pour le passage d'un standard à l'autre.
- Sensibilité image de 15  $\mu$ V, pour une tension de crête à crête de 10 V sur le tube cathodique, permettant de la classer dans la catégorie des téléviseurs « grande distance ».
- Antiparasites image et son adaptables.
- Stabilisation automatique des dimensions de l'image.
- Tube cathodique plat à grand angle de 65 cm de diagonale.
- Utilisation d'un module am-

plificateur FI image et son, précâblé et préréglé (sans circuit imprimé), équipé de trois lampes à grille cadre EF 184, de deux diodes au germanium vidéf fréquence et son, et de leurs circuits associés. Ce module est simplement fixé sur le châssis principal et relié par support, bouchon et fiche aux autres éléments.

Le tuner UHF à transistors, ainsi que le rotacteur VHF à deux lampes ECC189 et ECF801 sont précâblés et préréglés. Ils sont reliés aux autres éléments du châssis par des bouchons.

Dans ces conditions, le câblage d'un tel téléviseur devient d'une simplicité enfantine grâce à son nombre réduit d'éléments et d'autre part à ses parties les plus délicates, nécessitant des appareils de mesure précâblées et préréglées. La réduction du nombre de lampes a permis d'autre part d'obtenir un prix de revient équivalent à celui d'un téléviseur avec tube de 59 cm bien que le tube soit de 65 cm.

Les fonctions des tubes et transistors équipant « L'Indépendant » sont les suivantes :

- AF139 transistor amplificateur haute fréquence en UHF ;
- AF139 transistor oscillateur (mélangeur modulateur) en UHF ;
- ECC189 double triode à grille cadre amplificateur HF cascode du rotacteur VHF ;
- ECF801 triode pentode oscillatrice mélangeuse du rotacteur VHF ;
- Deux EF184, pentodes à grille cadre amplificateur FI image du module FI ;
- EF184, pentode amplificateur FI son du module FI ;

- SFD104 diode au germanium, détectrice vidéf fréquence ;
- SFD110 diode au germanium, détectrice son ;
- EL84, pentode amplificateur vidéf fréquence ;
- ECL82, triode pentode préamplificatrice BF et amplificateur finale BF ;
- ECF80, triode pentode avec partie triode séparatrice et partie triode pentode en comparateur ;
- ECL82, triode pentode oscillatrice blocking image (partie triode) et amplificateur finale image (partie pentode) ;
- ECC82, double triode, oscillatrice lignes ;
- EL502 pentode amplificateur finale lignes.
- EY88, diode de récupération ; protection.
- DY86 diode redresseuse THT
- Deux 40J2, diodes au silicium montées en doubleuses de tension ;
- Tube cathodique 25MP4 de 65 cm de diagonale, à écran plat et autoprotégé.

## SCHEMA DE PRINCIPE

Sur le schéma de principe de la figure 1, le tuner à transistors et le sélecteur VHF, précâblés et préréglés sont remplacés par des rectangles, avec câblage des bouchons de liaison. Bien que le module FI soit également précâblé et préréglé, son schéma, correspondant à la partie entourée de pointillés, est représenté, ainsi que son bouchon de liaison, vu, comme ceux du tuner et du rotacteur, du côté câblage.

Les supports correspondants de ces trois bouchons sont également représentés du côté câblage, ce qui facilite les vérifications. Un quatrième bouchon, avec support, sert

au raccordement du clavier à une touche 819-625 lignes.

Bien que le tuner UHF soit équipé de transistors, permettant d'obtenir le meilleur rapport signal/souffle, la tension d'alimentation est bien de 200 V. Un diviseur de tension est en effet monté sur ce tuner, qui ne se trouve alimenté que sur la position 625 lignes par le circuit I<sub>1</sub> du commutateur du clavier. Le condensateur de découplage de la résistance série d'alimentation HT (1,5 k $\Omega$ , 2 W) est également monté sur le tuner.

Le rotacteur VHF est le modèle universel que nous avons déjà présenté dans ces colonnes. Il peut être équipé de barrettes nécessaires à la réception des différents canaux pairs et impairs du standard français (bandes I et III) et ne comporte pas de circuit imprimé. Les barrettes doubles ont pour deux canaux consécutifs les mêmes bobinages d'accord, mais un bobinage oscillateur pour chaque canal.

Le gain du rotacteur est de 35 dB. Il est équipé d'une double triode ECC189 montée en amplification HF cascode neutrodyné avec circuit d'entrée en  $\pi$  et filtre de bande. L'oscillatrice mélangeuse est une triode pentode ECF801.

Sur la position 625 lignes, le circuit I<sub>1</sub> du commutateur du clavier 819-625 lignes supprime l'alimentation haute tension de l'étage cascode ECC189. L'ECF801 se trouve toujours alimentée étant donné que la partie pentode de cette lampe sert sur cette position de première amplificateur MF vision et son. L'alimentation en continu s'effectue par le câble coaxial de sortie MF du rotacteur marqué « sortie FI » sur le schéma et relié au point « entrée FI » de la platine FI. Ce point est porté à une tension positive par la résistance de découplage de 1,2 k $\Omega$  de la ligne FI.

La sortie du rotacteur s'effectue en basse impédance. La moyenne fréquence correspondant à la position image est de 28 MHz pour 819 lignes VHF et de 32,70 MHz pour 625 lignes UHF français. La moyenne fréquence correspondant à la fréquence son est de 39 MHz.

## LA PLATINE AMPLIFICATEUR FI SON ET IMAGE

Cette platine ne comporte que trois pentodes à grille cadre EF1

## RÉALISATION DE "L'INDÉPENDANT"

Voir ci-dessus description de ce téléviseur

Complet, en ordre de marche ..... 1.390,00  
 En pièces détachées, avec ébénisterie .... 1.095,00

TERAL-26<sup>bis</sup> 26<sup>ter</sup>, rue Traversière, Paris-12<sup>e</sup>





Les deux pentodes supérieures sont montées en amplificatrices MF vision 28 MHz (819 lignes) ou 32,70 MHz (625 lignes), le rétrécissement de bande sur la position 625 lignes étant obtenu par le rotacteur. Dans les deux cas, la MF son est de 39,15 MHz. On remarque dans la chaîne amplificatrice image les filtres de bande avec les deux rejecteurs son 39,15 MHz, le premier constitué par un circuit bouchon en série dans la liaison à la grille de la première EF184 et le second dans le circuit de liaison entre les deux EF184, ainsi que les rejecteurs pour canaux adjacents.

La commande automatique de gain ou contraste est appliquée sur la grille de la première amplificatrice FI image par une résistance de 47 k $\Omega$ . Pour éviter l'effet des variations de capacité selon la polarisation, la première résistance de cathode de l'EF184, de 27  $\Omega$  n'est pas déconnectée.

Les tensions de commande automatique de gain sont prélevées sur la grille de la partie pentode séparatrice ECF80, extérieure au module FI. Ces tensions sont appliquées après filtrage par 1 M $\Omega$  - 0,1  $\mu$ F au pont comprenant une deuxième résistance de 1 M $\Omega$ , un potentiomètre P<sub>1</sub> de 2 M $\Omega$  et une résistance de 220 k $\Omega$ . Ce potentiomètre P<sub>1</sub>, dosant les tensions négatives disponibles, règle le contraste. Les tensions de CAG sont appliquées également au rotacteur, la ligne CAG se trouvant reliée à la cosse CAG du support du bouchon de raccordement du rotacteur.

La diode détectrice vidéo fréquence SFD104 est montée à la sortie du dernier filtre de bande MF image LV<sub>4</sub>-LV<sub>5</sub> avec condensateur de couplage de 2,2 pF. La résistance de détection de 1,5 k $\Omega$  est montée avec un circuit correcteur LC<sub>1</sub> en série, le deuxième circuit étant constitué par LC<sub>2</sub>.

La liaison entre la cathode de la diode détectrice et la grille de l'amplificatrice vidéo fréquence EL84 (point A) est directe. Le sens de branchement de la diode VF est tel que les tensions détectées sont positives afin d'être négatives sur la sortie anode EL84 pour l'attaque de la cathode du tube cathodique.

A la sortie FI du rotacteur, un circuit extracteur de son permet d'appliquer les tensions de 39,15 MHz sur la grille de la troisième EF184 amplificatrice MF son unique, indépendante de la chaîne image. Les tensions de CAG image ne modifient pas en conséquence le volume sonore. Cet étage est soumis à une commande automatique de gain, les tensions négatives étant prélevées sur la résistance de détection, de 150 k $\Omega$ , de la diode détectrice SFD110, et appliquées après filtrage sur la résistance de fuite de grille de 470 k $\Omega$ .

Comme dans le cas de l'EF184 amplificatrice image, une partie de la résistance cathodique n'est pas déconnectée afin d'éviter les variations de capacité.

Après filtrage MF par 47 k $\Omega$  - 470 pF les tensions détectées sont appliquées par la liaison B au support de l'antiparasite son, facultatif, et au potentiomètre de volume sonde P<sub>2</sub>, de 0,5 M $\Omega$ . Dans le cas de l'utilisation d'un bouchon antiparasite son, la liaison entre les cosses 1 et 6 du support correspondant doit être supprimée.

### L'AMPLIFICATEUR BF SON

L'amplificateur BF son extérieur au module FI est équipé d'une triode pentode ECL82 dont la partie triode est montée en préamplificatrice BF, avec polarisation par courant grille dans la résistance de fuite de 4,7 M $\Omega$ , et la partie pentode en amplificatrice finale. Une contre-réaction aperiodique est utilisée pour améliorer la courbe de réponse. Elle comprend une résistance de 1 M $\Omega$  entre les deux anodes.

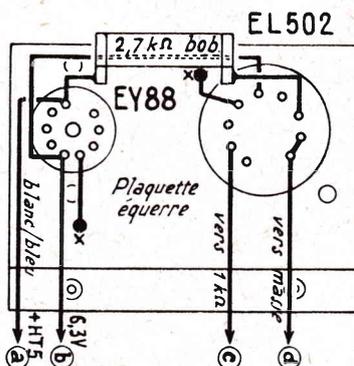


FIG. 4. — Câblage de la plaque équerre (voir figure 2) supportant les tubes EL502 et EY88.

L'amplificateur BF son est alimenté à la sortie de la cellule 560  $\Omega$  - 50  $\mu$ F par le + HT<sub>4</sub>.

### L'AMPLIFICATEUR VIDEOFREQUENCE

L'amplificateur vidéofréquence, également extérieur au module FI est équipé d'une pentode EL84 polarisée par une résistance de 220  $\Omega$ , déconnectée par un condensateur de faible capacité (22 000 pF) afin de favoriser les tensions VF de fréquences élevées. Cet ensemble shunté par l'ensemble série de correction 100  $\mu$ F - 22  $\Omega$  selon un schéma classique.

L'écran est alimenté directement à partir du + HT<sub>1</sub> et déconnecté par un condensateur de 15 000 pF. La résistance de charge d'anode VF, bobinée, est de 2 k $\Omega$ . Elle est montée en série avec une seule self de correction LC<sub>3</sub> relevant l'amplificateur des fréquences élevées.

La liaison à la cathode du tube cathodique s'effectue soit directement par les cosses 6 et 7 du support de l'antiparasite image facultatif, soit par l'intermédiaire de cet antiparasite monté sur son bouchon. Dans ce cas, la liaison entre les cosses 6 et 7 du support est à supprimer.

### LA SEPARATRICE ET LE COMPAREUR DE PHASE

Les tensions VF de phase négative, disponibles sur le circuit ano-

dique de l'EL84 sont prélevées entre la self de correction LC<sub>3</sub> et la résistance de charge et appliquées par l'ensemble série 10 k $\Omega$  - 0,47  $\mu$ F sur la grille de la séparatrice constituée par la partie pentode d'une triode pentode ECF80. Cette pentode a son écran alimenté sous une faible tension par le pont de deux résistances de 1 M $\Omega$  entre + HT<sub>3</sub> et masse. Elle est polarisée par courant grille et seules les impulsions de synchronisation qui constituent les parties les plus positives du signal VF sur le circuit plaque EL84 débloquent la lampe, ce qui permet de recueillir sur son anode des impulsions de tension négatives appliquées au comparateur, sur la cathode de la partie triode ECF80, par un condensateur série de 100 pF. La résistance de fuite à la masse de cette cathode est de 220 k $\Omega$ . Elle se trouve également reliée à la grille par une résistance de 100 k $\Omega$ .

Les impulsions de retour de lignes, prélevées sur l'enroulement 9-10 du transformateur THT sont appliquées par une résistance série de 10 k $\Omega$ , déconnectée par un condensateur de 270 pF sur l'anode de la même triode. Le comparateur est du type à coïncidence. Lorsque la base de temps du récepteur tend à être en avance, une tension de commande positive, appliquée sur la grille du multivibrateur par la cellule 10 000 pF - 4,7 k $\Omega$  - 0,1  $\mu$ F, diminue la fréquence du multivibrateur. De même, la tension de correction est négative dans le cas d'un retard, et nulle lorsque la fréquence du multivibrateur correspond à celle des impulsions de synchronisation.

### L'OSCILLATEUR LIGNES ET L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Une double triode ECC82 est montée en multivibrateur oscillateur de lignes à couplage cathodique. La fréquence d'oscillation est de 20 475 c/s en 819 lignes et de 15 625 c/s en 625 lignes. La fréquence est réglée par P<sub>1</sub> en 819 lignes et P<sub>2</sub> en 625 lignes, qui modifient la constante de temps du circuit grille du deuxième élément triode. Le réglage doit être d'abord réalisé en 819 lignes par P<sub>1</sub>, position pour laquelle P<sub>2</sub> se trouve court-circuité par le commutateur T<sub>2</sub> du poussoir et ensuite, sur la position 625 lignes, par P<sub>2</sub>, se trouvant alors en série avec P<sub>1</sub>.

Le multivibrateur lignes est alimenté à partir du + HT<sub>3</sub>. Les tensions d'anode du deuxième élément sont transmises par un condensateur de 4 700 pF sur la grille de l'amplificatrice de puissance EL502. La polarisation automatique de cette grille est assurée par une résistance VDR à laquelle on applique par un condensateur de 47 pF les impulsions de balayage lignes.

Le potentiomètre de 2 M $\Omega$  applique une tension positive, ce qui diminue la polarisation négative et permet de régler l'amplitude lignes à sa largeur optimum. Ce po-

tentiomètre est ajustable étant donné qu'il est réglé une fois pour toutes grâce à la stabilisation automatique de largeur d'image. L'écran de l'EL502 est alimenté à partir du + HT<sub>5</sub> par une résistance bobinée de 2,7 k $\Omega$ , non déconnectée.

La diode de récupération EY88 a son anode reliée au + HT<sub>5</sub> et sa cathode à la sortie n° 2 du transformateur de lignes et THT, de marque Oréga (réf. 8 070 C 81).

La diode redresseuse THT DY86 est précâblée sur ce transformateur. Les bobines de déviation lignes, de basse impédance, sont montées en parallèle sur le déviateur de même marque, en série avec une self de linéarité lignes (1) et branchées entre les sorties 5 et 8 du transformateur.

### LA BASE DE TEMPS IMAGE

A la sortie de la partie pentode séparatrice ECF80 les impulsions sont appliquées à un réseau intégrateur comprenant les résistances de 22 k $\Omega$  - 47 k $\Omega$  et le condensateur de 3 300 pF shuntant cette dernière résistance. Les impulsions de synchronisation image sont appliquées par un condensateur de 22 000 pF sur l'anode de la partie triode ECL82 montée en oscillatrice blocking sur 50 c/s. Le primaire du transformateur blocking T<sub>2</sub> est alimenté par la ligne + HT<sub>1</sub> et l'extrémité inférieure du secondaire revient au même point par l'intermédiaire de la résistance de 330 k $\Omega$  en série avec le potentiomètre de 250 k $\Omega$  réglant la fréquence. Le condensateur de charge est de 0,1  $\mu$ F. Un condensateur de 4 700 pF transmet sur le wehnelt les impulsions négatives de la suppression de la trace de retour d'image. Ce wehnelt a une résistance de fuite de 330 k $\Omega$ , déconnectée par un 0,1  $\mu$ F et retournant au dispositif potentiométrique (100 k $\Omega$  - P<sub>2</sub> - 47 k $\Omega$ ) réglant la tension continue positive donc la lumière. La cathode du tube cathodique est portée à une tension positive supérieure par suite de sa liaison directe à l'anode du tube vidéofréquence EL84.

La haute tension après récupération, disponible sur la sortie 4, sert à alimenter la première anode, par une résistance série de 10 M $\Omega$  et l'électrode de concentration par un potentiomètre ajustable de 2 M $\Omega$ . Les impulsions négatives de suppression de la trace de retour sont prélevées sur l'enroulement 10-11 du transformateur de lignes et appliquées sur l'anode du tube cathodique.

Le circuit L<sub>2</sub> du commutateur à poussoir 819-625 lignes relie sur 625 lignes en parallèle sur le condensateur de 0,1  $\mu$ F entre la sortie 6 et le + HT<sub>5</sub>, un deuxième condensateur de 0,22  $\mu$ F, destiné à la correction de géométrie (condensateur de S).

(1) Cette self n'est utilisée que sur les téléviseurs avec tube de 65 cm.

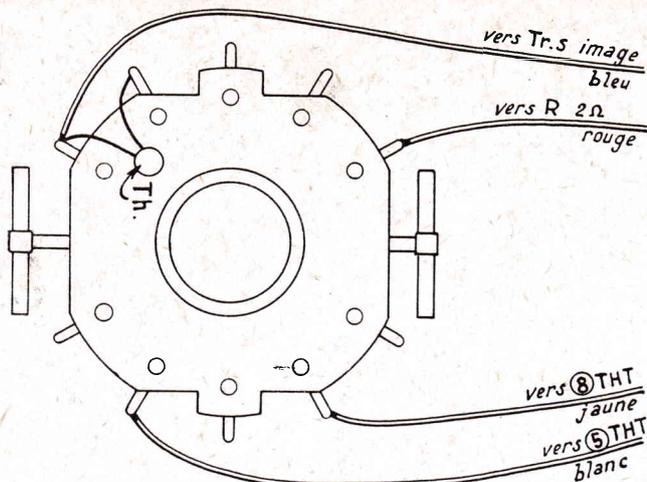


Fig. 5. — Câblage du bloc de déviation

sur ce côté le transformateur d'alimentation par deux cornières, les supports de tubes, le transformateur de sortie son, le transformateur de sortie image avec, pour ce dernier, une plaquette de caoutchouc amortisseur évitant les vibrations à 50 Hz. Le rotacteur est fixé par une équerre. Les supports des bouchons claviers, module FI, rotacteur, antiparasites son et image sont fixés sur ce même côté. Par contre, le support du bouchon tuner est fixé du côté opposé. Le condensateur de  $2 \times 100 \mu\text{F}$  est isolé du châssis par une rondelle. Le transformateur lignes et THT est monté dans l'orientation représentée. Le pointillé correspond au blindage antiparasite recouvrant toute la THT.

Le branchement des cosses du transformateur THT ne présente aucune difficulté étant donné qu'elles sont repérées par des numéros de 0 à 11 en regard de ces cosses. Prévoir un souplis isolant pour les conducteurs traversant le châssis et reliées à la THT. Certaines liaisons (cosses 3 et 4) doivent être réalisées par des conducteurs de fort isolement au polythène.

L'EL502 et l'EY88 ont leurs supports montés sur une petite équerre dont l'emplacement est indiqué sur la figure 2 et le câblage sur la figure 4. Les quatre liaisons au châssis sont repérées : a correspond au + HT5 ; b au 6,3 V ; c à la résistance de  $1 \text{ k}\Omega$  du circuit de grille et d à la masse.

On remarquera sur la même figure 2 représentant la partie supérieure du châssis le câblage des deux redresseurs au silicium 40J2 avec la thermistance TH1 se présentant sous l'aspect d'un cylindre de 16 mm de longueur, 10 mm de diamètre, avec ses deux côtés rouges.

Le clavier « sélection » est fixé par deux vis à bois au panneau latéral en bois.

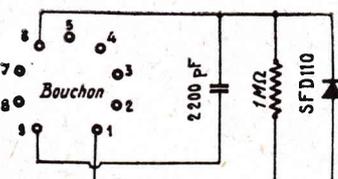


Fig. 6. — Schéma du bouchon antiparasite son

Pour ne pas surcharger le plan, les liaisons entre les bouchons clavier et rotacteur ne sont pas entièrement représentées. Les liaisons au rotacteur sont visibles sur la vue de dessous de la figure 3. Elles sont mentionnées à titre indicatif, le rotacteur ainsi d'ailleurs que la platine étant fournis avec leurs bouchons respectifs câblés.

Les éléments à fixer sous le châssis (fig. 3) sont le tuner UHF, par l'intermédiaire d'une équerre avec caoutchoucs amortisseurs, le module FI, le transformateur bloc king image, la plaquette supportant les trois potentiomètres  $P_1$ ,  $P_2$  et  $P_3$ , perpendiculaire au châssis, la plaquette supportant les potentiomètres  $P_4$ ,  $P_5$ ,  $P_6$ ,  $P_7$ ,  $P_8$ . Cette dernière est maintenue à 10 mm du fond du châssis par quatre entretoises.

Les deux condensateurs de  $150 \mu\text{F}$ -150 V du doubleur sont fixés par un collier. La cosse + de ces condensateurs est celle qui est la plus longue.

Un condensateur sous boîtier alu est de  $4 \times 100 \mu\text{H}$ , chacune des 4 cosses correspondant à  $100 \mu\text{F}$ .

Les emplacements des bobinages du module FI sont indiqués sur la figure 3. Rappelons que ce module est pré réglé et qu'en conséquence les réglages de ces noyaux ne sont pas à modifier.

La figure 5 montre le branchement des cosses du bloc de déviation vu par derrière. La thermistance TH4 doit être glissée sous les bobines images pour que la conduction thermique soit assurée.

Les schémas pratiques de câblage des deux bouchons antiparasites son et image, facultatifs, sont donnés par les figures 6 et 7. Rappelons que les liaisons 1-6 du support de l'antiparasites son et 6-7 du support de l'antiparasites images sont à couper dans le cas de l'utilisation de ces antiparasites.

## TELEVISEUR TELECOMMANDE PAR CELLULES PHOTORESISTANTES ET FAISCEAU LUMINEUX

Un téléviseur de ce type, conçu par le même constructeur, est équipé d'une télécommande par faisceau lumineux dont il nous a été permis de vérifier l'excellent fonctionnement. La Télécommande est assurée par une lampe torch à une distance maximum de l'ordre de 6 mètres. Trois cellules avec transistors amplificateurs relais, sont disposées sous l'ébénisterie, la hauteur des pieds étant suffisante. La première commande l'arrêt et la marche, la seconde commutation 1<sup>re</sup> 2<sup>e</sup> chaîne et la troisième le volume sonore, pouvant être réglé à deux niveaux différents. Un voyant de mise en route et deux voyants au néon 1

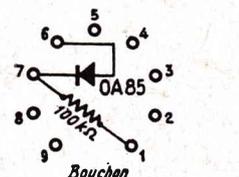


Fig. 7. — Schéma du bouchon antiparasite image

et 2<sup>e</sup> chaîne permettent de contrôler à distance les commutations réalisées. Les commandes normales par pousoir peuvent, bien entendu, être utilisées. Il existe une position d'attente, correspondant uniquement à la mise sous tension de l'amplificateur à transistors de la télécommande, dont la consommation est insignifiante, ce qui permet la mise en service du téléviseur par le faisceau lumineux. Le téléviseur peut être laissé sans inconvénient dans la journée sur cette position et mis en service à distance par la télécommande, autant de fois qu'on le désire,

## Téledisc

Marcel BESSONNAUD

Créateur du marché permanent du matériel HI-FI d'occasion vous permet de résoudre avantagieusement vos problèmes électro-acoustiques de Haute-Fidélité.

ENCEINTES, PREAMPLIS, AMPLIS, TABLES DE LECTURE, TUNERS, MAGNETOPHONES, H.P., BRAS, CELLULES, etc.

Parmi les meilleures productions mondiales.

Notre matériel est rigoureusement **sélectionné, contrôlé, garanti**

Assistance technique assurée Avant et Après Vente

Service d'installations, réparations et mises au point

REFERENCES : Amateurs avertis, Personnel des Grandes Administrations (O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - Commissariat Général de l'énergie atomique - Air-France, etc.).

Personnel des Industries de l'Electronique (C.S.F., Thomson-Houston, Ribet-Desjardins, etc.).

Professeurs et élèves des lycées et collèges d'enseignement technique, etc.

Amateurs de HI-FI vous êtes cordialement invités

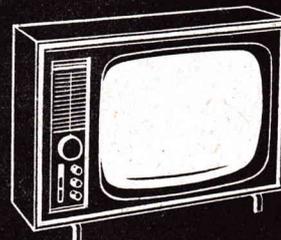
## Téledisc

à nous rendre visite

Démonstration tous les jours de 12 h. à 20 h. (sauf dimanche et lundi) et sur rendez-vous. SAMEDI OUVERT de 9 h. à 20 h.

Expédition en province

24, rue Bagnole  
PARIS-XX<sup>e</sup> - MEN. 32-25



# UN BOUM SUR LA TELEVISION !

LES PLUS FORTES REMISES...

Rien que des GRANDES MARQUES dont TELEFUNKEN

un exemple : VISSEAUX "RELAXE"  
Prix net : 1.130 F.

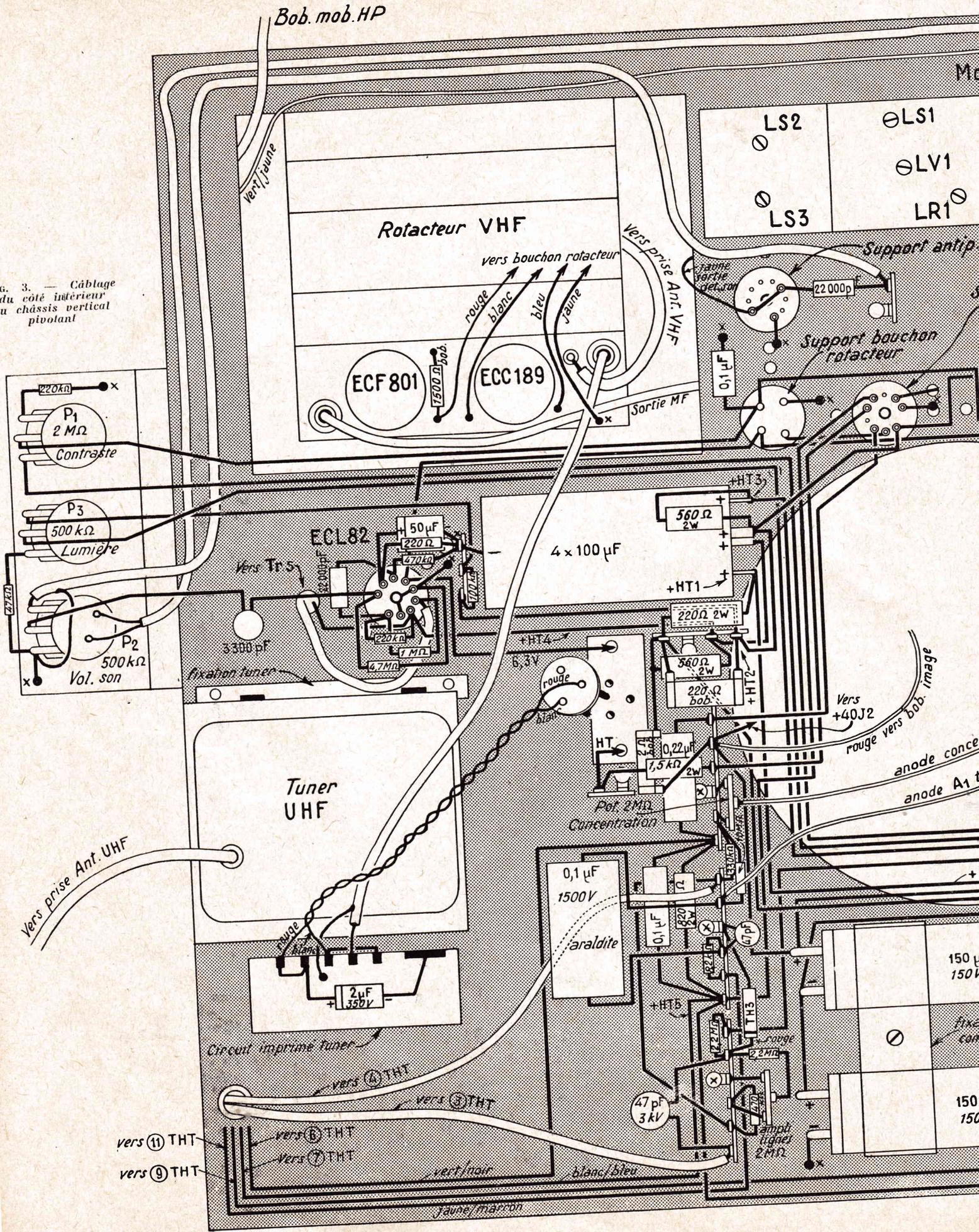
Dépannage rapide

## EMY-RADIO

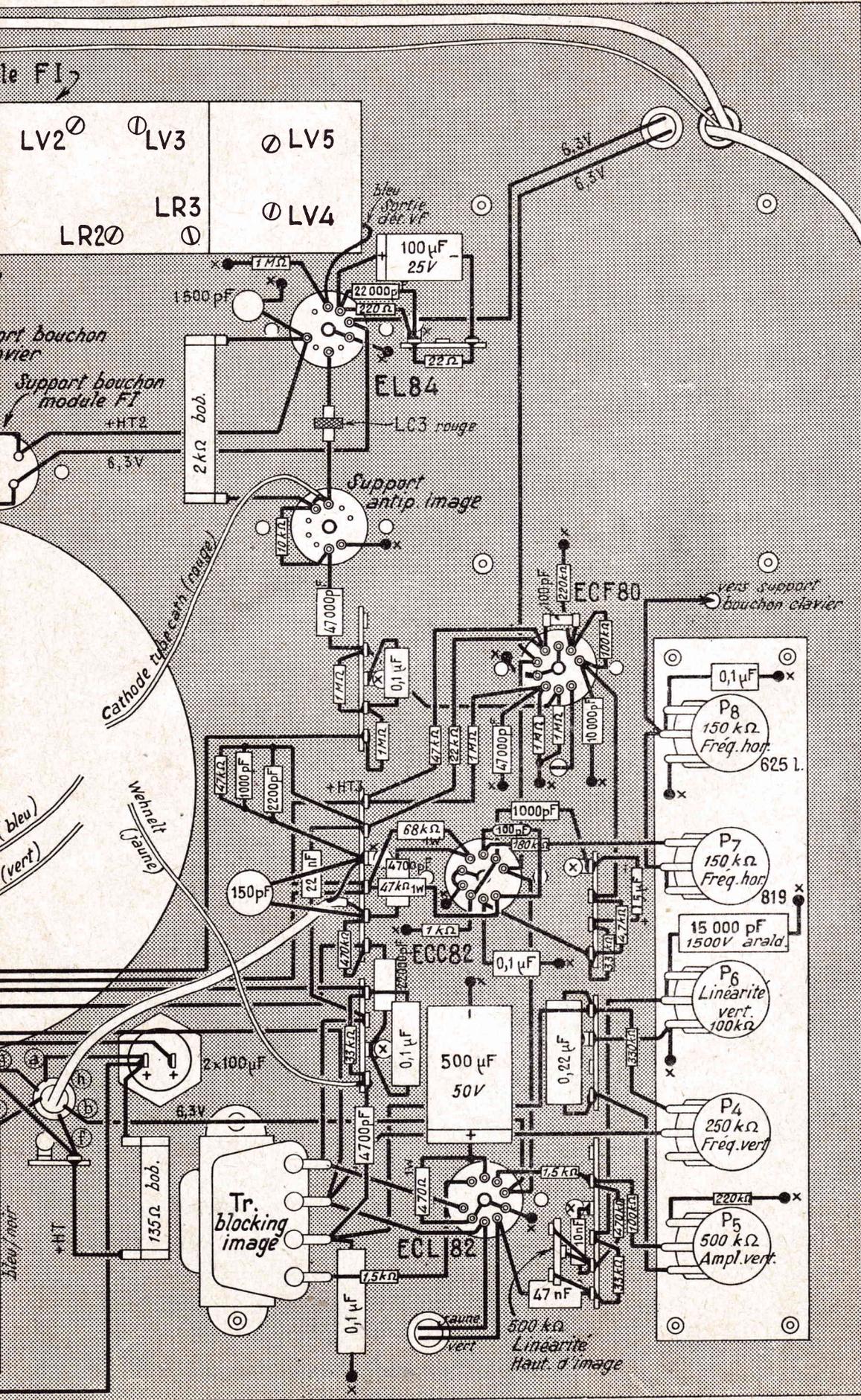
17-19, RUE DE L'ANCIENNE-COMÉDIE - PARIS-6<sup>e</sup> — Métro : ODÉON  
Tél. : 326-63-05

Bob. mob. HP

Fig. 3. — Câblage du côté intérieur du châssis vertical pivotant



(Suite de la page 65)



Vers prise secteur

La partie pentode ECL82 est montée en amplificatrice de puissance image avec polarisation cathodique par l'ensemble  $220\ \Omega - 500\ \mu\text{F}$ , dosage des tensions d'attaque de grille (hauteur d'image) par  $P_8$  et réseau de contre-réaction réglable entre anode et grille, afin de régler la linéarité. Une résistance ajustable de  $0,5\ \text{M}\Omega$  règle la linéarité dans le haut de l'image et le potentiomètre  $P_8$ , de  $100\ \text{k}\Omega$ , la linéarité générale. Ce dernier potentiomètre est protégé par un condensateur de  $15\ 000\ \text{pF} - 1\ 500\ \text{V}$  à l'araldite.

Le transformateur d'adaptation  $T_3$  est alimenté avant filtrage par la ligne + HT. Son primaire est shunté par une thermistance TH2 de stabilisation. Le secondaire est relié aux bobines de déviation image du bloc montées en série avec une résistance CTN à coefficient de température négatif qui compense l'augmentation de résistance des bobines de déviation résultant de l'élévateur de température et stabilise en conséquence la hauteur d'image.

La correction de cadrage vertical est obtenue par une résistance bobine de  $2\ \Omega$ , en série avec les bobines de déviation image. Cette résistance se trouve traversée par le courant anodique total du téléviseur (lignes + HT1 à + HT5).

### ALIMENTATION

Le transformateur d'alimentation a un primaire permettant l'adaptation sur secteurs alternatifs de 110-117-125-220-245 V, deux secondaires  $6,3\ \text{V}$  dont un sert à l'alimentation filament du tube cathodique et un secondaire haute tension relié à un doubleur équipé de deux redresseurs au silicium 40J2. On remarquera la présence de la thermistance de stabilisation TH1. Les deux condensateurs électrochimiques de  $150\ \mu\text{F} - 150\ \text{V}$  sont spéciaux pour doubleur de tension. Aucune self de filtrage n'est utilisée, mais plusieurs cellules en dérivation  $220\ \Omega - 50\ \text{pF}$  (+ HT1);  $220\ \Omega - 100\ \mu\text{F}$  (+ HT2);  $560\ \Omega - 50\ \mu\text{F}$  (+ HT4);  $135\ \Omega - 100\ \mu\text{F}$  (+ HT5). La cellule + HT3 ( $560\ \Omega - 50\ \mu\text{F}$ ) est montée en série avec la ligne + HT2.

### MONTAGE ET CABLAGE

Le châssis utilisé, monté verticalement à l'intérieur de l'ébénisterie et pivotant, afin de faciliter un dépannage éventuel, est de  $490 \times 370 \times 15\ \text{mm}$ . La figure 3 montre les éléments de la partie supérieure de ce châssis, c'est-à-dire de son côté arrière, lorsqu'il est fixé à l'ébénisterie par ses deux cornières inférieures. Fixer

# Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

N° 149

## LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE LES PROBLÈMES PRATIQUES DES TRANSFORMATEURS DE LIGNE ET DE SORTIE

DANS les études précédentes, nous avons montré comment se posent les différents problèmes d'adaptation des haut-parleurs distincts ou en groupe, et indiqué comment il faut établir, en conséquence, les différents types de transformateurs, et comment il faut les utiliser dans les différents cas.

Le problème est évidemment plus complexe, lorsqu'il s'agit de relier à l'amplificateur un certain nombre de haut-parleurs de puissances et de types différents ; aussi, pour bien préciser encore la question, et pour terminer cette série d'articles dans ce domaine, il nous semble nécessaire de donner encore des précisions de caractère spécialement pratique.

### UN GRAPHIQUE UTILE ET SON EMPLOI

Le cas le plus difficile à résoudre est, sans doute, celui de la détermination et du calcul des transformateurs de ligne en fonction de la longueur de la ligne, et des caractéristiques des amplificateurs ; fort heureusement, ce problème peut être simplifié, en pratique, en utilisant les notions que nous avons données précédemment, des tableaux de caractéristiques, et même des graphiques, du genre de celui de la fig. 1, que nous rappellerons ci-contre.

Ce graphique est établi pour fournir une solution rapide des problèmes qui se posent lorsque des haut-parleurs à bobine mobile sont reliés à une ligne de transmission. Il faut alors considérer l'impédance de la ligne, comme nous l'avons déjà noté, sa longueur, la section ou le diamètre du fil conducteur, la fréquence limite la plus élevée à transmettre, la capacité de cette ligne, et la caractéristique indiquant la variation de l'impédance, en fonction de la fréquence pour les haut-parleurs considérés.

Pour simplifier, on suppose, cependant, la capacité de la ligne constante et indépendante de la section du fil conducteur, cette capacité étant de l'ordre de 1 à 2 pF par centimètre.

On suppose aussi, comme c'est le cas général, que les haut-par-

leurs considérés ont une caractéristique fréquence - impédance, qui s'élève vers les sons aigus. Ces facteurs permettant de déterminer un groupe de longueurs de ligne et des courbes d'impédance indiquant les limites supérieures de fréquences pour lesquelles la transmission est réduite dans un rapport de 3 dB, par rapport à celle qu'on obtient pour les basses fréquences.

La longueur de la ligne ne doit pas dépasser la valeur correspondant à l'impédance particulière de ligne sur la courbe limite de la fréquence supérieure choisie, ou pour la transmission à haute fréquence qui est prévue.

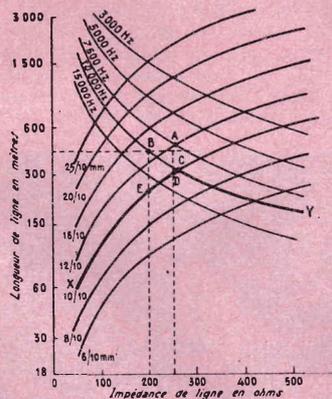


FIG. 1

D'un autre côté, le rendement trop faible de la ligne ne doit pas entraîner une perte trop grande d'énergie dans les conducteurs, perte qui ne doit pas être supérieure à un seuil raisonnable. Cette perte est limitée à une valeur de 5 % pour la famille de courbes indiquant ainsi la longueur de la ligne par rapport à l'impédance de ligne pour les différents types habituels de conducteurs.

Comme on le verra plus loin, les résultats obtenus avec une ligne peuvent ainsi être prévus à l'avance au moyen de ce graphique, en tenant compte des conditions limites imposées, à la fois, par la fréquence supérieure limite désirée, et par les pertes de lignes.

### L'EMPLOI PRATIQUE DU GRAPHIQUE

Ce graphique permet de résoudre un très grand nombre de problèmes distincts, et l'on peut d'abord se demander, dans de nombreux cas, quelle est la ligne la plus économique que l'on peut adopter, c'est-à-dire celle qui exige le conducteur de diamètre le plus réduit.

Quelle est, par exemple, la ligne la plus économique, qui permet d'obtenir une transmission sur des fréquences jusqu'à 7 500 Hz et d'une longueur de 450 mètres ?

Considérons, sur l'axe vertical du graphique, le point qui correspond à cette valeur de 450 mètres et traçons une ligne horizontale vers la droite, qui vient couper la courbe correspondant à la fréquence limite de 7 500 Hz.

La valeur d'impédance standard la plus rapprochée, que l'on peut déterminer sur l'axe horizontal en traçant une ligne verticale descendante, est de 250 ohms, et le diamètre du conducteur qui convient le mieux est de 12/10 mm, comme l'indique l'intersection au point A avec la courbe correspondante.

Le problème peut se poser d'une façon différente, lorsque l'impédance de ligne est fixée à l'avance d'après les caractéristiques du circuit de sortie de l'amplificateur, qui possède déjà un transformateur déterminé.

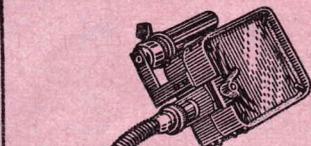
Supposons ainsi l'impédance de sortie de l'amplificateur de 200 ohms, quel sera l'effet obtenu avec une ligne de 200 ohms et quelle sera la fréquence limite des signaux que l'on pourra ainsi transmettre ?

Considérons encore notre graphique ; l'intersection des lignes tracées par les points correspondant à 450 mètres et à 200 ohms sur les axes respectivement vertical et horizontal du graphique, se rencontrent au point B, sur la courbe correspondant à une fréquence limite de 10 000 Hz. Ainsi, cette ligne peut transmettre des fréquences supérieures à celles qui étaient envisagées dans le cas précédent de 7 500 Hz.

Le point B, pourtant, indique un diamètre de conducteur de l'ordre de 14/10 mm, pour une perte de li-

gne de 5 %, et il est donc plus coûteux que le fil de 12/10 indiqué précédemment pour une transmission avec une fréquence limite de 7 500 Hz seulement, nécessaire pour assurer la ligne la plus économique et qui est déterminée par le point A, correspondant à une impédance de 250 ohms.

### POUR TOUS VOS TRAVAUX MINUTIEUX



- ★ EN MONTAGE
- ★ SOUDURE
- ★ BOBINAGE
- ★ CONTROLE A L'ATELIER
- ★ AU LABORATOIRE

#### LOUPE UNIVERSALE

Condensateur rectangulaire de première qualité. Dim. 100x130 mm  
Lentille orientable donnant la mise au point, la profondeur de champ, la luminosité.  
Dispositif d'éclairage orientable fixé sur le cadre de la lentille.  
4 gammes de grossissement suivant l'utilisation.

Montage sur rotule à force réglable raccordée sur flexible renforcé.  
Longueur 50 cm.  
Fixation sur n'importe quel plan horizontal ou vertical par étai à vis avec prolongateur rigide.

#### CONSTRUCTION ROBUSTE

Documentation gratuite sur demande

## Ets JOUVEL

### OPTIQUE ET LOUPES

#### DE PRECISION

86, rue Cardinet, PARIS (17<sup>e</sup>)  
Téléphone : WAG. 46-69

USINE : 42, av. du Général-Leclerc  
BALLANCOURT (Seine-et-Oise)

Téléphone : 142

## TRANSFORMATEURS DE LIGNE ET DE SORTIE (Suite de la p. 67)

Si l'on emploie ainsi du fil de 16/10 mm, le prix de revient sera plus grand, et la perte de ligne sera réduite par exemple, à 3,97 % ; du fil de 12/10 sera moins coûteux, mais la perte de ligne sera alors de l'ordre de 6,03 %, perte admissible seulement si

360 mètres ; quelle est la perte de ligne ?

Pour une ligne de 200 ohms, la longueur assurant une perte de ligne de 5 % est de 227 mètres, comme le montre le point E, intersection de la courbe correspondant à la section du fil avec la droite ver-

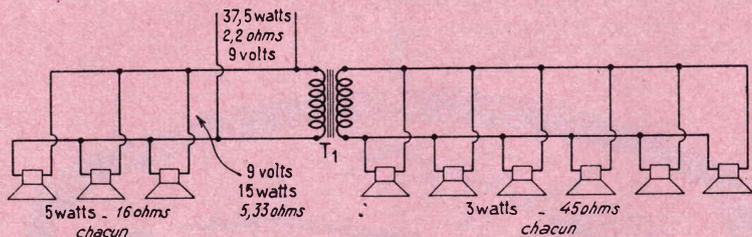


FIG. 2

l'amplificateur est prévu avec une marge de puissance suffisante.

Considérons, maintenant, un autre problème, qui concerne la longueur maximale de ligne admissible ou désirable. Quelle est ainsi la longueur maximale désirable pour une ligne réalisée avec un fil de 10/10 mm et qui doit transmettre des oscillations sur une fréquence limite de 10 000 Hz ?

Considérons la courbe de gauche correspondant à cette section de fil, et suivons-la jusqu'à son intersection avec la courbe correspondant à la fréquence de 10 000 Hz. Ces deux courbes se coupent en un point C représentatif, qui nous indique rapidement une longueur de ligne admissible de 300 mètres, et une impédance de 270 ohms.

Pour une impédance de 250 ohms, correspondant au point B, la longueur maximale serait de 291 mètres ; pour toute autre impédance, la longueur maximale admissible serait indiquée par la courbe indiquée en traits forts X C Y. Pour 100 ohms, la longueur serait ainsi de 117 mètres ; pour 200 ohms, de 220 mètres, pour 500 ohms, de 180 mètres, etc... Bien entendu, toute longueur inférieure au maximum indiqué peut toujours être adoptée.

Un autre problème se pose en ce qui concerne la perte de ligne ; comment la détermine-t-on ? Ainsi, une ligne d'une impédance de 200 ohms, réalisée avec du fil de 10/10 de mm a une longueur de

ficale correspondant à l'impédance de la ligne. Pour une ligne de 360 mètres, la perte sera proportionnellement plus grande, c'est-à-dire :

$$\frac{360}{227} \times 5 \% = 7,6 \%$$

Déterminons maintenant la puissance à appliquer sur l'entrée de la ligne. La puissance d'entrée de ligne est égale, évidemment, à la puissance nécessaire sur la charge divisée par le rendement de la ligne. Dans l'exemple donné plus haut, le rendement de la ligne est ainsi de :

$$1 - 0,076 = 0,924, \text{ soit } 92,04 \%$$

Si, par exemple, la puissance totale utile à l'extrémité de la ligne est de 20 watts, la puissance d'entrée fournie doit être de :

$$20 : 0,924 = 21,64 \text{ watts}$$

La puissance totale de la charge à l'extrémité d'une ligne correspond, d'ailleurs, à la puissance totale nécessaire pour les haut-parleurs plus la perte de puissance dans les transformateurs, et la perte dans un transformateur auxiliaire, s'il existe. Dans les calculs précis de puissance, ces pertes doivent entrer en ligne de compte ; de la même manière, la valeur de 21,64 watts, indiquée plus haut, est inférieure à la puissance de sortie nécessaire de l'amplificateur, si l'on tient compte de la puissance perdue dans un transformateur auxiliaire utilisé entre l'amplificateur et l'entrée de la ligne.

Nous donnerons plus loin quelques précisions à cet égard.

## TRANSFORMATEURS UNIVERSELS ET TRANSFORMATEURS A IMPEDANCE CONSTANTE

La très grande variété des montages de haut-parleurs et de circuits correspond à une multiplicité des caractéristiques des transformateurs. C'est ainsi, comme nous l'avons déjà noté, que pour des applications bien déterminées et très fréquemment considérées, on peut utiliser des transformateurs d'impédance déterminée prévue par les constructeurs de haut-parleurs et de transformateurs.

Pour assurer la souplesse des montages, dans des cas très différents, avec des variétés limitées de transformateurs, on a réalisé, comme nous l'avons déjà fait remarquer, des transformateurs universels ou réglables. On peut se demander quels sont les mérites relatifs de ces différents types de transformateurs.

En raison de leurs enroulements, qui présentent toujours une résistance électrique et de leur circuit magnétique, qui produit de l'hystérésis et des pertes par courants de Foucault, le rendement de tous les transformateurs est évidemment inférieur à 100 %. Un maximum de 90 % peut être seulement espéré la plupart du temps, pour les haut-parleurs et lorsqu'on est amené à considérer l'emploi d'éléments de petites dimensions de prix réduit, ce rendement peut même s'abaisser aux environs de 50 %.

Dans les installations de grande puissance, dont les haut-parleurs exigent une puissance d'entrée totale de l'ordre de 100 watts sur les bobines mobiles, l'utilisation de ce genre de transformateurs peut ainsi nécessiter un amplificateur de 200 watts, tandis que l'adoption de modèles de meilleur rendement de 85 % pourrait permettre de réduire la puissance de l'amplificateur nécessaire à 118 watts seulement.

Dans un cas de ce genre, la dépense additionnelle provenant de l'utilisation de transformateurs de meilleur rendement est ainsi plus

que compensée par la diminution du prix de l'amplificateur.

En fait, on ne peut établir des transformateurs universels comportant un certain nombre de prises sur leur enroulement qui fournissent un rendement exact équivalent à tous les éléments distincts correspondants à rapport fixe. Cette différence est due à la présence sur l'enroulement de parties non actives, qui ne sont mises en circuit. Sans doute, elles peuvent-elles produire directement des pertes proprement dites, mais, cependant, elles occupent un emplacement, qui serait utile autrement par le constructeur pour établir des enroulements adaptés avec des fils de section plus forte qui, par suite, permettrait de réduire les pertes dans le cuivre de l'enroulement.

Si les prises sont prévues pour assurer des niveaux réglables, le rendement plus faible ne présente pas une grande importance puisqu'il est habituellement nécessaire de prévoir une capacité suffisante pour faire fonctionner les haut-parleurs au niveau maximum u

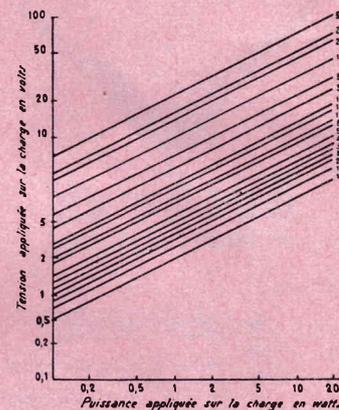
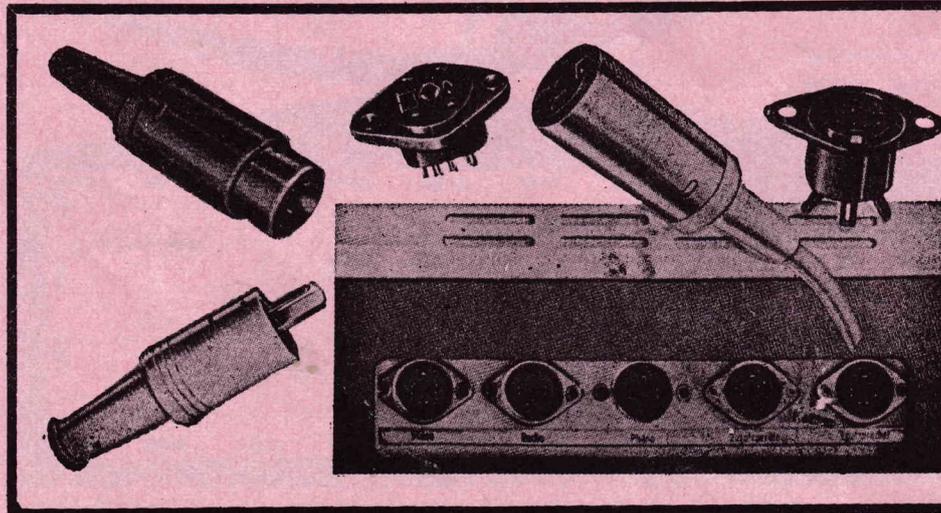


FIG. 3 a

Lorsque les prises sont prévues pour fournir un certain nombre d'impédances, le rendement maximum est généralement obtenu en choisissant une ou deux de ces prises, et avec toutes les autres le rendement diminue.

Dans les installations sonores à caractère temporaire, il est généralement désirable d'installer un amplificateur avec une marge de puissance assez grande, et



# STANDARDISEZ!!

par FICHES et PRISES  
NORMALISÉES

## LUMBERG

Documentations et tarif sur demande

AGENT EXCLUSIF  
DISTRIBUTEUR

# RENAUDOT

46, bd de la Bastille et 17, rue Biscornet  
PARIS-XII<sup>e</sup> - NAT. 91-09 - DID. 07-40

Détail chez votre fournisseur habituel

ient, ainsi, comme nous l'avons déjà montré, un moyen rationnel pour adapter l'installation des haut-parleurs standard. Par exemple, si les haut-parleurs sont équipés avec des transformateurs, comportant des prises primaires de 500, 1 000, 1 500 et 2 000 ohms, il devient possible de connecter directement de un à quatre haut-

teurs est de l'ordre de 900 mètres. Chaque groupe est alimenté au moyen d'une ligne individuelle et les haut-parleurs doivent être reliés en parallèle ; le système doit permettre une transmission effective au moins jusqu'à 5 000 Hz.

Quelle doit, dans ces conditions, être la disposition du circuit pour chaque groupe de haut-parleurs, et quelles sont les caractéristiques de la ligne de transmission, et de tous les transformateurs nécessaires. Comment calculer la puissance et la tension qui doit être fournie par l'amplificateur à la ligne de transmission ?

L'impédance en parallèle totale du groupe de trois éléments de 16 ohms est évidemment de :

$$16/3 \text{ soit } = 5,33 \text{ ohms.}$$

La puissance totale nécessaire est de  $5 \times 3 = 15 \text{ W}$ , et la tension peut être trouvée d'après le graphique de la figure 3, que nous rappelons ci-contre, et qui indique la tension aux bornes de la charge par rapport à la puissance en watts avec indication de l'impédance en ohms. Cette tension pour une puissance de 15 watts et une impédance de 5,33 ohms, est de 9 volts.

De la même manière, considérons le groupe des 6 haut-parleurs de 3 watts et de 45 ohms chacun ; l'impédance parallèle est de  $45/6 = 7,5 \text{ ohms}$  et la puissance de  $6 \times 3 = 18 \text{ watts}$ .

Quant à la tension, nous la trouvons encore, en consultant le graphique de la figure 3, qui nous fournit, pour une puissance de 18 watts, et une impédance de 7,5 ohms, une valeur de tension pratique de 11,05 volts.

Étudions maintenant l'alimentation du groupe de 9 volts au moyen d'un transformateur de charge, qui doit répartir la puissance disponible, comme on le voit sur la figure 2, et en supposant un rendement de 80 %.

primaire est de 18,00 watts et l'impédance primaire peut encore être déterminée en examinant le graphique de la figure 3. Pour une tension de 9 volts, et une puissance de 22,05 watts l'impédance réfléchie dans le primaire peut avoir une valeur de 3,6 ohms.

Dans ces conditions, la puissance totale nécessaire pour l'alimentation à 9 volts est de :

$$15 + 22,05 = 37,05 \text{ watts}$$

L'impédance totale de la charge pour une tension de 9 volts et une puissance de 37,05 watts est encore déterminée de la même manière que précédemment, et on trouve une valeur de 2,02 ohms.

La longueur de la ligne de transmission a été fixée à 900 mètres et on exige une fréquence maximale de 5 000 Hz. En utilisant le graphique précédent de la figure 1, nous pouvons constater que l'impédance de charge admissible maximale est de 200 ohms, et que le conducteur de ligne doit avoir un diamètre de l'ordre de 20/10 mm pour assurer une perte de puissance qui ne dépasse pas 5 %. Ces différentes valeurs sont indiquées sur le schéma de la figure 4.

gure 3 ; pour une tension de 46,8 watts et une impédance de 200 ohms, elle est de 91 volts.

La puissance à l'entrée de la ligne, égale à la puissance à la sortie de l'amplificateur, est de l'ordre de 46,8/0,95, soit 49,3 watts, et nous pouvons adopter un modèle de 60 watts pour avoir une marge de sécurité suffisante.

Enfin, la tension d'entrée de ligne, égale à la tension de sortie de l'amplificateur, toujours d'après le graphique de la figure 3, pour une puissance de 49,3 watts et une impédance de 200 ohms est de l'ordre de 100 volts.

En résumé, nous utiliserons ainsi un transformateur T<sub>1</sub>, ayant un primaire de 3,06 ohms, un secondaire de 7,05 ohms et une puissance minimale de 25 watts.

Le transformateur T<sub>2</sub> aurait un primaire d'une impédance de 200 ohms, un secondaire de 2 ohms et une puissance nominale de 75 watts.

L'amplificateur de puissance devra fournir une puissance minimale sans distorsion de 60 watts ; l'impédance de sortie sera de

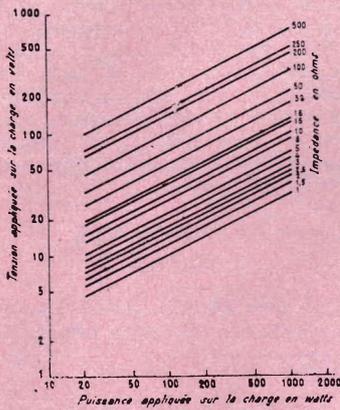


Fig. 3 b

parleurs à la sortie de l'amplificateur de 500 ohms. De cinq à dix haut-parleurs équipés avec ces mêmes transformateurs peuvent être adaptés à l'amplificateur, en choisissant la prise convenable et en utilisant un transformateur auxiliaire de 200 à 500 ohms à la sortie de l'amplificateur.

### UN PROBLEME INTERESSANT

Considérons ainsi une installation comportant six groupes de haut-parleurs, comme le montre la figure 2, chaque groupe consistant en trois haut-parleurs de 5 watts-16 ohms et 6 haut-parleurs de 3 watts-45 ohms. Les haut-parleurs de chaque groupe sont placés relativement près les uns des autres, et la distance du centre du groupe le plus éloigné à la salle de con-

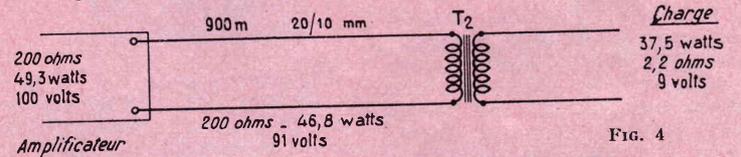


Fig. 4

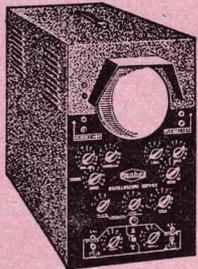
Considérons maintenant la puissance, qui doit être fournie au primaire du transformateur, et égale à la puissance de sortie de la ligne.

Si nous supposons encore un transformateur d'un rendement de 80 %, cette énergie doit être de 37,05/0,80, soit 46,08 watts, ce qui amène à adopter un amplificateur possédant cette puissance nominale, ou une puissance supérieure.

La tension appliquée à l'extrémité de la ligne sur l'entrée du

200 ohms ; enfin, la ligne à deux conducteurs sera réalisée avec du fil de 20/10 mm de diamètre.

Cet exemple pratique se rapporte, évidemment, à une installation étendue et puissante, qui présente un caractère semi-professionnel. Il nous montre, en tous cas, qu'on peut toujours trouver, dans les conditions les plus difficiles, la solution rationnelle des problèmes posés, en utilisant des graphiques évitant d'effectuer des calculs plus ou moins complexes.

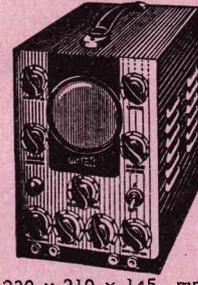


**OSCILLO « LABO »**  
 Tube de 16 cm  
 5 gammes de fréquences  
 Bande passante 4 MHz  
 Sensibilité bases de temps de 10 Hz à 400 KHz  
 Relaxateur incorporé  
 Coffret, châssis plaque avant, etc **267,50**  
 PRIX EN « KIT » **585,00**  
 EN ORDRE DE MARCHÉ : **705,00**

465 x 400 x 250 mm

### OSCILLO PORTATIF MABEL 63

Tube 7 cm  
 5 gammes de fréquences  
 Bande passante 2 MHz  
 Sensibilité bases de temps de 10 Hz à 120 KHz  
 Relaxateur incorporé  
 Coffret, châssis plaque avant, etc. **91,00**  
 EN « KIT » ... **350,00**  
 EN ORDRE DE MARCHÉ : **420,00**



230 x 210 x 145 mm



### HETERODYNE MINIATURE

Gammes couvertes : GO, PO, OC, MF. Double sortie HF, 110 V.  
 Fonctionne en 220 V avec bouchon ...  
**PRIX ..... 132,00**

### NOUVEAU MODELE DE POCKET TRACING POUR TOUTS VOS DEPANNAGES

Analyseur dynamique pour BF - TRANSISTORS RADIO - FM TELEVISION  
 Livré avec cordon et pointe de touche.  
 Dim. : 220 x 18 mm  
 Complet en ordre de marche ..... **54,00**

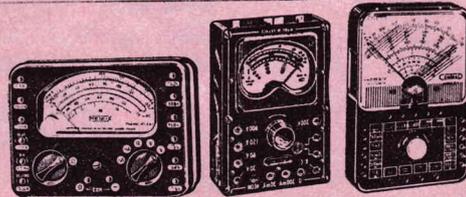
Catalogue contre 5 timbres à 0,30 F

## MABEL TOUTES LES PIECES DETACHEES RADIO, TELE

35, rue d'Alsace - PARIS-10°  
 NORD 88-25 - 83-21  
 Métro : gares Est et Nord  
 C.C.P. 3246-25 - PARIS

EN SUS : Port et emballage - Taxe 2,83 %

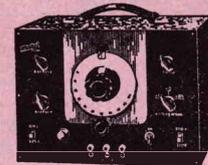
Fermé DIMANCHE et LUNDI MATIN  
 Ouvert de 9 à 12 h. et de 14 à 19 h.



### MIRE PORTATIVE EN COFFRET

décrit dans le H.-P. du 15-2-65  
 Sorties : VHF bande 3 - UHF bande 4 - Sorties vidéo : 819/625 lignes - Atténuateur 4 positions, signaux blanking.

Coffret châssis, plaque avant, oscillographe, câblé, réglé avec lampe, etc. .... **156,00**



ABSOLUT COMPLET EN « KIT » **385,00**  
 Cette mire peut être montée dans une valise.  
 Supplément ..... **50,00**

Housse cuir **27,00**  
 VOC MINIATURE, indiquer le voltage à la commande, 110 ou 220 V ..... **51,00**  
 METRIX 460 10 000 Ω par V. 28 calibres. **148,00**  
 462 20 000 Ω ..... **187,00**  
 CENTRAD 517, 20 000 Ω par V av. hausse **178,50**

Tous nos appareils de mesure sont livrés avec Schémas et Plans de Câblage

# LES CELLULES PHOTORESISTANTES

en télévision  
et en radio

**L**ES cellules photoélectriques ont des applications nombreuses et variées. Elles existent en différentes variétés : cellules à vide, cellules à gaz, cellules photovoltaïques, photodiodes et cellules photorésistantes. Elles correspondent à des usages différents, mais toutes transforment en variations d'intensité ou en différences de potentiel les variations de l'intensité de la lumière qui les frappe.

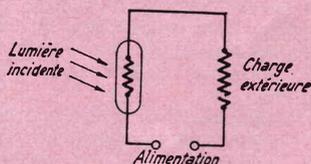


Fig. 1

Parmi ces différents types, les cellules photorésistantes, si elles ne possèdent pas une réponse rapide, ont pour elles l'avantage d'une grande sensibilité qui leur permet, par exemple, d'actionner directement un relais électromagnétique. De plus, elles sont peu onéreuses. Elles conviennent pour les systèmes d'alarme, le comptage, le contrôle automatique de dosage, les lampes clignotantes utilisées en publicité... Parmi les mille et un usages de ces cellules, il faut aussi compter les radiotechniciens, c'est pourquoi nous rappelons ce qu'est l'effet photoconducteur sur lequel sont fondées les cellules photorésistantes.

## L'EFFET PHOTOCONDUCTEUR

L'effet photoconducteur se caractérise par un accroissement important de la conductibilité de certains cristaux semi-conducteurs lorsqu'ils sont irradiés par les photons d'une source lumineuse. Le germanium et le silicium possèdent cette propriété qui est exploitée dans les photodiodes. Mais d'autres composés, comme le sulfure de plomb et le sulfure de cadmium, offrent aussi une importante variation de résistance en fonction de l'éclairement. Ce sont ces substances que l'on utilise pour la confection des cellules photorésistantes, appelées aussi cellules photoconductrices.

Pour traduire en variations de courant les fluctuations de la conductibilité de la cellule, celle-ci doit être branchée avec une source de courant comme le représente la figure 1. Lorsque la lumière incidente frappe la cellule sa résistance, maximale dans l'obscurité, s'abaisse et, en conséquence, l'intensité dans le circuit de charge augmente. Le passage du courant est indépendant de la polarité de la source car la cellule est une résistance pure ; elle peut donc être

alimentée en courant continu ou en courant alternatif.

L'effet photoconducteur est différent de l'effet photovoltaïque base des cellules du même nom (que l'on trouve notamment dans les luxmètres). La photoconduction provoque une différence d'intensité dans un circuit où circule un courant, alors que l'effet photovoltaïque se manifeste par une différence de potentiel, de ce fait un courant circule dans le circuit de charge relié directement aux électrodes de la cellule. C'est pourquoi, contrairement aux cellules photorésistantes, les cellules photovoltaïques ne demandent pas de source extérieure de courant.

## CONSTITUTION DES CELLULES PHOTORESISTANTES

La technologie des cellules photorésistantes diffère suivant qu'elles utilisent le sulfure de plomb ou le sulfure de cadmium. Et, parmi ces dernières, nous nous bornerons à la description des cellules LDR (Light Dependant Resistors) qui trouvent leur emploi en télévision et en radio.

Ces cellules sont formées d'un disque sur lequel a été déposé du sulfure de cadmium pur auquel a été ajouté un activateur (mélange de gallium et de cuivre). Leurs électrodes de sortie sont en argent et elles sont enfermées dans des ampoules de verre assurant leur protection mécanique. Leur résistance dans l'obscurité totale est de 10 M $\Omega$  et s'abaisse entre 75 et 300  $\Omega$  pour une lumière incidente

laquelle elles ont été envisagées est le contrôle automatique du contraste des images en fonction de la lumière ambiante.

## LE CONTROLE AUTOMATIQUE DU CONTRASTE EN TELEVISION

On connaît le développement du perfectionnement introduit sur les téléviseurs par les cellules qui assurent le contrôle automatique du contraste en fonction de l'éclairage

automatique le contraste. Quant à la luminance, son réglage trouve commandé par le diviseur de tension formé de  $R_3$  et  $R_4$ , influencé lui aussi par les variations de résistance de la cellule ; obtient ainsi une diminution ou une augmentation automatique du niveau du noir.

## LA COMMANDE A DISTANCE

La commande à distance des téléviseurs est une autre application

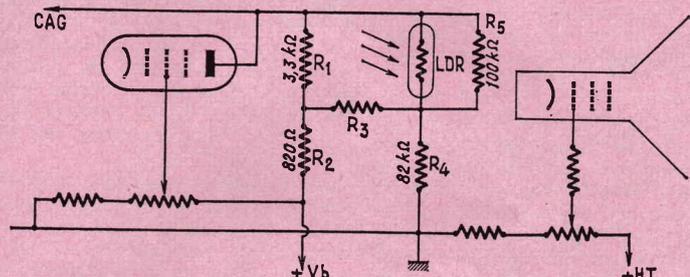


Fig. 3

rage ambiant et que l'on trouve actuellement sur tous les téléviseurs de luxe en supplément du réglage manuel.

En général, ce contrôle automatique s'obtient en faisant agir les variations de résistance de la cellule, correspondant aux fluctuations de la lumière ambiante, sur la polarisation des étages RF et FI. Le schéma de la figure 2 fournit un exemple d'application.

Cependant un autre montage, illustré par la figure 3, est adopté. Il consiste à brancher la cellule entre la cathode du tube à image

des cellules photorésistantes. Les ces dispositifs de commande la cellule fonctionne « en tout ou rien » c'est-à-dire qu'elle a simplement mission de transmettre une information correspondant à l'apport ou à la disparition d'une source de lumière.

Cette information, traduite en une variation d'intensité, agit sur un relais dont la bobine, comme le représente la figure 4, est branchée en série dans les montages les plus simples avec la source lumineuse. Le relais ouvre ou ferme un circuit, on actionne un vomoteur.

En braquant une lampe sur une cellule dont la partie sensible se trouve à l'avant du téléviseur, il est donc possible de régler une commande sans quelques mètres de l'appareil.

Ce mode de télécommande connaît bien d'autres applications, notamment celle des modèles récents.

## REGLAGE DE VOLUME SILENCIEUX POUVANT ETRE COMMANDE A DISTANCE

Les potentiomètres de réglage ont souvent l'inconvénient, qu'ils prennent un peu d'âge, sont malpropres, de provoquent des agréments crachements qu'on déplace leur curseur. Les cellules photorésistantes permettent de supprimer cet organe et d'éviter ainsi les ennuis qu'il engendre.

Dans cette application la cellule doit être branchée en diviseur de tension comme l'illustre la figure

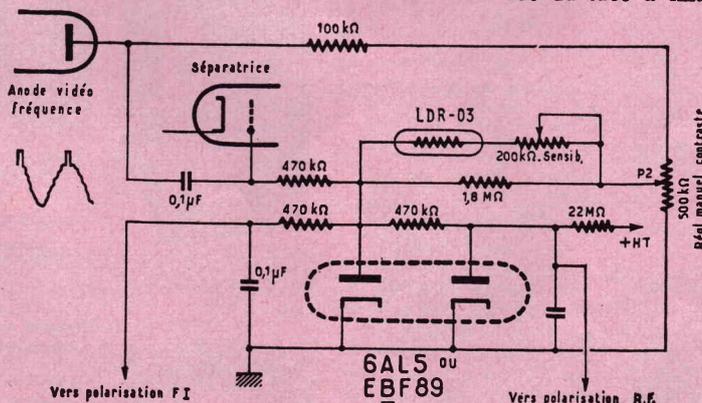


Fig. 2

de 1 000 lux. Elles supportent une température ambiante maximale de 60° C et une tension d'alimentation maximale de 110 V.

Les cellules LDR sont remarquables par leurs petites dimensions (longueur sans broches : 15 mm ; diamètre : 15 mm). Elles conviennent pour différents usages mais l'application principale pour

et l'anode du tube vidéo de sortie, elle-même réunie à l'alimentation anodique par l'intermédiaire des résistances  $R_1$  et  $R_2$ . La cellule et la résistance  $R_3$  forment un diviseur de tension en parallèle avec  $R_1$  et, de ce fait, la cathode du tube à image reçoit un signal dont les fluctuations suivent celles de l'éclairage ambiant et corrigent au

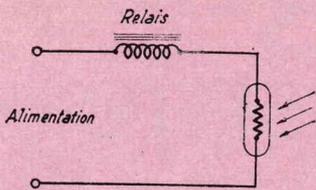


FIG. 1

Devant sa surface sensible est montée une lampe de cadran dont

l'éclairage est commandé par une résistance variable (Rh). Suivant l'intensité lumineuse de la lampe la résistance de la cellule varie et permet d'obtenir dans le circuit, sans aucun déplacement de contact, une résistance variable ne produisant aucun bruit fâcheux.

La résistance variable peut être éloignée sans inconvénient de la cellule et lui être reliée par un

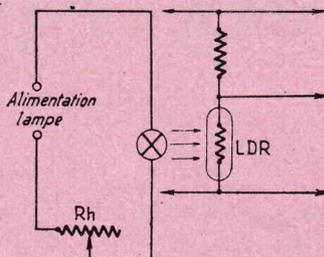


FIG. 5

conducteur de quelques mètres, afin d'obtenir une commande à distance si on le désire.

Par rapport aux multiples applications de la photoélectricité celles qui intéressent le matériel radio-électrique sont peu nombreuses. Elles contribuent cependant à son perfectionnement.

M. D.

## CINÉ-PHOTO-RADIO - J. MULLER

14, rue des Plantes, PARIS (14<sup>e</sup>) - FON. 93-65 - CCP Paris 4638-33

Matériel garanti neuf et offert à des prix sans concurrence



**POUR**  
**F 445,00**

(Franco c/ mandat de 465,00 F)

**CE PROJECTEUR**

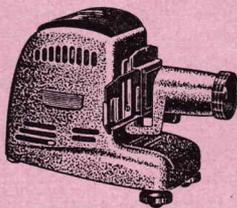
**8 mm « EUROP »**  
(Valeur 930,00)

Très lumineux et silencieux. Lampe bas voltage 8 volts 50 watts. Sélecteur 110 à 240 volts. Vitesse variable de 10 à 24 I.S. Débiteurs à 12 dents, entraînés par pignon nylon. Marche avant et arrière. Prise lampe de salle et synchro. Bras pour bobines de 250 mm. Objectif 1,5 de 25 mm. Cadrage sur griffes.

Lampe de rechange supplémentaire ..... 23,50  
Supplément pour ZOOM 15 à 25 mm .... 70,00

**MONTEZ VOUS-MÊME CE PROJECTEUR**  
**POUR F 69,50**

(Franco c/ mandat de 80,00 F)



Fonderie alu sous pression, peinture martelée - Pour vues 18 x 24 - 24 x 36 - 28 x 40 et 4 x 4 en carton 5x5. Objectif bleuté Boyer 85 mm; sur demande 100 mm - Condensateur double

asphérique, verre anticalorique. Livré complet, avec plan de montage, en pièces détachées (KIT). Sans lampe.

**LE PROJECTEUR TOUT MONTE : 105 F**

(Franco 115 F)

Suppléments facultatifs :

Lampes de projection (bien spécifier le voltage à la commande) :

125 ou 220 volts, 200 watts ..... 15,00

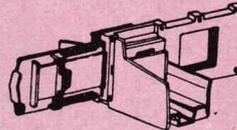
125 ou 220 volts, 300 watts ..... 19,50

Ce projecteur peut être branché sur accu de 12 volts, l'équiper d'une lampe 12 volts, 100 watts ..... 13,50

Moteur soufflerie 110/220 volts (s'adapte dans la lanterne) avec répartiteur de tension et schéma. (Franco 38,00). En magasin ..... 35,00

Transfo 110/220 V, sortie 12 V, 150 w (fco 50) ..... 45,00

Valise de transport en fibrise (franco 20,00) .. 15,00



**PASSE-VUE**

**SEMI-AUTOMATIQUE**

sans panier, contient

50 vues qui se reclassent

automatiquement -

S'adapte sur tous modèles

(fco 50,00) ..... 45,00

Boîte plastique Karo-class pour classement de 500 vues (franco 25,00) ..... 20,00

PASSE-VUE avec nez tournant pour film en bande 24 x 36 et 18 x 24. En « KIT » (franco 50,00) ..... 45,00

### PROJECTEURS CINEMA

d'occasion, révisés

CINERIC 9,5 mm. Monofilm 110 volts ..... 400,00

SUPERSON HEURTIER. Tri-film muet 110 V ..... 750,00

Même modèle en sonore, magnétique, 110 volts. Complet avec ampli et HP ..... 1.500,00

DITMAR 8-16 mm, 110 volts ..... 400,00

SPECTO 16 mm, 110 volts ..... 400,00

PATHE-JOINVILLE 16 mm, 110 volts ..... 550,00

DEBRIE MB 15, sonore avec ampli incorp. ..... 1.500,00

R.D. 16 mm, sonore ..... 800,00

R.C.A. 16 mm, sonore ..... 1.200,00

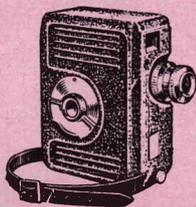
PAILLARD 16 mm, sonore ..... 900,00

CINERIC, en valise ..... 1.500,00

CEMICHEN, 16 mm, sonore ..... 600,00

**BANDES MAGNETIQUES N'AYANT SERVI QU'UNE SEULE FOIS**

Les 5 bobines : Ø 180 mm 50,00 - Ø 127 mm 30,00



**POUR F 295,00**

(Franco c/ mandat 305,00)

**CETTE CAMERA 9,5**

à chargeur magazine de 15 m, monovitesse, vue par vue. Livrée avec 1 objectif Berthiot 1,9 de 20 mm, mise au point (Valeur : 477,50).

Même modèle

à cellule semi-automatique,

livrée sans optique (Valeur : 463,00). Prix 310,00

Franco : 320,00.

Chargeur plein, développ. compris Kodak Plus-X 11,40

Super XX ..... 11,60 - Kodachrome II ..... 26,00

### CAMERA PATHE LIDO 4 VITESSES

duplex, à transformer en 9,5 mm. Avec

plan et pièces détachées (Fco : 140,00). 135,00

(Pour bricoleurs adroits)

Modèle en 9,5 ou 16 mm (Fco 215,00).... 210,00

**CAMERAS 16 mm PAILLARD, WEBO M.**

en stock, neuf ou occasion

### POUR COLLECTIONNEURS :

FILMS 9,5 MUETS PATHE d'édition en bobines de 100 m

La bobine ..... 25,00

Pas de liste. A voir sur place

Lampes 125 volts, 400 watts, culot à ailettes P28

Valeur 28,40. A l'unité : 18,00 - Par 10 : 150,00

### OPTIQUES DE PRISES DE VUES

**POUR 8 MM**

BERTHIOT, téléobjectif de f 1,9 de 35 mm. (Valeur 166,00). Net ..... 100,00

ANGENIEUX, 1,8 de 6,5 mm. Net ..... 100,00

CINOR BERTHIOT, 1,8 de 10 mm à mise au point fixe. Net ..... 80,00

Grand angulaire BERTHIOT, 1,9 de 6 mm. 100,00

### POUR 9,5 MM

CINOR 1,9 de 20 mm à mise au point, nouveau modèle. Net ..... 160,00

### OBJECTIFS POUR PROJECTION

Spécial SADAR f 25 mm

Diamètre 27 mm. Net ..... 30,00

f 35 mm, diamètre 27 mm. Net ..... 30,00

f 50 mm, diamètre 32,8 mm. Net ..... 40,00

f 40 mm, diamètre 26 mm. Net ..... 21,00

f 50 mm, diamètre 52,5 mm. Net ..... 30,00

ANGENIEUX ZOOM f de 15 à 25 mm.

Diamètre 27 mm (Valeur 100,00). Net ..... 60,00

f 60 mm, diamètre 32,8 mm. Net ..... 60,00

BOYER, diamètre 42,5 mm. Focale 85 mm ou 100 mm pour projection fixe ..... 30,60

TOPAZ-BOYER, 2,8 de 45 mm. Posé B au 1/250<sup>e</sup>. Convient pour 24 x 36 ou agrandisseur. (Franco 32). Prix ..... 30,00

Lentille plan convexe :

60 mm ép. 12,5 mm 6,40 - 60 mm ép. 30 mm 25,00

63 mm ép. 15 mm 7,00 - 51,5 mm ép. 21 mm 18,00

Verre anticalorique rond, diamètre 60 mm, épaisseur 3 mm ..... 19,00

Pour tous ces articles : frais d'envoi en sus



### MOTEUR SAPMI

alternatif, 50 périodes 110/220 volts

12 watts. 60 tours-minute. Poids :

650 g. Frein électromagnétique pour

arrêt instantané. Peut fonctionner en

permanent. Applications multiples

pour télécommande et autres usages

(Franco 28 F) ..... 25,00

Pensez dès maintenant à vos cadeaux

DE NOEL et JOUR DE L'AN

Pour Petits et Grands... Faites du rodéo sur route et sans risques ! Circuit routier double piste pour 2 voitures avec transformateur pour 110 ou 220 volts.

Modèle N° 1 : Circuit de 1 m 60 + 2 voitures + transfo. 32,00

Valeur : 99,00. NET

Modèle N° 2 : Circuit de 4 m 60 + 2 voitures + transfo + poignées accélérateur. 42,00

Valeur : 149,00. NET

Complément N° 3 : Circuit routier seul de 3 m 90. NET ..... 20,00

Complément N° 4 : Circuit + 2 voitures ..... 25,00

Karting, sans transfo. NET ..... 5,00

Ces compléments s'ajoutent aux modèles 1 et 2.

Voiture de rechange, complète ..... 5,00

Tous ces modèles sont livrés dans un très

élégant coffret et peuvent faire l'objet d'un

très beau cadeau de fin d'année pour arbres

de NOEL, etc.

Attention : Pas d'envoi, pas de documentation

A VOIR ET A PRENDRE SUR PLACE

AU MAGASIN



**POUR F 380,00**

(Franco contre mandat de 385,00)

Cette caméra 8 mm, 4 vitesses, vue par vue et pose. pour bobines de 7,50 et 15 mètres. Livrée avec 3 objectifs : 1,8 de 10 mm, 1,9 de 6 mm et télé 1,9 de 35 mm.



**POUR F 192,00**

(Franco contre mandat de 197,00 F)

### CETTE CAMERA

« AMBASSADOR »

(Fabrication U.R.S.S. - MOSCOU)

Caméra 8 mm électrique. Fabrication métallique. Poignée revolver amovible. Objectif f.40 1 : 2,8. F = 10 mm. Foyer fixe. Vitesse 16 images-seconde. Vendue avec 2 filtres. Poignée sac fourre-tout

CETTE CAMERA EST

GARANTIE 1 AN

LE « ZORKI 6 », fabrication U.R.S.S.

**POUR F 330,00**

(Franco c/ mandat de 335,00 F)

Prix exceptionnel

de lancement

PRECISION

et FIDELITE



24 x 36 Objectifs interchangeables - Télémètre couplé - Obturateur à rideaux vitesses de 1/30 à 1/500 de seconde - Prise pour flash - Retardement - Objectif 6 lentilles, traité, 1 : 2 - F : 50 mm - Correction à votre vue dans le viseur.

Livré avec un sac cuir.

Objectifs supplémentaires s'adaptant sur l'appareil :

Jupiter 9X, f2 : 85 mm (val. 500,00). Net 400,00

Jupiter 11X, f4 : 135 mm (val. 387,00). Net 310,00

Jupiter 12X, f2,8 de 35 mm (val. 462,00). Net 370,00

DOCUMENTATION CONTRE 2 TIMBRES A 0,30 — OFFRE VALABLE JUSQU'A EPUISEMENT DES STOCKS

BONNANGE - SEPTEMBRE 65

N° 1091 ★ Page 73

# LES CIRCUITS IMPULSIONNELS A TRANSISTOR

(Suite voir n° 1090)

Nous n'avons pratiquement jusqu'ici examiné que le comportement de transistors ayant des charges résistives au collecteur, c'est-à-dire ayant des points de fonctionnement ( $I_c$ ,  $V_{ce}$ ) sur une droite de charge. Nous allons étudier maintenant des montages comportant des selfs ou même des transformateurs au collecteur.

On sait en général que de tels montages présentent souvent des surtensions dont il faut se méfier, mais on ne comprend pas toujours la cause physique de ces surtensions ; aussi allons-nous parler assez longuement des phénomènes de base de l'induction.

## L - INDUCTION SELF - TRANSFORMATEUR

Rappelons quelques définitions très simples, mais fondamentales et qu'il faut toujours avoir à l'esprit.

Un générateur est un élément ayant à ses bornes une différence

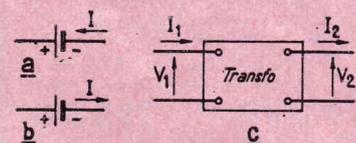


FIG. 50

de potentiel  $E$  et parcouru par un courant  $I$  qui le traverse du pôle - au pôle + (figure 50 a) (la valeur de ce courant est fonction de la charge du générateur)  $E = RI$ .

Un récepteur est un élément ayant à ses bornes une d.d.p.  $E$  et parcouru par un courant qui le traverse du pôle + au pôle - (figure 50 b).

Cette bobine a une résistance  $r$  propre, faible et une self  $L$ .

Parcourue par un courant une self présente à ses bornes une tension  $V$  donnée par :

$$V = ri + L \frac{di}{dt}$$

Si le courant  $i$  est constant la self se comporte comme une résistance  $r$ , cela résulte de l'équation ci-dessus.

**Transformateur.** Élément constitué par deux bobines enroulées sur un même noyau, servant à transférer de l'énergie de son entrée à sa sortie. Il faut noter que le transformateur ne transfère que de l'énergie fournie par des courants variables.

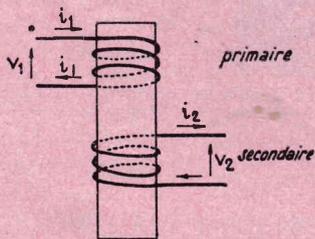


FIG. 51 a

Le transformateur se comporte en effet différemment suivant qu'il est alimenté à son entrée (bobine primaire) en courant continu ou en courant d'amplitude variable.

Parcouru par un courant continu, il se comporte comme résistance propre de son primaire et on ne peut rien recueillir à son secondaire.

Parcouru par un courant variable, il se comporte comme un transporteur d'énergie de son entrée à sa sortie. L'énergie fournie par un générateur est recueillie par le primaire qui se comporte comme un récepteur (d'où les sens relatifs des variations de tension  $V_1$  et de courant  $i_1$  à son entrée figure 50 c) et est fournie à un récepteur par son secondaire qui joue le rôle de générateur (d'où les sens relatifs des variations de tension  $V_2$  et de courant  $i_2$  à sa sortie).

Notons que pour qu'il y ait transfert d'énergie il faut que primaire et secondaire soient parcourus par un courant, mais si le secondaire n'est pas fermé sur une impédance, il ne peut évidemment pas être parcouru par un courant. Mais il peut très bien présenter une tension  $V_2$  variable à sa sortie.

Les figures 51 a et b donnent les sens relatifs des variations de tensions et courants à l'entrée et à la sortie suivant les deux sens possibles d'enroulement du primaire et du secondaire l'un par rapport à l'autre.

Rappelons que si  $n_1$  et  $n_2$  sont les nombres de tours des enroulements primaire et secondaire, on a :

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{i_1}{i_2} = \frac{n_2}{n_1} = n$$

le rapport  $n$  étant défini par cette relation. Cette relation est valable tant que le noyau du transformateur n'est pas saturé, c'est-à-dire tant que le nombre :

$$n_1 I_1 \mp n_2 I_2 + n_1 i_1 - n_2 i_2$$

ne dépasse pas une valeur dépendant de la nature du noyau choisi, avec les conventions suivantes :

●  $I_1$  = valeur instantanée du courant continu parcourant le primaire.

●  $I_2$  = valeur instantanée du courant continu parcourant le secondaire.

● Le signe + de la formule

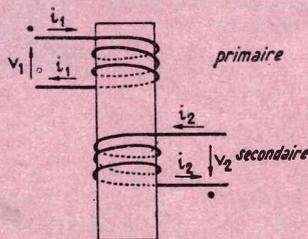


FIG. 51 b

étant à utiliser si  $I_1$  et  $I_2$  tournent dans le même sens autour du noyau, le signe - dans le cas contraire.

On peut alors considérer que pour le générateur qui l'alimente le transfo est équivalent au schéma de la figure 52, c'est-à-dire à la self  $L_1$  de son primaire mise en parallèle avec la charge  $R$  de son secondaire divisé par  $n^2$ .

Nous arrêterons là ces rappels, mais pour plus de détails nos lecteurs sont invités à se reporter aux numéros du Haut-Parleur parus ces dernières années ayant des pages roses consacrées aux transformateurs.

## M - L'OSCILLATEUR BLOCKING (ou oscillateur bloqué)

### M1 - Définition

L'oscillateur bloqué est un montage comprenant essentiellement un transistor et un transformateur, ce dernier servant à introduire une réaction :

- soit entre émetteur et base, et dans ce cas on a un montage à collecteur commun ;

- soit entre collecteur et base, et dans ce cas on a un montage à émetteur commun ;

ment serait du même genre un NPN).

L'interrupteur étant fermé le collecteur du transistor est au potentiel  $-V_c$  et l'émetteur et la base du transistor sont à la masse. Le transistor est bloqué.

Remarquons que la mise à la masse de la tension du circuit ne déclenche

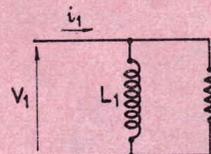


FIG. 52

théoriquement pas l'oscillation puisqu'aucun courant ne peut circuler dans le primaire le transistor étant initialement bloqué (émetteur et base à la masse, et par suite aucune tension ne peut être induite au secondaire sur la base, ce qui laisse le transistor et base à la masse et par suite le transistor bloqué.

Pour débloquent le transistor il faut une impulsion de tension négative sur la base du transistor par l'intermédiaire de C et de D. Un courant parcourt alors F

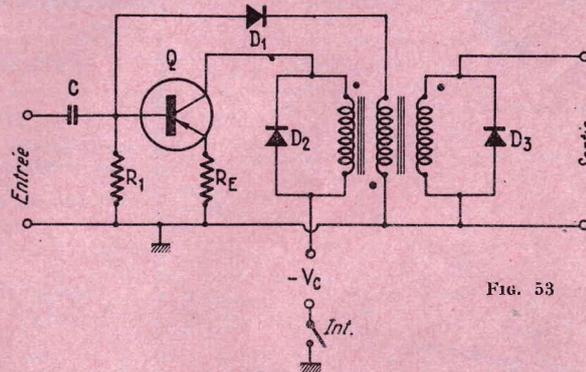


FIG. 53

- soit entre collecteur et émetteur auquel cas on a un montage à base commune.

D'autre part, suivant que pendant le fonctionnement du montage le transformateur est saturé à certains moments ou ne l'est jamais on a affaire à un oscillateur bloqué saturé ou à un oscillateur bloqué.

Nous examinerons d'abord le fonctionnement de l'oscillateur bloqué avec réaction entre collecteur et base, c'est-à-dire à émetteur commun.

### M2 - Fonctionnement de l'oscillateur bloqué à émetteur commun

Le schéma de ce type de blocking est donné figure 53 (ici avec un transistor PNP, le raisonne-

ment est négatif par rapport à l'émetteur de Q. Le transistor se débloquent alors. Son courant collecteur prend naissance, ainsi que le courant émetteur. La croissance du courant collecteur crée une d. d. p. aux bornes du primaire et une d. d. p. aux bornes du secondaire (le potentiel étant le plus élevé à l'extrémité de l'enroulement qui porte un point, voir les figures 51 a et b qui montrent aussi les sens relatifs des enroulements primaire et secondaire). Le signe de la d. d. p. au secondaire est tel que la base de l'émetteur est encore plus négative par rapport à l'émetteur. Par suite, le courant collecteur croît encore. Une réaction en chaîne se produit et le transistor se sature et

temps égal à son temps de montée.

Ce déblocage se produit donc en un temps extrêmement court. Ceci revient à dire que le courant varie très rapidement dans le transistor. Par suite, si nous regardons la charge au collecteur du transistor, celle-ci est formée de la self du primaire avec ramennée en parallèle sur elle la résistance équivalente  $R_b$  entre base et masse pour le transistor, divisée par  $n^2$  (voir la figure 52 et voir la figure 54).

Si :

$r_b$  = résistance propre de base du transistor,

$r_e$  = résistance propre d'émetteur du transistor,

$R_b$  = résistance équivalente entre base et masse,

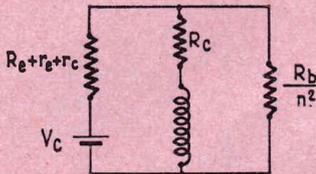


FIG. 54

on a :

$$R_b = \frac{R_1 (r_b + r_e + R_e)}{R_1 + r_b + r_e + R_e}$$

les valeurs des résistances propres du transistor étant bien entendu celles correspondant à la saturation du transistor.

Comme dans la self et dans la résistance  $\frac{R_b}{n^2}$ , la tension est la

même ; comme d'autre part la variation de courant est très rapide, on peut admettre qu'au déblocage tout le courant passe

dans la résistance  $\frac{R_b}{n^2}$ , il vaut par suite :

$$I_c = \frac{V_c}{R_b} n^2$$

et seulement si la somme R des résistances

$$R_e + r_e + r_c + R_e = R \frac{R_b}{n^2}$$

est négligeable devant  $\frac{R_b}{n^2}$ ,  $r_e$  étant la résistance propre de collecteur du transistor à la saturation,  $R_e$  celle du primaire du transformateur.

Dans le cas où R n'est pas négligeable devant  $\frac{R_b}{n^2}$ , on a :

$$I_{c0} = \frac{n^2 V_c}{R_b + n^2 R}$$

Quand le temps de montée du transistor est passé et que le courant collecteur a atteint la valeur ci-dessus, le courant monte dans la self pour aller vers la valeur

$$I_{c1} = \frac{V_c}{R}$$

valeur qu'il atteindra quand le courant ne variera plus dans la self (la tension développée à ses

bornes étant alors nulle dans la self) du primaire, c'est-à-dire quand le transformateur ne jouera plus que le rôle d'une résistance de valeur égale à celle de son primaire, donc négligeable ici.

On peut alors montrer que la variation de  $I_c$  est de forme exponentielle et qu'à chaque instant on a la formule 1 du tableau ci-dessous, avec r résistance équivalente de R et  $\frac{R_b}{n^2}$

mises en parallèle, soit :

$$r = \frac{RR_b}{R_b + Rn^2}$$

En admettant maintenant que la résistance  $R_1$  est nettement supérieure à la somme des résistances :

$$R_e + r_e + r_b$$

on peut admettre qu'à la fin du déblocage du transistor (un temps égal au temps de montée du transistor après l'envoi de l'impulsion négative sur la base de celui-ci) le courant  $I_b$  est produit par la tension  $nV_c$ , puisqu'aux bornes du primaire existe alors la tension  $V_c$  et qu'on sait que tant qu'il existe une variation de courant au primaire le rapport entre tension secondaire et primaire est n.

On a donc :

$$I_{b0} = \frac{nV_c}{R_b}$$

Calculons maintenant la valeur du courant de base quand  $I_c$  a atteint sa valeur maximale c'est-à-dire qu'il ne varie plus.

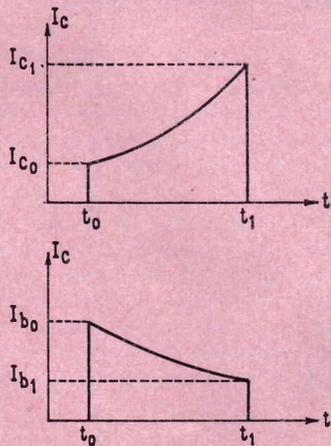


FIG. 55

Le calcul que nous allons faire n'est que grossièrement approché. En effet, le transistor n'est plus saturé quand le courant  $I_c$  atteint sa valeur maximale puisque toute la tension  $V_c$  est appliquée entre collecteur et émetteur.

En admettant que le rapport des résistances

$$\frac{R_e + r_e}{R}$$

est le même en saturé et en non saturé on a alors :

$$I_{b1} = -V_c \frac{R_e + r_e}{R R_b}$$

Alors le courant de base décroît suivant une loi exponentielle (formule 2 du tableau).

### M3 - Formules simplifiées

Il faut remarquer que nous avons raisonné jusqu'ici comme si  $I_c$  et  $I_b$  pouvaient varier librement, sans être liés par le coefficient  $\beta$  gain en courant du transistor ; ceci suppose donc que le transistor fonctionne en saturé.

Par suite, nos formules sont valables pour nous donner les valeurs de  $I_b$  et  $I_c$  tant que le transistor reste saturé, c'est-à-dire tant que

$$\frac{I_c}{I_b} \leq \beta$$

$\beta$  étant le gain en émetteur commun du transistor.

Quand arrive le moment où  $I_c$  est égal à  $\beta I_b$ , le transistor n'est plus saturé. Alors le courant collecteur ne peut plus croître, il est obligé de se mettre à décroître pour suivre la décroissance de  $I_b$ . Cette décroissance du courant collecteur produit une f.e.m. négatif près du point marqué sur la figure, positif près de  $-V_c$ .

Le collecteur du transistor va donc être soumis à une tension supérieure à  $-V_c$  si la diode  $D_2$  n'existe pas. Voilà pourquoi on place une diode  $D_2$  aux bornes du primaire qui limite alors la tension aux bornes du primaire à quelques dixièmes de volts.

De toute manière, une petite tension ayant le sens indiqué plus haut, se produit qui engendre une tension au secondaire qui remonte la tension de la cathode et tend à bloquer la diode  $D_1$  donc empêche le courant de base de passer par  $D_1$ .

Le courant de base passe donc par  $R_1$ , ce qui rend positif le potentiel de la base du transistor par rapport à la masse et a fortiori par rapport à l'émetteur puisque ce dernier est à un potentiel négatif (par le courant d'émetteur qui circule dans  $R_E$ ). Donc le transistor se bloque. Il suffit alors d'une nouvelle impulsion sur la capacité C pour déblocage à nouveau le transistor.

Nous savons maintenant comment marche un blocking à émetteur commun non saturé. Donnons-nous des formules simplifiées permettant un calcul approché du temps pendant lequel fonctionne le transistor une fois qu'il a été déblocage, c'est-à-dire la durée de l'impulsion produite.

Ces formules supposent que  $I_b$  et  $I_c$  varient linéairement (formules 3 et 4 du tableau).

La durée de l'impulsion se calcule en posant que  $I_c = \beta I_b$  et en résolvant l'équation obtenue par rapport à t.

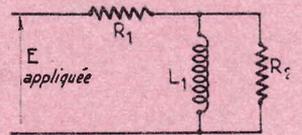


FIG. 56

Signalons que notre approximation de calcul ne sera valable que si la durée t trouvée vérifie les conditions

$$t \leq \frac{L_1}{r}$$

$$t \leq \frac{L_2}{R_b}$$

### M4 - Inconvénient du blocking non saturé

Nous venons de voir que la durée de l'impulsion dépend de la valeur du coefficient  $\beta$  du transistor. Par suite étant donnée la plage de  $\beta$  généralement assez large pour un transistor de type déterminé, il n'est pas possible de réaliser une largeur d'impulsion bien déterminée si l'on ne mesure pas soi-même le gain en courant continu  $\beta$  du transistor.

### M5 - Fonctionnement de l'oscillateur bloqué saturé en émetteur commun

Le fonctionnement et le calcul de l'oscillateur bloqué saturé est exactement le même que celui de l'oscillateur bloqué, mis à part que la durée de l'impulsion t n'est plus déterminée par le fait que le transistor se désature, mais par le fait que le noyau du transformateur se sature.

En effet, dans le blocking non saturé, on calcule le transformateur pour qu'il ne soit jamais saturé. Ici c'est tout le contraire que l'on cherche. On calcule le transformateur pour qu'il se sature avant que le courant  $I_c$  ne soit égal à  $\beta I_b$  (on prend évidemment le  $\beta$  minimum garanti par le constructeur).

On sait que pendant la saturation du noyau magnétique la self

|           |  |
|-----------|--|
| formule 1 | $I_c = \frac{V_c}{R} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{Rn^2}{R_b + Rn^2} \right) e^{-\frac{rt}{L_1}} \right]$                            |
| formule 2 | $I_b = V_c \left[ e^{-\frac{R_1 t}{L_2}} \left( \frac{R_e + r_e}{R R_b} + \frac{n}{R_b} \right) - \frac{R_e + r_e}{R R_b} \right]$ |
| formule 3 | $I_c = V_c \frac{n^2}{R_b + Rn^2} + r \frac{t}{L_1} \left[ \frac{V_c}{R} - V_c \frac{n^2}{R_b + Rn^2} \right]$                     |
| formule 4 | $I_b = \frac{V_c}{R_b} n - \frac{R_b}{L_2} t V_c \left[ \frac{R_e + r_e}{R R_b} + \frac{n}{R_b} \right]$                           |

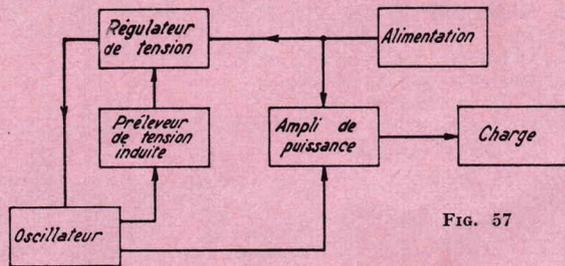


FIG. 57

de l'enroulement primaire diminue beaucoup. Par suite, le courant collecteur augmente rapidement et très vite le transistor se désature, ce qui bloque le transistor par le même processus que celui étudié plus haut pour le blocking non saturé.

Il faut noter que le calcul d'un blocking saturé est rendu difficile par l'imprécision de certains paramètres. En particulier la valeur du nombre d'ampères-tours déterminant la saturation du noyau magnétique est difficile à apprécier.

Nous donnerons des formules de calcul dans le prochain paragraphe.

### N — LES CONVERTISSEURS CONTINU-ALTERNATIF (inverters)

Nous appellerons par la suite les convertisseurs continu-alternatif, de leur nom anglais « inverter ». Comme leur nom l'indique,

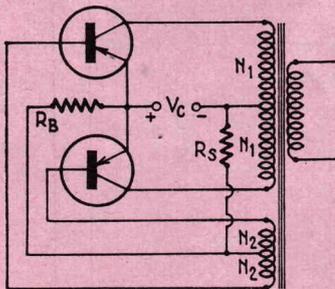


FIG. 58

ils servent à transformer en alternatif un courant continu. Les plus simples délivrent des ondes carrées et beaucoup d'équipements pourront fonctionner avec des courants carrés, mais parfois un filtre dans le secondaire s'avérera nécessaire pour supprimer des harmoniques non tolérables.

Notons en passant que l'harmonique fondamentale d'une onde carrée, c'est-à-dire l'onde sinusoïdale quasi pure que l'on recueillera en filtrant convenablement au secondaire, a une valeur maximale égale à celle de l'onde carrée divisée par 1,11. Ainsi, si l'on veut une tension sinusoïdale de 115 volts, le transformateur doit donner 128 volts à la sortie, plus les pertes dans le filtre qui suit.

Dans un inverter, la variation de la fréquence des oscillations avec la charge et la valeur exacte de celle-ci sont importantes à connaître et à limiter. La fré-

quence des oscillations des circuits habituellement utilisés dépend de la saturation du noyau d'un transformateur et dépend de la tension par la formule :

$$E = 4 B_{\max} f N_1 S p 10^{-8}$$

où

- E = valeur crête de la tension carrée aux bornes de la moitié du primaire à prise médiane, en volts.
- $B_{\max}$  = champ maximum d'induction magnétique, en gauss, du noyau quand il est saturé.
- f = fréquence des oscillations en hertz ou cycles par seconde.
- $N_1$  = moitié du nombre total de spires au primaire.
- S = section du noyau en  $\text{cm}^2$ .
- p = facteur de perte dû à l'enroulement à prise intermédiaire.

L'équation donnée ci-dessus montre que pour un noyau donné la fréquence dépend de la tension uniquement puisqu'alors toutes les autres valeurs sont fixées. On contrôlera donc f en contrôlant la tension d'entrée. Le circuit équivalent d'un transformateur donné figure 56 montre que la fréquence peut être contrôlée par le contrôle de la tension induite qui vaut :

$$E \text{ induite} = E \text{ appliquée} \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

où  $R_1$  est la résistance de l'enroulement primaire et  $R_2$  la charge du secondaire divisée par  $n^2$  n étant le rapport des nombres de tours secondaire sur primaire. On peut toujours essayer de diminuer  $R_1$  au maximum en utilisant du gros fil pour l'enroulement primaire ce qui tend à égaliser tension induite et tension appliquée.

Mais ceci ne compense pas les variations de la tension de saturation du transistor (tension au coude d'une caractéristique  $I_c, V_{ce}$ ) avec le courant, qui sont causes d'une variation de la fréquence avec la charge.

Si la tension d'entrée est bien constante, la fréquence peut être fixée à  $\pm 2\%$  près en utilisant du très gros fil au primaire du transformateur à noyau saturé.

#### Stabilité en fréquence

Si un contrôle plus parfait de la fréquence est nécessaire, il est évident qu'une méthode de mesure de la tension induite ou plutôt de ses variations doit être

utilisée, pour compenser celles-ci en ajustant la tension d'alimentation.

La figure 57 donne un bloc diagramme d'un inverter de puissance à fréquence stable.

La fréquence de fonctionnement de l'oscillateur à noyau saturé dépend de la tension induite dans le transformateur oscillateur. Cette tension induite est détectée par un circuit qui change la tension de sortie du régulateur pour garder constante la tension induite dans le transfo et par suite stabilise la fréquence.

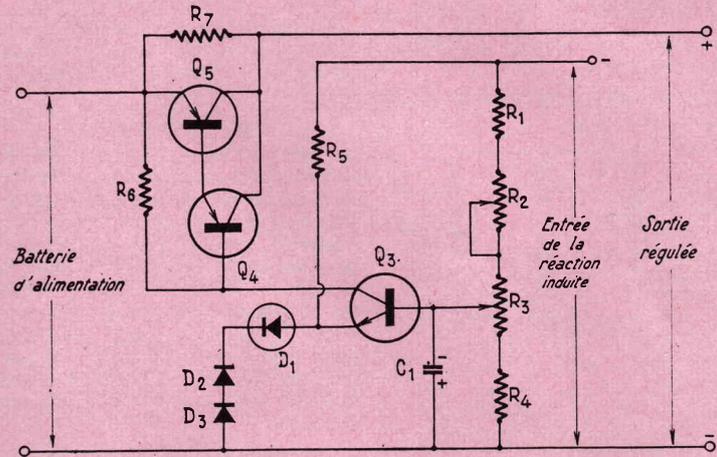


FIG. 60

L'oscillateur est couplé par transformateur à l'amplificateur de puissance qui fournit la puissance à la charge. Seul l'oscillateur doit avoir une alimentation régulée ; aussi l'amplificateur de puissance est connecté directement à la tension d'alimentation.

L'oscillateur à noyau saturé. L'oscillateur est un inverter utilisant un transformateur à noyau saturable. Son circuit est donné figure 58.

Circuit préleveur de tension induite. Ce circuit est connecté (voir figure 59) à chaque demi-primaire pendant qu'il est hors-circuit. La tension vue par le circuit préleveur est presque identique à la vraie tension induite

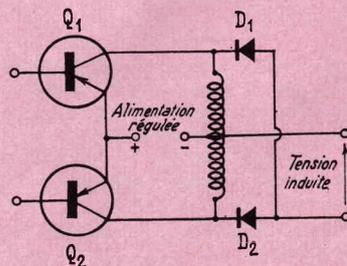


FIG. 59

à cause de la forte impédance d'entrée du circuit régulateur.

Régulateur de tension. Il est donné figure 60. La tension induite est négative suivant le pôle négatif de la batterie d'alimentation et conduit la base de  $Q_3$ . Si la tension induite décroît  $Q_3$  conduit plus à cause du taux de ten-

sion de référence à l'émetteur à la tension appliquée à la base. Les transistors  $Q_4$  et  $Q_5$  montés en série accroissent la tension d'alimentation de l'oscillateur à noyau saturable. Par suite, la tension induite croît approximativement jusqu'à sa valeur initiale.

Les diodes  $D_2$  et  $D_3$  fournissent une compensation pour les variations en température des tensions de la diode  $D_1$  fonctionnant en avalanche et du transistor  $Q_3$ . La capacité  $C_1$  abaisse la réponse en fréquence de l'ampli régulateur vers les hautes fréquences. La ré-

sistance  $R_7$  fournit une tension de sortie suffisamment régulée pour créer des oscillations quand on applique l'alimentation.

#### L'amplificateur de puissance

Il est donné par la fig. 61 et est conduit par l'oscillateur. Il s'alimente directement sur la batterie. S'il lui faut une tension de sortie régulée, un transistor régulateur peut être intercalé entre l'alimentation et l'ampli.

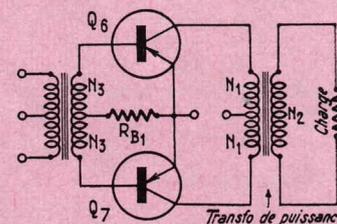
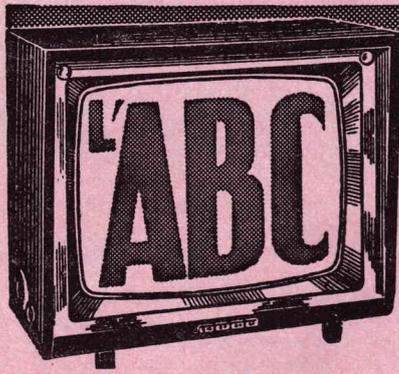


FIG. 61

Le transfo de puissance est enroulé avec un nombre de tours suffisant pour fournir une tension de sortie en onde carrée à la fréquence considérée. Le courant crête dans le transistor de puissance sera le courant crête ramené au primaire de la charge. Le courant magnétisant sera toujours petit puisque le noyau du transfo n'est jamais saturé.

Dans notre prochain article, nous calculerons un convertisseur continu-alternatif 12,6 volts continu, alternatif 50 Hertz 200 watts. 115 volts en onde carrée.

C. HERVOUET



# DE LA TÉLÉVISION

## LES CIRCUITS DE BALAYAGE

### GENERALITES

L'IMAGE qui se forme sur l'écran du tube cathodique est due à deux actions effectuées sur le spot lumineux :

- a) variation de luminance du spot ;
- b) mouvement composé constituant la trame.

$N = 819$ , on trouve  $f_L = 20\,475$  Hz. Pour  $N = 625$  on trouve  $f_L = 15\,625$  Hz.

### SYSTEMES DE BALAYAGE

Pour balayer horizontalement (lignes) et verticalement (image) l'écran d'un tube à déviation ma-

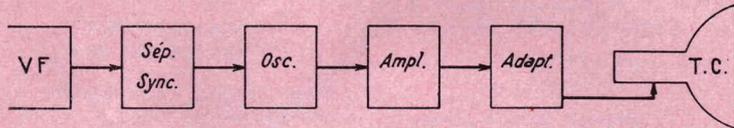


FIG. 1

Cette trame, c'est-à-dire l'ensemble des lignes parallèles horizontales est créée par deux mouvements du spot : horizontal et vertical.

Le mouvement horizontal donne les lignes et celui vertical permet de passer d'une trame à la suivante.

gnétique, il faut deux ensembles de balayage distincts nommés bases de temps qui produisent les courants en dents de scie traversant des bobines de déviation.

Les deux bases de temps sont réalisées d'après le même principe : chacune se compose des circuits suivants :

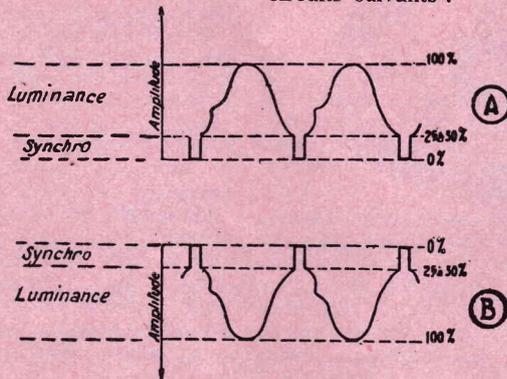


FIG. 2

Comme on l'a déjà indiqué, il y a deux trames par image, les lignes d'une trame étant intercalées avec celle de la trame suivante. Une image complète, composée de deux trames (ou demi-images) dont l'une est la trame impaire et l'autre la trame paire, se produit tous les  $1/25$  de seconde, donc, la fréquence des trames est 50 Hz et leur durée est  $1/50$  de seconde.

Le nombre total des lignes est déterminé par le standard : 819, 625, 405 en Europe ou 550 aux USA, Japon et autres pays.

Ce nombre total, par exemple 819 lignes, s'entend par image, donc pendant la durée d'une image complète qui est en Europe de  $1/25$  s.

Il en résulte que la fréquence de ligne est  $f_L = 25 \cdot N$ .

$N$  étant le nombre des lignes caractérisant le standard. Pour

- a) Circuit de séparation et synchronisation ;
- b) Circuit générateur de tensions en dents de scie ;
- c) Circuit d'amplification de ces tensions ;
- d) Circuit spécial de sortie et d'adaptation.

La figure 1 montre un ensemble de base de temps précédé du circuit VF.

L'amplificateur VF fournit les signaux de synchronisation desti-

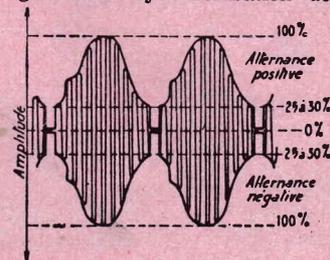


FIG. 3

nés à synchroniser les oscillateurs des deux bases de temps.

Le circuit de séparation élimine les signaux VF luminance et ne laisse substituer que ceux de synchronisation image et lignes. Dans le même montage, on trouve des dispositifs qui fournissent les signaux synchro-lignes et les signaux synchro-image séparés.

Le signal synchro convenable est alors transmis à l'oscillateur qui, dans ces conditions, fonctionnera à la même fréquence que celui de l'émetteur, 50 ou 20 475 (ou 15 625) hertz.

Le signal synchronisé de l'oscillateur est appliqué à l'amplificateur qui lui donne la forme convenable.

A la sortie de l'amplificateur, on trouve un transformateur permettant, principalement, de fournir à la bobine de déviation le courant de balayage.

Les divers circuits de la figure 1 peuvent être à lampes ou à transistors.

Nous décrirons d'abord ceux à lampes. Voici d'abord quelques indications sur le signal VF.

### SIGNAL VIDEO-FREQUENCE

Une tension vidéo-fréquence de forme quelconque, obtenue à la sortie détectrice, se présente, comme l'indiquent les figures 2A et 2B, la MF appliquée à la détectrice ayant la forme indiquée par la figure 3, valable pour les standards français.

La figure 4 rappelle deux schémas d'une lampe détectrice diode précédée d'un organe de liaison MF à transformateur, par exemple, et suivie de la liaison VF série-shunt. En A, le secondaire du transformateur attaque la cathode de la diode V, tandis que sa plaque est reliée à la liaison VF composée de  $L_1$ ,  $R_2$  et  $C_2$ .

La diode n'est conductrice que pour les alternances négatives de la MF (fig. 3, partie inférieure), car seules celles-ci rendent la cathode négative par rapport à la plaque.

Dans ces conditions, la VF est de forme telle que les signaux de brillance sont dirigés vers le bas, donc négatifs, et ceux de synchronisation vers le haut, donc positifs.

Lorsque la diode est inversée : cathode du côté VF et plaque du côté MF, comme on le voit sur la

figure 4B, seule l'alternance positive est transmise, correspondant à une plaque positive par rapport à la cathode et la VF obtenue est du type « positif » : signaux de luminance dirigés vers le haut et de synchronisation vers le bas.

Il est évident que cette représentation exprime, lorsque le signal se dirige vers le haut, qu'il y a augmentation de tension à l'électrode de sortie, et, lorsqu'il se dirige vers le bas, qu'il y a diminution de tension.

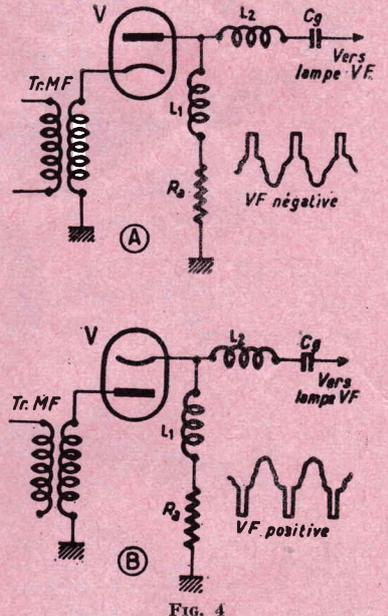


FIG. 4

Les signaux VF après amplification sont prélevés en un point convenable de l'amplificateur. Ils conservent les formes de la figure 2. Par rapport aux signaux sortant de la détectrice, ceux amplifiés ont une amplitude généralement supérieure et une polarité semblable ou inversée selon les inversions ou non-inversions produites par les étages amplificateurs.

Considérons un signal VF complet destiné à la séparation.

Il s'agit maintenant de séparer le signal complet de la partie « luminance », pour ne conserver que la partie « synchronisation ».

La figure 5 montre la courbe d'une lampe triode ou pentode, qui indique la variation du courant plaque en fonction de la tension appliquée à la grille. On voit

que toute tension grille supérieure à  $-3$  V donne lieu à un courant plaque, tandis que toute tension grille inférieure à  $-3$  V, par exemple  $-5,5$  V, supprime tout courant plaque.

Appliquons une tension comme celle de la figure 2 B à la grille de la lampe  $V_s$  de la figure 6.

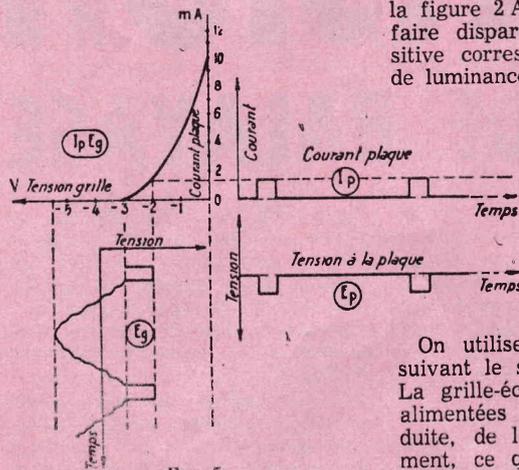


FIG. 5

Polarisons la grille de cette lampe de telle façon que le signal de synchronisation qui est positif corresponde à une variation de tension grille de  $-3$  V à  $-2$  V et que le signal de luminance, d'une variation de tension de  $-3$  V, ait une valeur plus négative que  $-3$  V, par exemple  $-5,5$  V (voir figure 5).

Dans ces conditions, d'après ce qui vient d'être dit plus haut, il

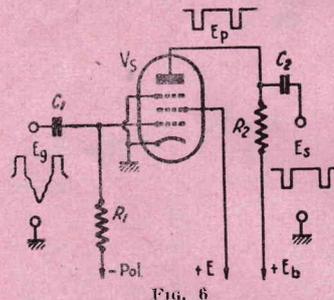


FIG. 6

n'y a variation du courant plaque que pour les tensions supérieures à  $-3$  V, donc uniquement pour le signal de synchronisation.

Sur la figure 5, la tension et le courant plaque sont représentés par  $E_g$  et  $I_p$ .

On voit que le courant varie entre 0 mA et 1,5 mA dans le cas de cet exemple.

Ce courant traverse la résistance  $R_2$  de la figure 6.

Lorsque le courant augmente, la tension à la plaque de  $V_s$  diminue. Cette tension a la forme  $E_p$  des figures 5 et 6.

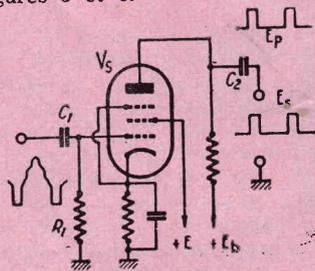


FIG. 7

La tension  $E_p$  est transmise aux bornes de sortie du séparateur par le condensateur  $C_2$  et conserve la même forme si ce condensateur est de valeur suffisamment grande.

Nous l'indiquons par  $E_s$  sur la figure 6.

Lorsque le signal a la forme de la figure 2 A, il est nécessaire de faire disparaître l'alternance positive correspondant aux signaux de luminance.

On utilise un montage réalisé suivant le schéma de la figure 7. La grille-écran et la plaque sont alimentées sous une tension réduite, de l'ordre de 40 V seulement, ce qui permet, dans certaines conditions, d'obtenir une courbe comme  $I_p E_g$  de la figure 8.

On voit que, pour toute tension grille supérieure à  $-1$  V, le courant plaque  $I_p$  ne varie plus, sa valeur se maintenant à 8 mA.

Appliquons à la grille la tension VF dite positive, de telle façon que le signal de synchronisation négatif corresponde à une variation de tension de grille de  $-2$  à  $-1$  V et le signal de luminance à une tension grille supérieure à  $-1$  V.

Dans ces conditions, il n'y aura aucune variation de courant plaque pour le signal positif de luminance.

Le courant plaque  $I_p$  ne contiendra que les signaux de synchronisation dirigés vers le bas, tandis que la tension à la plaque de  $V_s$  (voir figure 7) présentera des impulsions positives.

### DEFORMATION DES SIGNAUX SYNCHRO

Ayant obtenu les signaux synchro débarrassés de ceux de luminance, il s'agit maintenant de leur donner la forme convenant à leur emploi. Pour cela, on les déforme, ou terme plus élégant, on procède à leur mise en forme.

Les signaux à impulsion  $E_s$  des figures 6 et 7 sont destinés à synchroniser les bases de temps lignes.

Pour que cette fonction soit bien remplie, on doit les déformer de façon que les paliers horizontaux soient remplacés par des pointes et des fronts arrière.

Ceci est obtenu à l'aide de montages à résistances et capacités dits circuits différentiateurs. La figure 9 montre comment, grâce à ces circuits, la tension de synchronisation  $E_s$ , à impulsions positives ou négatives, prend la forme voulue. La tension A devient A' et la tension B, B'.

Les tensions A' et B' peuvent être traitées comme les tensions VF à l'aide de lampes sépara-

trices, de façon que l'on supprime l'alternance négative de A' et l'alternance positive de B'.

On obtient les tensions A'' et B'' de la figure 10 qui conviennent parfaitement à la synchronisation des bases de temps lignes. Ces signaux sont inversés en raison de l'utilisation d'une lampe séparatrice.

Certaines bases de temps nécessitent une tension à impulsions positives comme B''; d'autres une tension à impulsions négatives comme A''. Sachant quelle est la forme de la tension de synchronisation dont on a besoin, on peut décider du choix du montage de la détectrice.

### EXEMPLE

On monte dans le téléviseur une base de temps lignes telle que les signaux de synchronisation doivent être à impulsions comme ceux de la figure 10 A''. Les signaux A'' correspondent aux signaux A' et A de la figure 9 et est positif. Sur cette dernière fi-

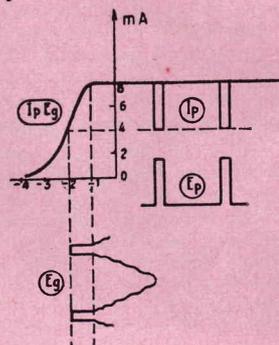


FIG. 8

au signal  $E_s$  de la figure 7, qui gure, on voit que la tension VF appliquée à la grille est du type « positif » : signaux de luminance positifs et signaux de synchronisation négatifs.

Si l'amplificateur vidéo-fréquence du téléviseur comporte une seule lampe, le signal sera inversé par cette lampe, d'où, finalement, on voit que la détectrice doit être du type indiqué par la figure 4 A. La figure 11 montre

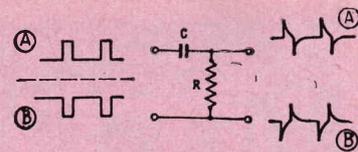


FIG. 9

la succession des circuits et la forme des signaux dans le cas de cet exemple.

Dans le cas des transistors on notera que seul le montage à émetteur commun inverse les tensions, les deux autres : base commune et collecteur commun n'inversent pas.

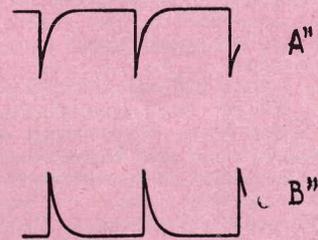


FIG. 10

### OSCILLATEURS EN DENTS DE SCIE

Pour réaliser le balayage des tubes cathodiques, qu'ils soient à déviation électrostatique ou à déviation électromagnétique, il est nécessaire de commander leurs dispositifs de déviation à l'aide de tensions de forme différente de la sinusoïde et qui se rapprochent des tensions dites « en dents de scie », parce que leur forme rappelle le profil d'une scie.

Cette forme est indiquée par la figure 12.

On voit que la tension comporte des branches obliques montantes et des branches verticales descendantes.

On dit que les branches montantes correspondent au temps d'« aller » et les branches descendantes au temps de retour.

La tension de la figure 12 est nommée « en dents de scie parfaite » parce que le retour est vertical, donc à durée nulle.

La durée totale d'une dent de scie, correspondant à un aller à un retour instantané, est T

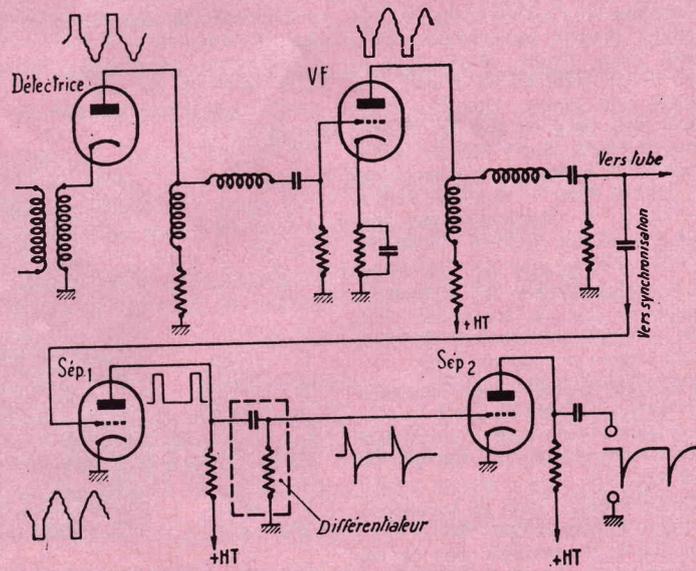


FIG. 11

## SIARSON X2

la plus petite  
enceinte  
acoustique

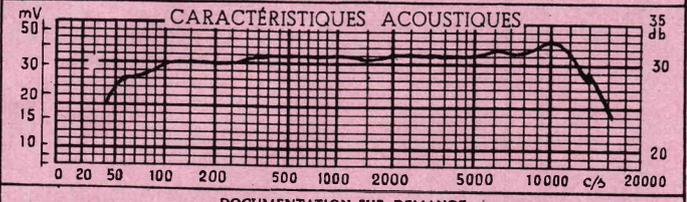
répondant  
aux plus  
sévères  
exigences  
des  
amateurs

de HAUTE-FIDÉLITÉ

Relief sonore accru. 2 haut-parleurs munis du nouveau dispositif de suspension à grande élongation contrôlée. Puissance nominale : 12 watts. Puissance de crête : 15 watts. Impédance standard : 4/5 ohms.

Raccordement par bornes à vis. Coffret bois palissandre. Dimensions : haut. 520 mm - prof. 240 mm - larg. 155 mm

Spécialement étudiée pour les chaînes Haute Fidélité, mais peut être utilisée également sur Récepteurs radio, Téléviseurs, Electrophones monau et Stéréophoniques dont elle améliore les qualités musicales.

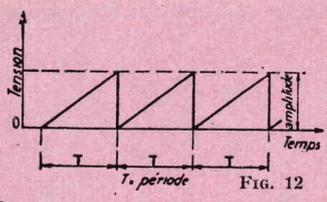


DOCUMENTATION SUR DEMANDE

# S.I.A.R.E.

17 et 19, rue La Fayette SAINT-MAUR (Seine) Tél. BUF. (283) 84-40+

En vente chez tous les grossistes revendeurs et grands magasins  
Distributeur officiel pour la région parisienne :  
DIREX, 58, rue Armand-Carrel - Montrouil-sous-Bois - DAU. 45-19  
N° 1 091 ★ Page 81



synchronisation d'image (ou verticale) sous la forme indiquée par les figures 13 A et 13 B, chacune montrant les signaux correspondant à l'une des deux demi-images constituant l'image complète qui se reproduit tous les 1/25 de seconde.

Considérons, par exemple, le signal de la figure 13 B. On voit que la modulation de lumière est supprimée pour les lignes N à N + M, de sorte que sur ces lignes le spot reste éteint.

On sait d'ailleurs que l'amplitude de la VF est égale ou inférieure à 25 ou 30 % de l'amplitude totale lorsque la modulation de lumière est supprimée, comme le montre la figure.

Nous savons que dans le standard français la durée de l'aller et du retour d'une ligne est 1/20 475 de seconde, ce qui correspond à 49 microsecondes environ, la microseconde étant égale à un millièmième de seconde.

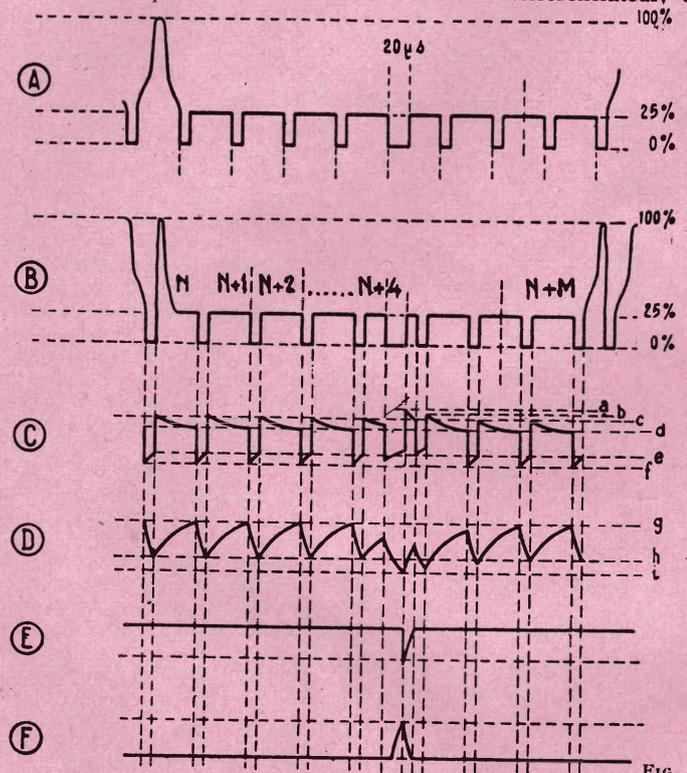
En pratique, la durée du retour n'est pas nulle, sa valeur étant de l'ordre de 10 à 18 % de celle de l'aller.

### SIGNAUX SYNCHRO IMAGE

La formation d'une image sur l'écran d'un téléviseur nécessite

### EMPLOI DES CIRCUITS DIFFÉRENTIATEURS

Lorsque ce signal est appliqué à un circuit différentiateur, dont



un balayage horizontal, permettant le traçage des lignes.

Pour que les lignes se placent les unes au-dessous des autres, il faut que le rayon cathodique soit animé également d'un mouvement vertical s'effectuant suivant des dents de scie, dont la période est 1/50 seconde, c'est-à-dire de fréquence 50 hertz.

Ce mouvement est évidemment synchronisé avec celui de l'émetteur. Il est donc indispensable de prévoir des signaux de synchronisation destinés à la base de temps verticale qui produit le mouvement du spot à 50 Hz.

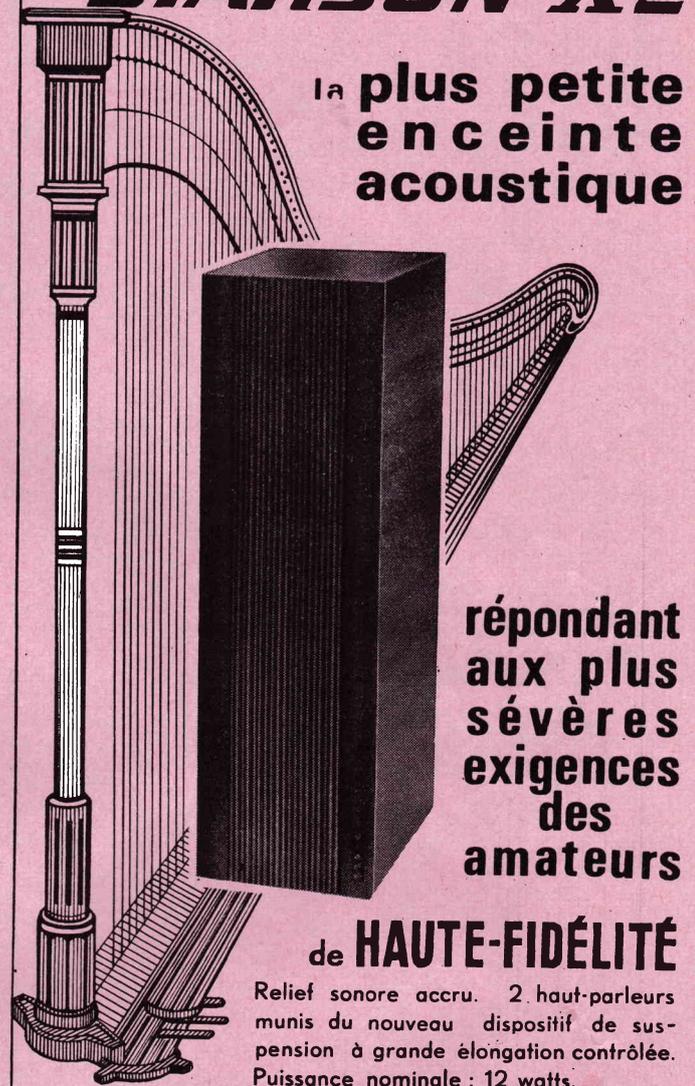
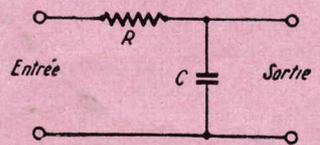
Les signaux d'image s'effectuent tous les cinquantièmes de seconde.

Ils sont intercalés dans ceux de lignes. On les sépare en même temps que ces derniers, suivant les procédés indiqués précédemment. Finalement, la vidéo-fréquence, débarrassée des signaux de luminance, se présente, au moment du passage des signaux de

nous avons déjà parlé plus haut (voir figure 9), la tension obtenue à la sortie du circuit est déformée. Cette déformation est d'autant plus grande que le produit des éléments R et C du différentiateur est faible.

Lorsque le différentiateur est utilisé pour le signal de lignes, la déformation exigée est très grande et le produit est faible. Pour dégager le signal d'image, la déformation exigée est moins prononcée et le produit RC plus élevé.

En fait, le signal d'image consiste en une modification du signal de ligne qui peut s'effectuer sur une seule ligne (standard 819 français) ou plusieurs.



# La Page des F.1000

## RADIOCOMMANDE ★ des modèles réduits

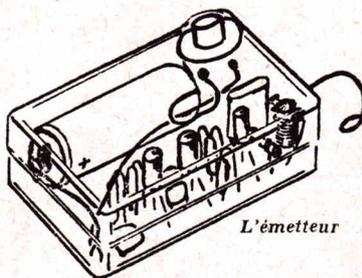
### ENSEMBLE MONOCANAL SIMPLE 27,12 MHz

Émetteur onde pure ou modulée MONOTRON 3 T — Récepteur onde pure ou modulée SIMPLIFIX

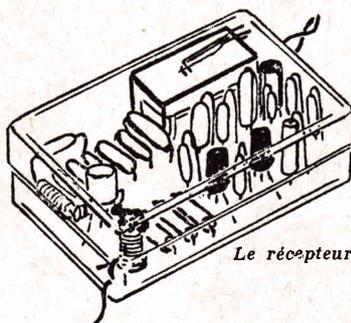
CET ensemble monocanal simple travaillant sur 27,12 Mc/s (72 Mc/s sur demande) est tout indiqué pour la radiocommande à faible distance de modèles réduits, tels que bateaux ou voitures. Il est caractérisé par des dimensions miniaturisées, l'émetteur et le récepteur mesurant 73 x 45 x 25 mm. Ils sont tous deux présentés dans le même boîtier en matière plastique transparente, l'émetteur comportant sur son couvercle supérieur un bouton poussoir de commande. L'antenne est constituée par un fil souple d'une longueur de 1,50 m. La portée de cet ensemble est d'environ 100 à 150 mètres.

#### L'EMETTEUR MONOTRON 3 T

Le schéma de l'émetteur monotron 3 T est indiqué par la fig. 1. L'alimentation s'effectue par une pile de 9 V incorporée, dont la consommation est de 5 mA. Il



L'émetteur



Le récepteur

collecteur de l'autre sont de 47 000 pF et 10 000 pF. La fréquence d'oscillateur peut varier entre 900 et 1500 c/s. Pour d'autres fréquences, il suffit de modifier les capacités des condensateurs.

#### MONTAGE ET CABLAGE

Fixer toutes les résistances et condensateurs verticalement sauf pour le condensateur C qui sera disposé horizontalement. La bobine L est fournie toute bobinée

sera branchée selon les polarités indiquées. Aucun réglage n'est nécessaire pour cet émetteur. On pourra agir sur le réglage du potentiomètre ajustable pour le maximum de portée de l'émetteur, ou s'accorder avec la fréquence du filtre si le récepteur en est muni. Comme antenne, un simple bout de fil souple de 1 m à 1,50 m suffit.

La figure 2 montre la disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit imprimé de 40 x 70 mm monté à l'intérieur du boîtier de l'émetteur.

Le bouton poussoir est monté sur le couvercle et relié d'une part au négatif de la pile 9 V par bouton pression et, d'autre part, à la ligne négative de l'émetteur, le fil correspondant traversant le circuit à proximité de R<sub>4</sub>.

La place est suffisante à l'intérieur du boîtier pour loger une pile miniature de 9 V.

#### LE RECEPTEUR

##### « SIMPLIFIX » MONOCANAL

Ce récepteur alimenté sous 9 V comprend un détecteur à superréaction d'une sensibilité de 5 µV. Il est équipé d'un AF125 et de trois RT10C ou équivalents (AC125, OC71, etc.), le troisième RT10C commandant le relais incorporé.

La figure 3 montre le schéma de principe du récepteur travaillant avec émetteur en onde pure ou modulée et la figure 3 bis la variante de schéma de l'étage de sortie actionnant le relais, dans le cas de l'emploi d'un filtre BF accordé, l'émetteur étant modulé par une fréquence BF correspondant à l'accord de ce filtre.

Le premier transistor AF125 est monté en détecteur à superréaction. La résistance ajustable en série avec 2,2 kΩ règle le maximum de sensibilité du récepteur. Dans le circuit émetteur une self de choc est montée en série avec la résistance de 2,2 kΩ découplée par deux condensateurs de 1 000 pF. Dans le circuit collecteur, un bobinage est accordé sur 27,12 Mc/s. Ce collecteur est alimenté négativement par 2,2 kΩ découplée par 0,1 µF. A noter que l'étage HF est alimenté par un découplage constitué par 150 Ω et 10 µF. La réaction se fait entre collecteur et émetteur par un condensateur de 27 pF. Un filtre composé de 2,2 kΩ et 22 000 pF bloque la HF qui pourrait subsister, la tension BF détectée est transmise par 2 µF à la base du premier RT10C; une résistance de 330 kΩ règle la tension de polarisation de la base.

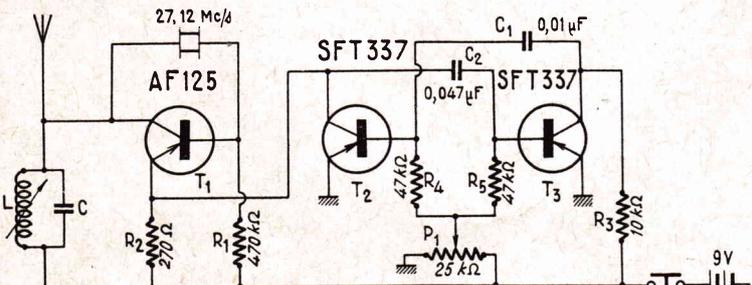


FIG. 1

s'agit d'un émetteur modulé piloté par quartz, la fréquence de modulation pouvant varier de 900 à 1500 c/s. Il se compose d'un oscillateur HF AF125, piloté par un quartz 27,12 Mc/s. Sa base est polarisée négativement par une résistance R<sub>1</sub> de 470 kΩ retournant au - 9 V. Le collecteur est relié directement au négatif par l'intermédiaire d'un circuit accordé sur 27,12 Mc/s. Le quartz est disposé entre collecteur et base. Comme modulateur un multivibrateur est utilisé, la polarisation est réglable ce qui change la fréquence. Les collecteurs du multivibrateur T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub> sont alimentés négativement l'un par 10 kΩ et l'autre par 270 Ω; à noter que l'émetteur de l'AF125 est relié au collecteur du transistor T<sub>2</sub> SFT 337. Les capacités du multivibrateur entre base de l'un et

(15 spires de fil émaillé 60/100 bobinées sur mandrin à noyau de Ø 4 mm). Les transistors seront soudés à 10 mm du corps du boîtier. Veillez à ne pas trop chauffer leurs fils de sortie. Le quartz est fixé à plat sur la plaquette. On isolera le boîtier avec un ruban adhésif pour éviter les contacts de l'interrupteur poussoir. La pile

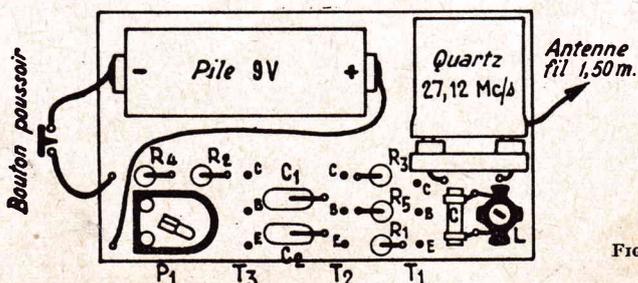


FIG. 2

### PRIX DES ENSEMBLES

décrits ci-dessus

#### RECEPTEUR ET EMETTEUR

Complets en pièces détachées avec plan de câblage. **128,00**  
Prix .....  
L'ensemble complet en ordre de marche. **149,50**

#### LE RECEPTEUR

##### « SIMPLIFIX » SEUL

En pièces détachées ..... **59,90**  
En ordre de marche ..... **77,50**

#### L'EMETTEUR « MONOTRON » seul avec quartz

En pièces détachées ..... **69,90**  
En ordre de marche ..... **79,50**

RAPID-RADIO, 64, rue d'Hauteville  
PARIS (10<sup>e</sup>) - 1<sup>er</sup> étage  
Tél. TAI. 57-82 - CCP Paris 5936-34

Expédition mandat à la commande  
Port en sus : 4,50 F  
ou contre remboursement  
(Métropole seulement)

VOIR ANNONCE PAGE 86

l'émetteur est relié directement à la masse. Le collecteur est alimenté par 4,7 kΩ au négatif et va directement à la base du deuxième RT10C monté en émetteur follower. La tension est donc recueillie sur l'émetteur de ce transistor. La résistance de charge de

l'émetteur est de 4,7 kΩ. Les tensions amplifiées sont transmises par un condensateur de 0,1 μF en série avec une résistance ajustable de 100 kΩ, à la base du troisième transistor RT10C monté en reflex. En effet, ce transistor travaille en amplificateur de tension et en am-

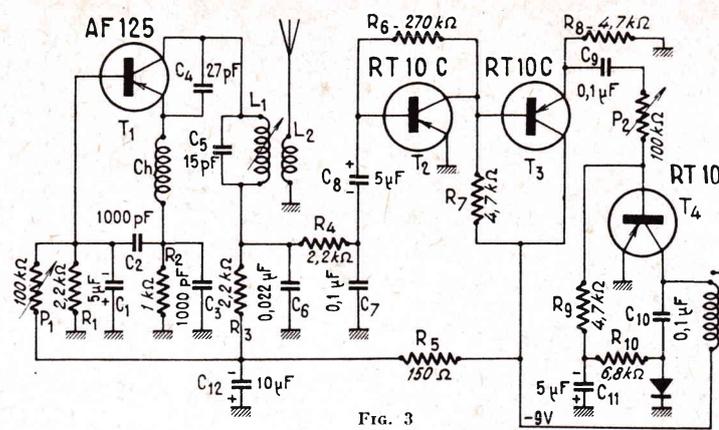


Fig. 3

plificateur de courant. La tension amplifiée au collecteur est redressée par une diode et filtrée par une résistance de 6 800 Ω et un condensateur de 10 μF; elle est ensuite appliquée sur la base de ce même transistor pour faire augmenter sa polarisation négative. Ce montage permet donc, suivant le réglage de P<sub>2</sub>, d'ajuster la tension d'entrée pour faire fonctionner le relais soit avec un émetteur en onde pure, soit avec un émetteur modulé. Le dernier étage peut aussi être transformé avec un filtre BF (fig. 3 bis). Le relais utilisé est un relais Kaco 300 Ω. Dans le cas de schéma de la figure 3 bis, avec filtre accordé, une résistance R<sub>11</sub>, de 10 kΩ, est ajoutée.

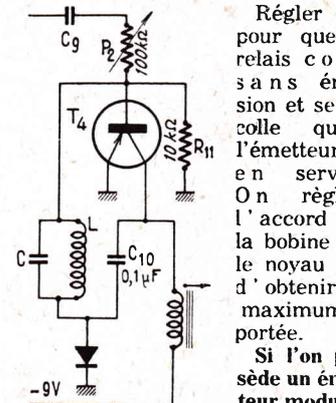


Fig. 3 bis

pour que le relais colle sur modulation et se décolle en onde pure ou en l'absence d'émission. On règle la bobine du noyau d'obtenir maximum portée. Si l'on possède un émetteur modulé, on règle pour que le relais colle sur modulation et se décolle en onde pure ou en l'absence d'émission. Pour accroître la portée : On peut ajouter un filtre BF accordé sur la fréquence de modulation de l'émetteur, ce qui évite le brouillage des parasites ou d'autres émetteurs. Pour le montage avec filtre, ne pas oublier la connexion en pointillé à faire sous la plaquette imprimée. Cette connexion est représentée sur la figure 4 bis montrant la partie droite du circuit imprimé.

**MONTAGE ET CABLAGE**  
Le circuit imprimé utilisé pour la réalisation du récepteur est de mêmes dimensions (40 x 70 mm) que celui de l'émetteur. La figure 4 montre la disposition des éléments sur la partie supérieure de ce circuit. La pile d'alimentation est extérieure au boîtier du récepteur. Elle est reliée par deux fils traversant l'un des côtés. L'antenne est reliée par un fil traversant le côté opposé du même boîtier (longueur 0,50 à 1,50 m). La polarité des condensateurs électrochimiques, le sens de branchement de la diode et le branchement des fils de sortie des transistors, coupés à environ 10 mm, seront respectés.

**REGLAGES**  
Le procédé le plus simple est de brancher un écouteur entre les cosses du relais. On doit entendre un violent bruit de souffle, si non ajuster R<sub>1</sub> pour avoir le souffle. Si l'on possède un émetteur à onde pure :

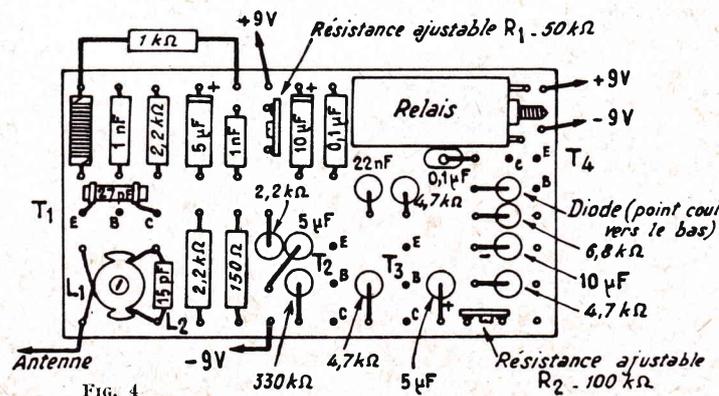


Fig. 4

**TELECOMMANDE**

|  |              |
|--|--------------|
| <b>QUARTZ miniature</b><br>Type HC 6U<br>27,120 et 27,125 Mc/s à partir de .....   | <b>18,50</b> |
| Avec tolérance plus serrée .....   | <b>21,90</b> |
| 72 Mc/s .....  | <b>15,00</b> |
| <b>Subminiature HC 25U, 26,665 Mc/s,</b><br>tolérance ± 50. 10 <sup>-6</sup> ..... | <b>25,00</b> |
| Pour autres fréquences et tolérances<br>prix et délais sur demande.                |              |
| <b>Quartz en affaire 6,67 Kc .....</b>   | <b>6,50</b>  |
| 932 Kc .....   | <b>7,50</b>  |

|  |  |
|--|--|
| <b>MICROFILTRIS B.F.</b><br>pour récepteurs multicanaux<br>environ 2 g. Toutes les fréquences<br>livrables à partir de 400 Hz. Prix<br>intéressants. |  |
|--|--|

|  |              |
|--|--------------|
| <b>MODULE A FILTRES</b><br>Câblé et réglé sur circuit imprimé,<br>avec relais 300 Ω. Livrable de<br>600 Hz à 8 000 Hz. |              |
| Prix par canal .....   | <b>35,00</b> |
| Prix sans relais .....   | <b>23,00</b> |

|  |             |
|--|-------------|
| <b>SELFS D'OSCILLATEURS B.F.</b><br>en pot ferrite pour émetteurs. Fré-<br>quence : 900 à 3 000 Hz : ..... | <b>8,00</b> |
| 3 000 à 7 000 Hz .....   | <b>8,00</b> |

Toutes les pièces pour monter l'EMETTEUR 1 WATT décrit dans les numéros 1 082 et 1 083 du « H.-P. » avec transfos, transistors, etc. Prix sur demande.

|  |               |
|--|---------------|
| <b>NOS EMETTEURS SONT TOUS PILOTES PAR QUARTZ 27,12 Mc/s</b><br><b>EMETTEURS</b>   |               |
| <b>DUOTRON, 4 canaux, 4 transistors,</b><br>400 mW environ. Portée supérieure à<br>1 km. (Décrit dans H.-P. juin 1965.)<br>Complet en pièces détachées ..... | <b>167,00</b> |
| Complet en ordre de marche .....   | <b>199,00</b> |
| <b>DUOTRON 8, 8 canaux.</b><br>Complet en pièces détachées .....   | <b>185,00</b> |
| Complet en ordre de marche .....   | <b>265,00</b> |
| Toutes les pièces peuvent être livrées séparément  |               |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>TRANSISTORS</b>                     |              |
| Silicium, Mesa, Epitaxial, Planar, NPN |              |
| 2N1986/7 .....                         | <b>7,50</b>  |
| 2N697 .....                            | <b>9,90</b>  |
| 2N706 .....                            | <b>8,50</b>  |
| 2N914 .....                            | <b>16,50</b> |
| 2N2713 .....                           | <b>6,20</b>  |
| 2N2926 .....                           | <b>5,50</b>  |
| Germanium                              |              |
| AF125 (AF115) .....                    | <b>4,50</b>  |
| AF124 (AF114) .....                    | <b>4,90</b>  |
| AF118 .....                            | <b>6,80</b>  |
| SFT358 .....                           | <b>4,70</b>  |
| AC125 .....                            | <b>3,40</b>  |
| AC126, 127, 132 .....                  | <b>3,70</b>  |
| AC128 .....                            | <b>4,00</b>  |
| OC76 .....                             | <b>5,60</b>  |
| SFT337 (AC107) .....                   | <b>4,90</b>  |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>AMPLI 4 TRANSISTORS 2,5 W</b><br>(Importé d'Allemagne) - Alimentation : 9 volts - Impédance d'entrée : 120 à 140 kΩ, impédance de sortie : 5 Ω. Qualité exceptionnelle, bonne courbe de réponse. Prix ..... | <b>55,00</b> |
| 3 transistors, environ 300 mW, impédance de sortie 30 ohms, 87x43 mm. En pièces détachées .....  | <b>26,50</b> |
| En état de marche .....  | <b>29,50</b> |
| 4 transistors, en pièces dét. .....  | <b>33,00</b> |
| En ordre de marche .....   | <b>36,50</b> |
| Préampli 1T, correct. 1 trans. .....   | <b>19,90</b> |
| Préampli 2T, correct. 2 trans. .....   | <b>49,50</b> |
| Tous sur circuit imprimé   |              |
| Livrés avec schémas de branchement.  |              |
| Condensateurs miniatures 250 et 400 volts. 10 nF, 15 nF .....  | <b>0,40</b>  |
| etc... Nous consulter.   |              |

|  |             |
|--|-------------|
| <b>100 RESISTANCES ASSORTIES</b><br>Valeurs diverses ..... | <b>8,50</b> |
|--|-------------|

|  |             |
|--|-------------|
| <b>CHIMIQUES MINIATURES 12 V</b><br>2 MF, 5 MF, 10 MF, 25 MF et<br>50 MF ..... | <b>1,00</b> |
| etc..., etc., nous consulter,  |             |

|   |  |
|---|--|
| <b>CONTROLEUR UNIVERSEL</b><br>CENTRAD DISPONIBLE |  |
|---|--|

Toutes les platines sont avec circuit imprimé. Nos prix s'entendent « sans pile »  
Demandez nos notices (joindre 2 F en timbres)

**RAPID-RADIO, 64, rue d'Hauteville - PARIS (10<sup>e</sup>) 1<sup>er</sup> étage - Tél. TAI. 57-82**  
Expédition contre mandat à la commande (Port en sus : 4,50 F)  
ou contre remboursement (Métropole seulement)  
Pas d'envoi pour commandes inférieures à 20 F - C.C.P. PARIS 5936-34  
BONNANGE

|  |              |
|--|--------------|
| <b>POTS FERRITE B.F.</b><br>7 x 11 mm et 8 x 14 mm. Qualité<br>3 H. Prix ..... | <b>1,50</b>  |
| 25 x 17,5 mm avec assemblage .....   | <b>8,50</b>  |
| Récupération avec montage 25 x 16.<br>Prix .....                               | <b>6,00</b>  |
| Autres dimensions sur demande.   |              |
| Supports LYPA 6 mm et 8 mm .....   | <b>0,40</b>  |
| Résistances ajustables miniatures toutes valeurs. Pièce .....                  | <b>0,90</b>  |
| Antenne télescopique 1,25 m. .....   | <b>12,00</b> |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>RELAIS miniatures KACO, 300 ohms</b><br>1 RT .. | <b>12,00</b> |
| 2 RT ..  | <b>14,00</b> |

|   |              |
|---|--------------|
| <b>Transformateur 9F T.S.S.11</b> .....                                       | <b>4,90</b>  |
| Transfo p. pull pour modul.-émetteur<br>1 watt, le jeu driver et sortie ..... | <b>15,00</b> |
| Transfo miniature d'oscillateur de 600<br>à 10 000 Hz en 3 gammes .....       | <b>5,50</b>  |

|  |             |
|--|-------------|
| <b>MOTEURS MINIATURES NEUFS</b>                          |             |
| Uniperm, 12 V environ 2 000 TM ou<br>JOS 4,5 volts ..... | <b>5,50</b> |
| Microperm et Monoperm en stock.                          |             |

|   |  |
|---|--|
| <b>SERVO-MOTEURS</b><br>Kinematic et Belomatic, etc.                                  |  |
| Connecteurs subminiatures pour va-<br>riophones, etc., disponibles.<br>Consultez-nous |  |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>RECEPTEUR MULTIFIX</b> multicanal à<br>4 transistors. Dim. : 75x47x30 mm.<br>(Décrit dans le « H.-P. » de juillet 65)<br>En pièces détachées .....              | <b>57,90</b> |
| Câblé et réglé .....   | <b>69,00</b> |
| Module à filtre .....  | <b>23,00</b> |
| <b>RECEPTEUR MICROFIX</b> même<br>montage que ci-dessus, mais de dimen-<br>sions plus réduites (platine 35 x 42 x<br>20 mm).<br>Complet en pièces détachées. ..... | <b>67,90</b> |
| Complet en ordre de marche. .....  | <b>79,50</b> |

|  |             |
|--|-------------|
| <b>Diodes Zener</b>                              |             |
| SFD164, 400 V, 500 mA .....                      | <b>3,90</b> |
| <b>Diodes Germanium, 1<sup>re</sup> qualité.</b> |             |
| BZY62, 8,2 V, 80 mA .....                        | <b>9,50</b> |
| 1N60 Vidéo (OA90) .....                          | <b>0,85</b> |
| 1N295 (OA70) .....                               | <b>0,80</b> |

Prix spéciaux par quantité

|                      |             |
|----------------------|-------------|
| Ferrite 200 mm ..... | <b>2,50</b> |
|----------------------|-------------|

|                                       |             |
|---------------------------------------|-------------|
| <b>A AIMANT PERMANENT</b><br>Roselson |             |
| 50 mm env. 30 Ω .....                 | <b>8,90</b> |
| 60 mm env. 30 Ω .....                 | <b>9,90</b> |
| Tous autres modèles en stock          |             |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>Siere 12 cm, 2,5 Ω</b> .....  | <b>8,90</b>  |
| <b>H.-P. HI-FI « ROSELSON »</b>  |              |
| « AF10 DFC » 25 cm. 18 watts, im-<br>pédance 8 ohms, 45 à 10 000 Hz.<br>Prix ..... | <b>65,00</b> |

|  |              |
|--|--------------|
| <b>Micro à charbon, pastilles subminiatures,</b><br>diam. 100 mm ..... | <b>3,00</b>  |
| <b>Piézo Baby 15.00</b> - Etoile .....                                 | <b>27,00</b> |

|                                  |              |
|----------------------------------|--------------|
| Importation d'Allemagne          |              |
| Micro à cristal, 1 mégohm. ..... | <b>16,50</b> |
| Micro dynamique 50 000 Ω. .....  | <b>39,00</b> |
| Micro dynamique 300 Ω .....      | <b>29,50</b> |

|   |              |
|---|--------------|
| <b>CASQUES ALLEMANDS,</b> très bonne<br>qualité, 4 000 ohms .....                           | <b>14,50</b> |
| Casque 5 ohms, pour télé. .....   | <b>15,50</b> |
| Casque qualité « professionnel » avec<br>cordon caoutchouc et coussins plas-<br>tique ..... | <b>25,00</b> |

# RADIOCOMMANDE D'UN MODELE REDUIT DE VOILIER

**M.** Henri Marnet, F. 4449, fidèle abonné depuis douze ans, vient de mettre au point une maquette de voilier radio commandé et nous communique la description de son intéressante réalisation. Nous l'en remercions vivement pour tous nos lecteurs.

fonctionnement, de réalisation classique tel celui publié dans le « Haut-Parleur », numéro spécial Radiocommande de décembre 1964, page 58, qui donne toute satisfaction et que j'ai pu réaliser en circuit imprimé dans une boîte de 55 x 55 x 25 mm. Y ajouter en sortie B.F. un écrêtage avec deux

## SERVO VOILES

Un treuil enroule sur le même tambour les écoutes de foc et de grand voile. Le moteur est donc entraîné dans un sens ou dans l'autre par deux canaux suivant schémas classiques soit à relais

servo avec un générateur BF trop généreux.)

En figure 2, le montage classique avec relais de 2 à 300 ohms. Le montage comporte moins de risques, mais il est moins élégant et bien que d'un encombrement équivalent, il est plus lourd.

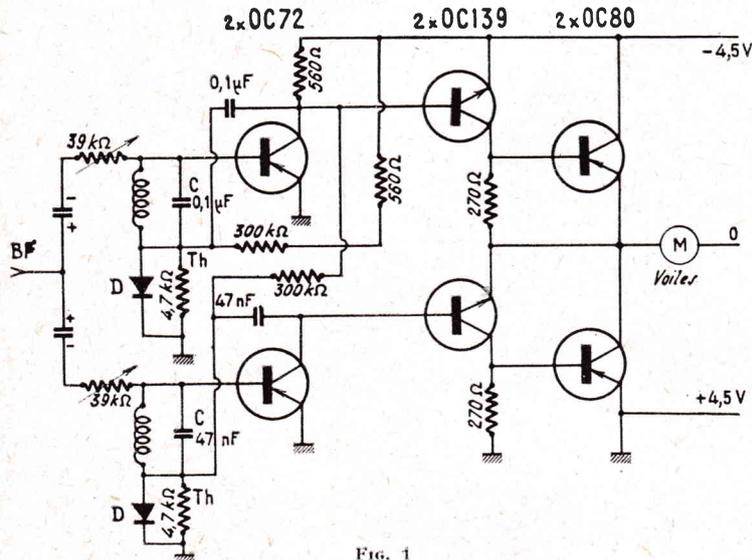


Fig. 1

La technique de la voile nécessite de doser la barre perpétuellement en fonction du vent. Une télécommande simple à quatre canaux permet de manœuvrer :

— Barre vers babord, barre vers tribord, border les voiles, larguer les voiles, sans retour à zéro.

Mais pour bien manœuvrer avec un vent variable, il est nécessaire de voir la position de la barre sur le voilier d'où une portée réduite par la visibilité de cette barre ; c'est pourquoi j'ai abandonné ce montage et j'ai préféré une commande proportionnelle.

Dans le cas présent il importait que le zéro de la barre soit sûr et corresponde au zéro de la barre de l'émetteur ; j'ai donc opté pour la modulation par deux signaux alternés. La proportion étant réalisée par le rapport des créneaux du signal rectangulaire commandant l'un et l'autre. Ainsi à longue distance, un affaiblissement éventuel du signal reçu (toujours à prévoir) provoquera une diminution de l'amplitude de déplacement de la barre, mais le zéro restera stable. De plus un arrêt d'émission doit laisser la barre droite.

## RECEPTEUR

J'ai choisi un superhétérodyne pour accroître la sécurité de

diodes en opposition qui régularise le fonctionnement et a un effet anti-parasites.

Le superhétérodyne a de plus comme avantage sur la super-réaction qu'il est moins sensible aux variations de tension d'alimentation et permet d'utiliser les mêmes piles que les servo-moteurs.

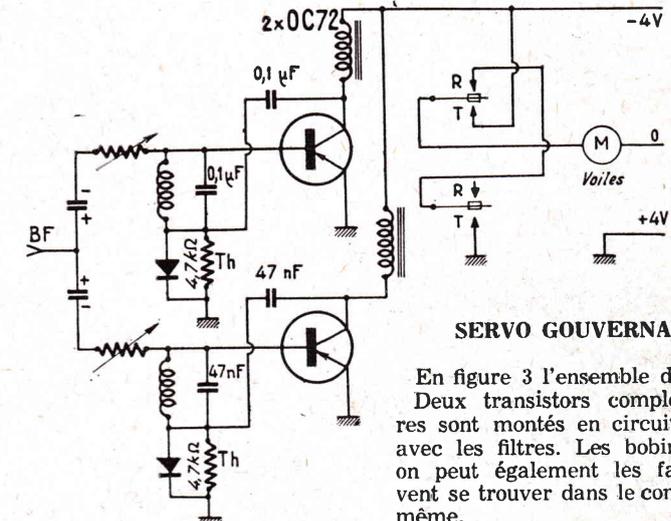


Fig. 2

soit tout transistors (fig. 1).

A noter les résistances de verrouillage dans les circuits reflex, la base d'un transistor est polarisée en partant de la tension de collecteur de l'autre. Ainsi un transistor conducteur empêche l'autre de le devenir ; sinon malheur aux OC139 et OC80 qui court-circuitent alors l'alimentation. (J'en ai fait la triste expérience en saturant le

## SERVO GOUVERNAIL

En figure 3 l'ensemble du servo. Deux transistors complémentaires sont montés en circuits reflex avec les filtres. Les bobines peuvent également les faire soit se trouver dans le commerce ; même.

Sur des pots 3B2 14x8, bobiner :  
— 180 spires de 2/10, ce qui donne 3,9 kc/s avec C = 39 nF ;  
— 330 spires de 15/100, ce qui donne 2,9 kc/s avec C = 33 nF ;

Et pour les voiles :  
— 400 spires de 15/100 soit 1,7 kc/s, avec C = 47 nF ;  
— 500 spires de 1/10 soit 1 kc/s avec C = 0,1 μF.

Deux résistances de 10 kΩ sont réunies aux collecteurs des deux transistors. Leur point commun

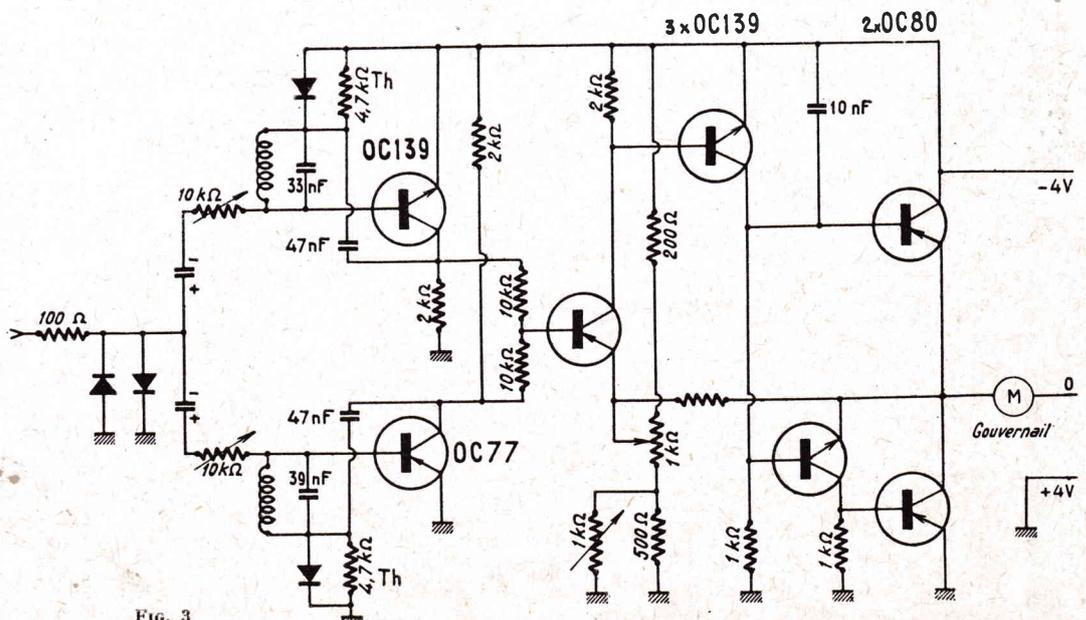
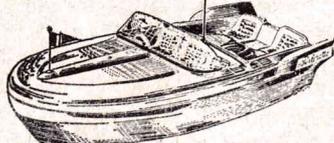


Fig. 3

# FAITES DE LA RADIOCOMMANDE

C'est passionnant... et nous pouvons vous y aider  
en vous fournissant des modèles réduits PREFABRIQUES

## VEDETTE "PERLORETTE"



(Tous frais d'envoi pour la Vedette et son équipement : 11,50)

Modèle fourni dans une boîte complète qui contient tous les éléments **préfabriqués**, en matière plastique, l'assemblage se fait par collage. Long, 70 cm, larg. 25 cm. Poids total équipé 3,4 kg.  
La boîte de montage de la Vedette seule ..... **115,00**  
Tout l'équipement électromécanique intérieur, comprenant le servo-mécanisme, accus, moteur de propulsion, piles et fournitures diverses. **174,60**  
Équipée de l'un des ensembles ci-dessous, on obtient pour cette Vedette la commande de direction (gouvernail) et de propulsion (hélice)

## POUR LE DEBUTANT

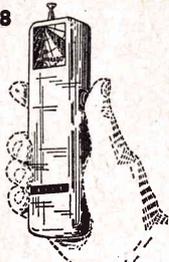
Ensemble  
Émetteur-Récepteur  
tout transistors



Portée de 80 mètres environ. Grande facilité de montage par emploi de circuits imprimés livrés tous prêts. Onde entretenue pure.  
Émetteur E.1.T. Émetteur à 1 transistor. Poids 100 gr.  
Complet en pièces détachées .. **39,50**  
En ordre de marche ..... **69,00**  
Récepteur R.4.T. Récepteur à 4 transistors. Poids 110 gr. Relais sensible incorporé.  
Complet en pièces détachées .. **115,70**  
En ordre de marche ..... **165,00**  
Frais d'envoi pour les 2 appareils 3,00

## EMETTEUR E.118

Ce modèle est également d'une grande simplicité de montage. Il comporte un seul transistor AF118. En coffret plastique incassable de dimensions 17 x 4 x 3,5 cm - 27 MHz Antenne télescopique. Portée de 300 à 500 mètres. Convient pour le récepteur R.4.T.  
Complet en pièces détachées. **63,20**  
Prix ..... **105,00**  
En ordre de marche .....  
(Frais d'envoi : 3,00)

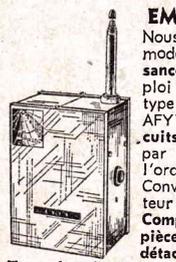


## ENSEMBLE MONOCANAL MODULE EM3/R4M

Ensemble Émetteur-Récepteur monocanal, fonctionnant en onde modulée. Le récepteur comporte un filtre accordé, qui fait que le récepteur ne répond uniquement que sur son émetteur propre. Insensibilité totale aux parasites et autres émissions.  
L'émetteur EM3, complet en pièces détachées ..... **98,80**  
En ordre de marche ..... **145,00**  
Le récepteur R4-M, complet en pièces détachées ..... **83,00**  
En ordre de marche ..... **118,00**  
Frais d'envoi pour les 2 appareils 5,00

## EMETTEUR E.3.T.

Émetteur de plus forte puissance, stabilisé par quartz, 3 transistors. Fréquence 27,12 MHz. Convient également pour le récepteur R.4.T. ci-contre.  
Complet en pièces détachées. Prix ..... **123,20**  
En ordre de marche ..... **170,00**  
(Frais d'envoi : 3,50)

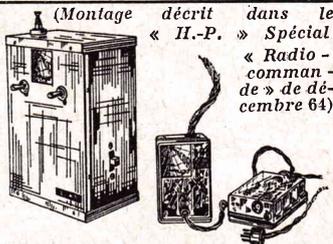


## EMETTEUR EY 19

Nous disposons ici d'un modèle de grande puissance, obtenu par l'emploi d'un transistor de type professionnel : le AFY19. Câblage sur circuits imprimés. Pilotage par quartz. Portée de l'ordre de 1 000 mètres. Convient pour le récepteur R.4.T.  
Complet en pièces détachées ..... **136,00**  
En ordre de marche ..... **185,00**  
(Frais d'envoi : 3,50)

## ENSEMBLE MULTICANAL RTC4/ET4-8

Ensemble émetteur et récepteur 4 canaux, entièrement transistorisé. Possibilité d'ajouter des éléments aux 2 appareils, pour transformation en 8 canaux. Émission stabilisée par quartz, 72 MHz.  
L'émetteur ET4-8 en pièces détachées ..... **192,00**  
En ordre de marche ..... **285,00**  
Le récepteur RTC4 en pièces détachées ..... **225,00**  
En ordre de marche ..... **290,00**  
(Frais d'envoi : 5,00)



Nous vous rappelons  
Notre catalogue spécial « **RADIOCOMMANDE** » qui contient tout ce qui est nécessaire pour s'initier et pratiquer en Radiocommande : Émetteurs et Récepteurs, Servomécanismes, moteurs, champmètre, etc. Envoi par retour contre 2 timbres lettre.  
Notre ouvrage « **RADIOCOMMANDE** » écrit spécialement à l'intention des débutants, il contient absolument tout ce qu'il est nécessaire et suffisant de connaître pour éviter des échecs. Avec de nombreux schémas et plans de montage, tous, réellement réalisés. Envoi par retour et franco contre ..... **23,80**  
Le catalogue ci-dessus est joint gratuitement à cet ouvrage.



# PERLOR-RADIO

Direction : L. PERICONE

16, r. Hérold, PARIS (1<sup>er</sup>) - Tél. CEN. 65-50

C. C. P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions  
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE  
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT

Ouvert tous les jours (sauf dimanche) de 9 à 12 h et de 13 h.30 à 19 h

est donc à une tension moyenne qui variera suivant que l'un ou l'autre transistor recevra un signal. Comme les deux signaux sont envoyés alternativement, la tension moyenne sera fonction de la durée respective de chaque alternance.

La suite du montage a été décrite, page 43, du numéro spécial Radiocommande déjà cité. Le transistor d'entrée qui commande l'ensemble maintient l'équilibre entre la tension moyenne ci-dessus et celle du curseur du potentiomètre couplé à l'axe du gouvernail.

Ainsi, le système retrouve un équilibre après chaque déplacement, d'où consommation réduite par rapport aux montages faisant osciller perpétuellement le moteur.

Ce moteur entraîne l'axe du gouvernail par démultiplication et friction de sécurité, l'axe du gouvernail est couplé par engrenage au potentiomètre. Ainsi sans émission si l'on déplace la barre, celle-ci reprend sa position centrale jusqu'à ce que l'équilibre soit rétabli par le potentiomètre.

A noter la résistance de contre-réaction entre le curseur du po-

La platine HF (fig. 4) a déjà été décrite dans le n° 1075, page 86. Sa puissance est confortable pour un voilier. L'ampoule d'antenne 6 V 0,1 A s'allume presque normalement soit environ 400 mW. La puissance d'émission est une chose, mais la consommation n'est pas à négliger. La solution serait le montage symétrique en sortie, de meilleur rendement.

**Modulateur voiles** (fig. 5). Schéma classique avec pour transformateur un Audax TRSS 11 rebobiné primaire 300 spires, secondaire 80 spires en 2/10. Les résistances ajustables de 2 kΩ permettent d'accorder sur les fréquences des filtres de 1 et 1,7 kc/s. On peut shunter ces ajustables pour une meilleure précision de réglage.

**Modulateur proportionnel de gouvernail :**

En figure 6, l'ensemble comprenant deux transistors oscillateurs T1 et T2, le multivibrateur avec T3 et T4 et la commutation avec T5 et T6.

Les deux oscillateurs (transformateurs rebobinés à 250 et 80 spi-

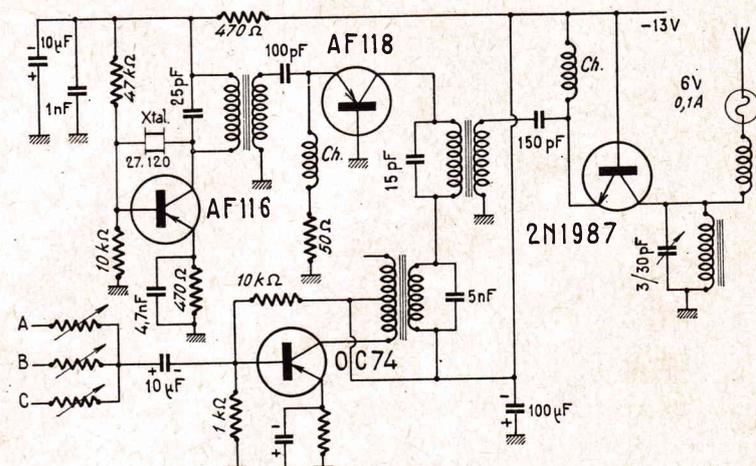


Fig. 4

tentiomètre et le moteur de gouvernail ; elle est ici de 10 kΩ, mais doit être ajustée en fonction des transistors et du moteur. Elle permet d'éviter l'oscillation autour de l'équilibre, mais si elle est trop basse il faut alors un déplacement trop grand de la barre de l'émetteur pour que le moteur réagisse, et la commande manque de précision.

J'ai utilisé des moteurs de 13 grammes à 3,50 F. (Ils doivent être épuisés.) Leur seul défaut était leur gourmandise : plus de 1 A sur 4 V. En bobinant 300 spires environ en 2/10 par pôles au lieu des 80 spires en 3/10, leur consommation est plus réduite : sur 4 V 75 mA à vide, et 200 mA environ bloqués ; ce qui laisse une bonne marge pour les OC 80.

La résistance ajustable en série avec le potentiomètre permet de régler le zéro à la barre sans émission.

L'ensemble de ce servo tient dans une boîte plastique de 80 x 25 x 30 mm et pèse 60 grammes, mais on peut faire beaucoup mieux.

tes) sont accordés sur les fréquences des filtres du servo, soit ici 2,9 et 3,9 kc/s.

Le multivibrateur produit un signal rectangulaire de 500 Hz environ dont les alternances attaquent respectivement les bases des transistors T5 et T6, dont les collecteurs reçoivent chacun une fréquence de modulation qu'ils court-circuitent alternativement lorsqu'ils sont saturés par leur base.

Le potentiomètre de 1 kΩ fait varier la largeur d'un créneau par

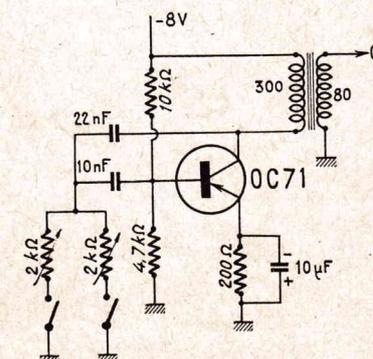


Fig. 5

# FILTRES BF POUR 8 CANAUX

DANS un récepteur multicanaux à filtres équipé d'un nombre important de canaux, il est indispensable d'utiliser des filtres BF de qualité, présentant la surtension requise afin que la sélectivité soit suffisante pour que la réponse de chaque filtre permette d'actionner uniquement le relais qui lui est associé. La réalisation de tels filtres est déconseillée aux amateurs qui ne disposent pas des appareils de mesure nécessaires. C'est à leur intention que leur est proposée une nouvelle série de filtres permettant l'accord sur 8 canaux avec une sécurité de fonctionnement maximum.

Chaque filtre est monté sur un circuit imprimé de 28 x 65 mm comportant son transistor amplificateur, son relais, la résistance

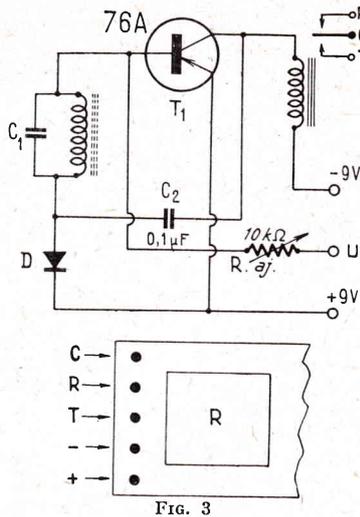


Fig. 3

ajustable d'entrée, le condensateur d'accord du filtre et le condensateur reliant le collecteur du transistor à la diode détectrice. L'entrée, l'alimentation + et - 9 V et les trois contacts du relais (commun C, contact repos R et contact travail T s'effectuant par des cosses).

## MONTAGE ET CABLAGE

Le circuit imprimé (réf. 232), de 28 x 65 mm, se présente comme indiqué par la figure 2 qui montre la disposition de ses éléments : filtre S, relais R, transistor 76 A, résistance ajustable de 10 kΩ, con-

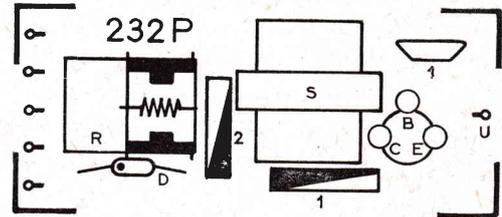


Fig. 1

## SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe de chaque filtre est indiqué par la figure 1. Des filtres de ce type ont déjà été utilisés sur le camion radiocommandé dont la description a

été publiée dans le numéro 1 085. Pour une fréquence de modulation de l'émetteur correspondant à l'accord du filtre, la diode D détecte et la composante continue négative, appliquée sur la base du transistor 76 A, rend conducteur ce transistor, ce qui actionne le relais RL de son circuit collecteur. La résistance ajustable série Raj, reliée par la cosse U et un condensateur de liaison extérieur à la plaque à la sortie du récepteur permet de doser les tensions d'entrée appliquées à chaque filtre afin qu'ils ne répondent que pour les tensions correspondant à leurs fréquences d'accord.

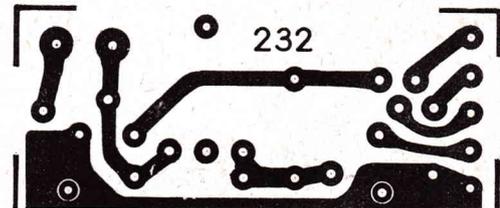


Fig. 2

été publiée dans le numéro 1 085. Pour une fréquence de modulation de l'émetteur correspondant à l'accord du filtre, la diode D détecte et la composante continue négative, appliquée sur la base du transistor 76 A, rend conducteur ce transistor, ce qui actionne le relais RL de son circuit collecteur. La résistance ajustable série Raj, reliée par la cosse U et un condensateur de liaison extérieur à la plaque à la sortie du récepteur permet de doser les tensions d'entrée appliquées à chaque filtre afin qu'ils ne répondent que pour les tensions correspondant à leurs fréquences d'accord.

Deux types de bobines, bleues ou jaunes, permettent l'obtention de 8 fréquences différentes d'accord, selon la capacité du condensateur d'accord C. Le tableau ci-dessous indique ces fréquences :

| C, pF  | F (Hz) | Bobine |
|--------|--------|--------|
| 47 000 | 810    | bleue  |
| 22 000 | 1 200  | bleue  |
| 33 000 | 1 700  | jaune  |
| 22 000 | 2 200  | jaune  |
| 15 000 | 2 800  | jaune  |
| 10 000 | 3 500  | jaune  |
| 6 800  | 4 200  | jaune  |
| 4 700  | 1 700  | jaune  |

à l'entrée U et sur l'autre (figure 2 c) aux contacts C, R, T du relais et au + et - 9 V de l'alimentation.



## N° 232 — FILTRE BF

Ensemble pièces détachées : compris circuit imprimé, bobinage, transistor, diode, condensateurs, résistances ajustables, etc. . . . 44,00

## N° 232 F

Bobinage seul avec son condensateur d'accord . . . . . 16,00

## RADIO-PRIM

Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest  
PARIS (9<sup>e</sup>) - FIG. 26-10

GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc  
PARIS (10<sup>e</sup>) - NOR. 05-15

GOBELINS (MJ), 19, r. Cl.-Bernard  
PARIS (5<sup>e</sup>) - GOB. 47-69

Pte DES LILAS : 296, r. de Belleville  
PARIS (20<sup>e</sup>) - MEN. 40-48

Service Province :  
RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>)  
296, rue de Belleville - 797-59-67  
C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente :  
Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F; solde contre remboursement.

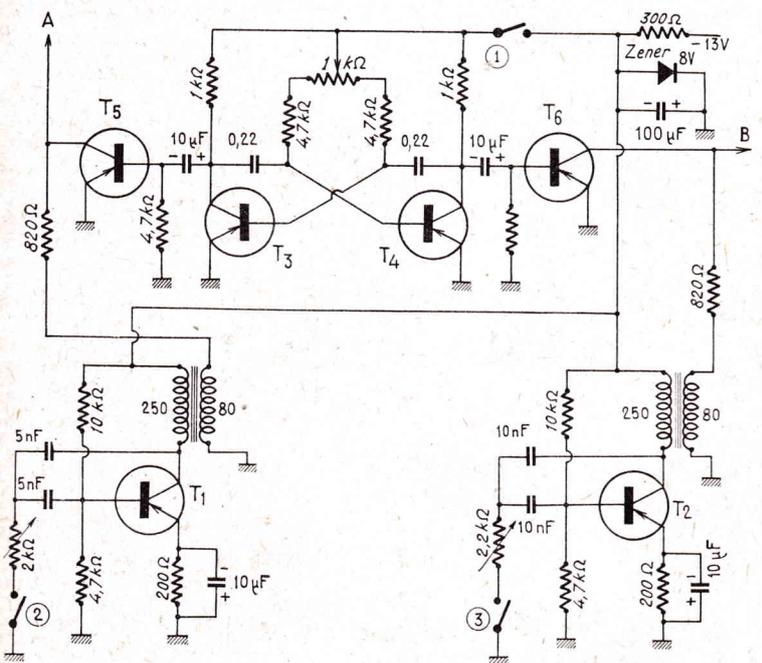


Fig. 6

rapport au suivant, donc la durée de passage d'une fréquence par rapport à l'autre. La position du gouvernail est donc fonction de la position de ce potentiomètre.

- Superhétérodyne . . . . . 70 gr.
- Servo voile (à relais) . . . 70 gr.
- Servo gouvernail . . . . . 60 gr.
- 2 piles stand. 4 V . . . . . 200 gr.

400 gr.

A noter les contacts (1), (2), (3) d'un contacteur qui sont normalement fermés pour le fonctionnement en proportionnelle. Lorsqu'ils sont ouverts, le gouvernail peut être commandé par des poussoirs branchés en (2) et (3). Le gouvernail revient alors à zéro si aucun signal n'est envoyé. La commande doit aussi fonctionner sans retour au zéro, si l'on découple mécaniquement du gouvernail son potentiomètre : c'est le TRIM.

plus deux moteurs et démultiplié. L'ensemble fonctionne bien, mais pour celui qui connaît la voile et sa manœuvre, il y a mieux à faire :

Si le bateau est ardent, il faut tenir la barre en fonction des variations du vent qui sont difficiles à juger à distance. Il faudrait donc un gouvernail automatique commandé par la voile pour fixer un cap par rapport au vent, le gouvernail pouvant toujours être commandé par l'émetteur pour virer.

M. Henri MAMET.  
(F. 4.449.)

Sur mon voilier, de longueur 9,90 m, l'installation est peu encombrante :

# CHARGEUR D'ACCUMULATEURS 5 - 12 V 0,4 A RÉGULÉ

Les semi-conducteurs modernes permettent la réalisation de chargeurs de dimensions réduites et d'excellent rendement.

Malheureusement, les appareils obtenus sont de très faible résistance varient dans de grandes proportions (1 à 3 fois, surtout pendant les premières heures de charge d'une batterie « à plat ».

Pour pallier cet inconvénient, la solution courante est de prévoir des prises sur le transformateur et de mettre une résistance en série avec l'utilisation.

L'emploi de résistances chutrices assure une certaine régulation du

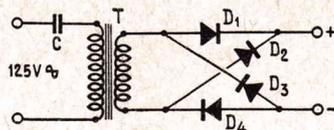


Fig. 1

courant, mais, pour que l'effet devienne intéressant, il faudrait dissiper plusieurs fois la puissance appliquée à l'accumulateur (10 à 15 W pour les batteries de 12 V 4 AH).

Cet procédé ne permet pas la réalisation d'appareils compacts et nous avons cherché un procédé de régulation automatique.

Nous en sommes arrivés à un appareil très simple capable de recharger des batteries de 5 à 12 V sous 0,4 A (fig. 1).

Le procédé consiste à accorder le primaire du transformateur sur la fréquence du réseau par un condensateur série. A cet accord correspond un maximum de puissance disponible aux bornes de sortie de l'appareil. Les variations de charge ont pour effet de modifier l'impédance primaire de  $T_1$  et par conséquent l'accord du circuit, limitant ainsi le courant dans l'utilisation.

En choisissant judicieusement l'accord du circuit primaire, il nous a été possible d'obtenir des caractéristiques de régulation intéressantes (fig. 2).

Voici les caractéristiques de notre montage destiné à fonctionner sur 125 V.

C : 1,6  $\mu$ F papier, 300 Vs.

T : Primaire : 120 V, 570 spires ; secondaire : 16 V, 73 spires ; section : 8,5 cm<sup>2</sup>.

D<sub>1</sub> à D<sub>4</sub> : Diodes OA31 sans refroidisseur.

Suivant les caractéristiques du transformateur, il sera nécessaire de rechercher la valeur optimale du condensateur C ; nous proposons la méthode suivante :

— Brancher à la sortie du redresseur une batterie (complètement chargée) du nombre maximum d'éléments que l'on se propose d'entretenir.

— Raccorder le primaire du transformateur au réseau par des condensateurs de valeurs croissantes jusqu'à l'obtention du courant de charge désiré.

— Diminuer ensuite un à un le nombre des éléments de l'accumulateur et noter les courants obtenus, afin de tracer la courbe de régulation.

— Essayer d'autres valeurs de C et retenir la valeur ayant donné

les plus faibles variations, comme tenu du courant désiré.

La courbe optimum de la figure a été obtenue sur notre modèle les variations de courant relevés lors de la charge complète d'une batterie sont inférieures à 12%. On peut donc charger en toute tranquillité une grande variété de batteries. La mise en court-circuit

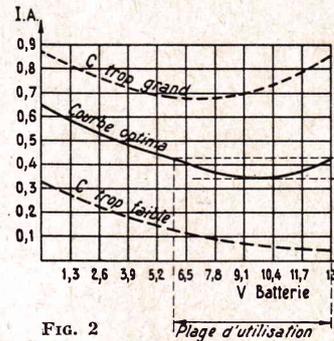


Fig. 2

chargeur est même possible sans risques de détérioration.

Nota. — Pour ceux qui voudraient réaliser des variantes de cet appareil, nous précisons que :

— Pour augmenter le courant disponible, il faut diminuer le nombre de spires du primaire de  $T_1$  ou augmenter la valeur de C.

— Pour augmenter la tension disponible, accroître le nombre de spires secondaires sans varier C.

— Pour adapter l'appareil à des réseaux de 220V, il faut augmenter le nombre de spires primaires et diminuer C.

Un projet de chargeur pour 220 V réseau est donné figure 3.

J. ROSSAERT  
F. 2215.

## SPÉCIAL TÉLÉCOMMANDE !...

POUR VOS LOISIRS

POUR VOS PLAISIRS

## R.D. ELECTRONIQUE vous propose :

**ENSEMBLE MONOCANAL R.D. JUNIOR/1 T** - Tout transistors piloté quartz - Al. émetteur 3 piles 4,5 V - Puissance 250 mW - Prix complet en état de marche, sans pile ..... **200,00**

**R.D. JUNIOR/2 T** - Modèle identique au précédent, mais en deux canaux et puissance HF 350 mW ..... **275,00**

**EMETTEUR A TRANSFORMATION ST 131 ET ST 131/19** - Puissance HF : ST 131 : 150 mW - ST 131/19 : 500 mW. Ces appareils utilisent les oscillateurs BF embrochables HO - TG - 10 - Renseignements sur demande. Récepteur Superhet RX 129 - Piloté quartz. Prix en état de marche ..... **195,00**  
Prix en pièces détachées ..... **175,00**  
Antenne C.L.C. accordée au centre ..... **25,00**

**COMMANDE PROPORTIONNELLE** : Manche de commande 4 canaux - Permet de faire du double proportionnel et de commander simultanément 2 BELLAMATIC - Cadence de découpage 8 à 10 Hz - S'adapte sur tous les émetteurs multicanaux y compris le GRUNDIG. Prix ..... **250,00**

**SIMPROP** - Le premier Ensemble Européen à commandes proportionnelles - Système digital - Poids total du récepteur, servos (4) et alimentation : 670 gr. Lors d'une perte de contrôle, de brouillage par parasites ou émission de Talkie Walkie, toutes les commandes se mettent en neutre et le moteur passe au ralenti - Notice sur demande - Prix et livraison fin septembre.

**FILTRES BF** - Marque REUTER : Les plus petits et les plus sélectifs du marché européen - 23 Fréquences disponibles - Livré complet en sachet avec capacité d'accord ..... **15,00**

Relais KAKO, Siemens, Gruner - JO 1 et JO 2.  
Tous les transistors silicium - Nouveaux prix - Voir l'additif à notre Catalogue.

**NOUVEAUTE !**  
**EMETTEUR TOUT TRANSISTORS 1 Watt HF** livrable de 1 à 12 canaux 27 MHz. Addition de canaux par simple embrochage. Livrable en Kit et monté. Prix et délais fin septembre.

**EMETTEUR 72 MHz**, 0,5 HF. Livrable de 1 à 12 canaux. Même principe que ci-dessus. Livrable en Kit et monté. Prix et délais fin septembre.

Et tout le matériel miniature et subminiature.  
CATALOGUE 64/65 + ADDITIF contre 3,25 F

## "R.D. ELECTRONIQUE"

4, rue Alexandre Fourtanier - TOULOUSE

C.C.P. : 2278-27 ALLO : 22-86-33

## BIBLIOGRAPHIE

### MANUEL D'ECLAIRAGE PHILIPS

Société des Editions Radio-Paris  
Deuxième édition mise à jour  
152 pages, format 16x24, avec 177 illustrations. Prix : 12 F (+ t.l.), par poste : 13,20 F. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Beaumur, Paris-2<sup>e</sup>.

Ce Manuel a un double but : faire connaître le matériel d'éclairage et montrer comment l'utiliser. Il donne donc des notions de photométrie, puis une description détaillée des lampes et de leurs accessoires, après avoir exposé leur principe de fonctionnement. Il traite ensuite des luminaires et de l'éclairagisme. Les éclairagistes recommandés par l'Association Française de l'Eclairage ont été reproduits en annexe. Une première édition a montré qu'un tel Manuel répondait à un réel besoin. Pour

qu'il continue à jouer son rôle compte tenu de l'évolution rapide de l'industrie de l'éclairage, une seconde édition s'imposait. Cette seconde édition comporte donc de nombreuses modifications et adjonctions. Destinée aux électriciens, aux chefs de chantier, et à tous ceux qui s'occupent d'éclairage, elle fait le point sur la situation actuelle.

Extrait de la table des matières :  
— Les unités de mesure utilisées en éclairagisme. — Les lampes à incandescence. — Les lampes pour la photographie. — Les lampes à décharge électrique dans les gaz. — Les lampes à vapeur de sodium et à vapeur de mercure. — Les lampes tubulaires fluorescentes. — Les lampes à luminescence. — Les appareils d'éclairage. — Le projet d'éclairage. — L'éclairage public. — L'éclairage par projection. — Les sources de rayonnement, et Code Officiel de l'Eclairage (traits).

# DÉCLENCHEUR A CELLULE PHOTORÉSISTANTE

PARMI les différents types de cellules photoélectriques, la cellule photorésistante a l'avantage d'une grande sensibilité qui lui permet d'actionner directement un relais sensible. Le déclencheur décrit ci-dessous est équipé d'une cellule photorésistante et de deux transistors amplificateurs de courant continu montés en cascade, ce qui lui confère une sensibilité remarquable.

L'effet photoconducteur se caractérise par un accroissement de la conductibilité de certains cristaux semi-conducteurs lorsqu'ils sont irradiés par les photos d'une source lumineuse. Les photodiodes au germanium ou au silicium possèdent cette propriété et nous avons déjà eu l'occasion de décrire des déclencheurs photoélectriques à transistors, équipés de telles photodiodes.

La cellule photorésistante au sulfure de cadmium, offre une importante variation de résistance en fonction de l'éclairement, d'où son nom de LRD (Light Dependant Resistor). Elle est constituée par un disque sur lequel a été déposé du sulfure de cadmium pur, au-

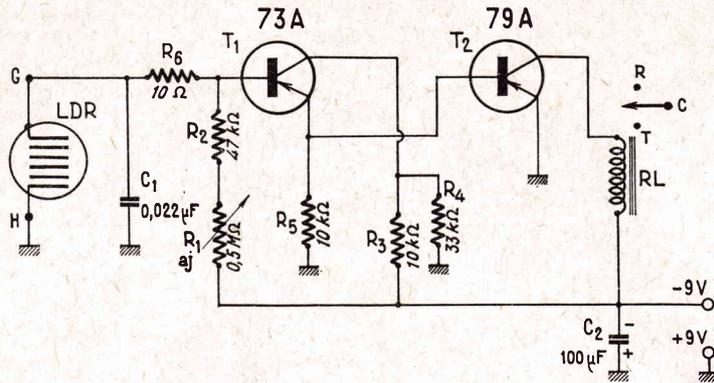


Fig. 1. — Schéma du déclencheur à cellule photorésistante

en route et l'arrêt du téléviseur, etc.

Le déclencheur est monté sur une plaquette à câblage imprimé de 80 x 45 mm (réf. 282) et la cellule LDR à l'intérieur d'un cylindre en matière plastique de 20 mm de diamètre et de 100 mm de longueur. Lorsque la pile d'alimentation de 9 V est branchée et que le cylindre se trouve dans l'obscurité, le relais colle. En di-

0,022 µF constitue un découplage. Le collecteur de T<sub>1</sub> est alimenté en continu par le pont R<sub>3</sub> (10 kΩ), R<sub>4</sub> (33 kΩ) entre - 9 V et + 9 V. La résistance d'émetteur R<sub>5</sub> est de 10 kΩ et l'émetteur de T<sub>1</sub> est relié directement à la base du transistor T<sub>2</sub> 79 A dont le circuit collecteur comporte le bobinage d'excitation du relais.

correspond à celle du schéma de principe. Leurs valeurs sont les suivantes :

- R<sub>1</sub> : résistance ajustable 0,5 MΩ ;
- R<sub>2</sub> : 47 kΩ ;
- R<sub>3</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>4</sub> : 33 kΩ ;
- R<sub>5</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>6</sub> : 10 Ω ;
- C<sub>1</sub> : 0,022 µF ;
- C<sub>2</sub> : électrochimique 100 µF.

Trois cosses à souder : C, R, T, correspondent aux contacts communs, repos et travail du relais ; deux cosses G et H au branchement de la cellule, reliée par fil torsadé au cylindre et deux cosses + et - à la pile 9 V.

Le bouchon du cylindre plastique est percé pour la traversée des deux fils de sortie de la cellule, qui se trouve maintenue contre ce bouchon. Dans ces conditions seul un faisceau lumineux convenablement orienté peut provoquer le déclenchement du relais.

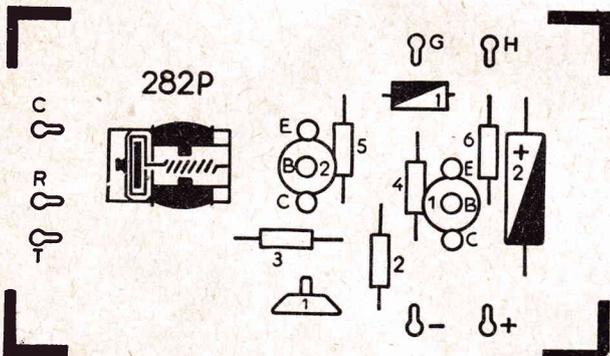


Fig. 2 a. — Partie supérieure de la plaquette à circuit imprimé 282 du déclencheur

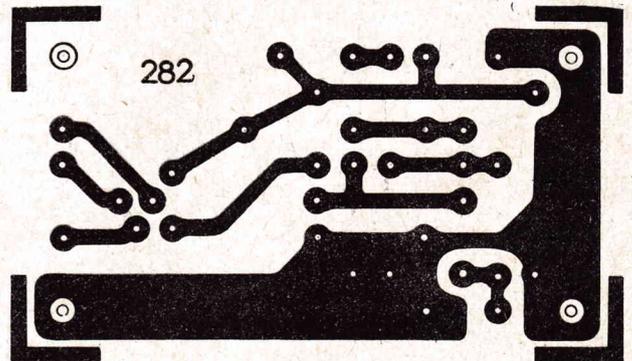


Fig. 2 b. — Partie inférieure de la plaquette 282

quel a été ajouté un activateur comprenant un mélange de gallium et de cuivre. Elle est enfermée dans une ampoule de verre protectrice. Sa résistance, qui est de l'ordre de 10 MΩ dans l'obscurité totale, peut s'abaisser jusqu'à 100 Ω pour une lumière incidente de 1 000 lux. Des cellules de ce type sont utilisées pour la commande automatique de contraste selon la lumière ambiante sur les téléviseurs. On peut également les utiliser pour la commande à distance des téléviseurs par un faisceau lumineux à l'aide, par exemple, de plusieurs déclencheurs tels que celui qui est décrit. Les contacts du relais de chaque déclencheur peuvent actionner un deuxième relais plus puissant, avec un certain nombre de circuits inverseurs permettant la commutation sur la 1<sup>re</sup> et la 2<sup>e</sup> chaîne, la mise

reignant un faisceau lumineux d'une lampe de poche dans l'axe du cylindre comprenant la cellule, le relais décolle et le contact repos peut être utilisé pour la mise en service d'une lampe, d'une sonnerie d'alarme ou l'enclenchement d'un deuxième relais pour la télécommande d'un téléviseur, par exemple.

## SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe complet du déclencheur est indiqué par la figure 1. Le sens de branchement de la cellule LDR est sans importance. La cellule fait partie d'un pont d'alimentation de base du premier transistor T<sub>1</sub>, 73 A comprenant, entre - 9 V et masse (+ 9V), la résistance ajustable R<sub>1</sub>, la résistance R<sub>2</sub> de 47 kΩ, la résistance R<sub>6</sub> de 10 Ω. Le condensateur de

Lorsque l'ensemble est sous tension dans l'obscurité, la résistance de la cellule LDR est élevée et la base de T<sub>1</sub> se trouve portée à une tension négative importante, réglable par Raj. pour ajuster la sensibilité, ce qui rend T<sub>1</sub> conducteur. La tension négative d'émetteur de T<sub>1</sub> est transmise à la base de T<sub>2</sub> qui est également conducteur, ce qui fait coller le relais RL.

Lorsqu'un faisceau lumineux frappe la cellule, sa résistance diminue et la polarisation négative de base du transistor p-n-p T<sub>1</sub> n'est plus suffisante pour le rendre conducteur. Le deuxième transistor T<sub>2</sub> dont la base n'est plus polarisée négativement n'est également plus conducteur et le relais RL décolle.

## MONTAGE ET CABLAGE

Les figures 2a et 2b montrent les vues supérieure et inférieure de la plaquette à circuit imprimé 282. La numérotation des éléments

## N° 282 — DÉCLENCHEUR PHOTO-ELECTRIQUE PAR CELLULE PHOTO RESISTANTE

Ensemble pièces détachées : compris circuit imprimé, transistors, cellule, relais, condensateurs, résistances, etc. .... 45,70

## RADIO-PRIM

Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest PARIS (9<sup>e</sup>) - FIG. 26-10

GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc PARIS (10<sup>e</sup>) - NOR. 05-15

GOBELINS (MJ), 19, r. Cl.-Bernard PARIS (5<sup>e</sup>) - GOB. 47-69

Pte DES LILAS : 296, r. de Belleville PARIS (20<sup>e</sup>) - MEN. 40-48

Service Province : RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>) 296, rue de Belleville - 797-59-67 C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente : Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F ; solde contre remboursement

# AMPLIFICATEUR BF UNIVERSEL

## 400 mW

Ce petit amplificateur BF à trois transistors délivrant une puissance modulée de 400 mW peut être utilisé sur un électrophone portatif ou sur un récepteur simple équipé d'un écouteur, qu'on désire transformer pour l'adaptation d'un haut-parleur. Il est monté sur une plaquette à circuit imprimé (réf. 272) de 95 x 45 mm, qui supporte tous les éléments, y compris le potentiomètre miniature à interrupteur de réglage du volume.

### SCHEMA DE PRINCIPE

Comme indiqué par la figure 1, on voit qu'il s'agit d'un amplificateur équipé d'un driver 72 A et d'un étage push-pull de sortie classe B de deux 79 A, alimentés en série au point de vue continu. L'impédance de sortie de ce montage permet l'adaptation directe d'un haut-parleur de 10 à 15  $\Omega$ , sans transformateur de sortie.

Le potentiomètre d'entrée de 10 k $\Omega$  est monté en série avec une résistance  $R_2$  de 4,7  $\Omega$ . Son curseur est relié à la base de  $T_1$  par  $C_2$  de 10  $\mu F$ . La partie du potentiomètre entre son extrémité supérieure et son curseur est shuntée par l'ensemble série  $R_1, C_1$  de 2,2 k $\Omega$  - 22 000 pF qui constitue un correcteur.

La base du transistor  $T_1$ , 72 A est polarisée par le pont  $R_3-R_4$  de 33 k $\Omega$  - 5,6 k $\Omega$  et l'émetteur est stabilisé par  $R_5$ , de 270  $\Omega$  découplé par  $C_3$ , de 20  $\mu F$ .

La charge de collecteur est constituée par le primaire du transformateur driver 1 092 B. L'alimentation en continu par la ligne - 9 V s'effectue après découplage par la cellule  $R_6-C_4$  de 150  $\Omega$  - 100  $\mu F$ .

Le secondaire du transformateur driver comporte deux secondaires séparés qui permettent de polariser les deux bases du push-pull de 79 A par deux ponts en série, comprenant  $R_7-R_8$  de 2,2 k $\Omega$ -100  $\Omega$  et  $R_9-R_{10}$  de même valeur, entre le - 9 V de l'alimentation et la masse (+ 9 V). L'émetteur de  $T_2$  est relié par  $R_{11}$ , de 2,7  $\Omega$ , au collecteur de  $T_3$  et l'émetteur de  $T_3$  à la masse par la deuxième résistance de stabilisation  $R_{12}$ , de 2,7  $\Omega$ . La tension négative étant appliquée au collecteur de  $T_2$ , les deux transistors  $T_2$  et  $T_3$  sont alimentés en série au point de vue continu.

Le condensateur de liaison  $C_5$ , de 100  $\mu F$ , qui est extérieur au circuit imprimé, transmet les tensions alternatives à la bobine mobile du haut-parleur. Une liaison directe ne peut être employée étant donné que le collecteur de  $T_2$  se trouve porté à - 4,5 V en

viron, ce qui le court-circuiterait à la masse en continu par la bobine mobile du haut-parleur.

Le haut-parleur doit être obligatoirement du type à impédance élevée, de 10 à 15  $\Omega$ .

La consommation de cet amplificateur est, au repos, de 20 mA sous 9 V et à pleine charge, pour la puissance modulée maximum de 400 mW, de 110 mA.

Comme on peut le constater, cette puissance est supérieure à celle de nombreux récepteurs portatifs à transistors qui ne dépassent pas 250 à 300 mW.

transformateur TR correspondant à ces cosses supérieures, reliées par fils nus de 10/10 aux trous en regard desquels aboutissent les liaisons représentées. On remarquera que la première cosse est reliée par un fil de forte section (10/10) isolé par soupliso, qui ne traverse la plaquette qu'au voisinage de la base du transistor  $T_3$ .

Le potentiomètre miniature est monté sur la partie supérieure du circuit, l'écrou se trouvant du côté circuit imprimé. Sur la figure 2, les liaisons à l'interrupteur de ce potentiomètre sont représentées :

- $R_1$  : 2,2 k $\Omega$  ;
- $R_2$  : 4,7  $\Omega$  ;
- $R_3$  : 33 k $\Omega$  ;
- $R_4$  : 5,6 k $\Omega$  ;
- $R_5$  : 270  $\Omega$  ;
- $R_6$  : 150  $\Omega$  ;
- $R_7$  : 2,2 k $\Omega$  ;
- $R_8$  : 2,2 k $\Omega$  ;
- $R_9$  : 100  $\Omega$  ;
- $R_{10}$  : 100  $\Omega$  ;
- $R_{11}, R_{12}$  : 2,7  $\Omega$  ;
- $C_1$  : 22 000 pF ;
- $C_2$  : électrochimique 10  $\mu F$  ;
- $C_3$  : électrochimique 20  $\mu F$  ;
- $C_4$  : électrochimique 100  $\mu F$  ;
- $C_5$  : électrochimique 100  $\mu F$ .

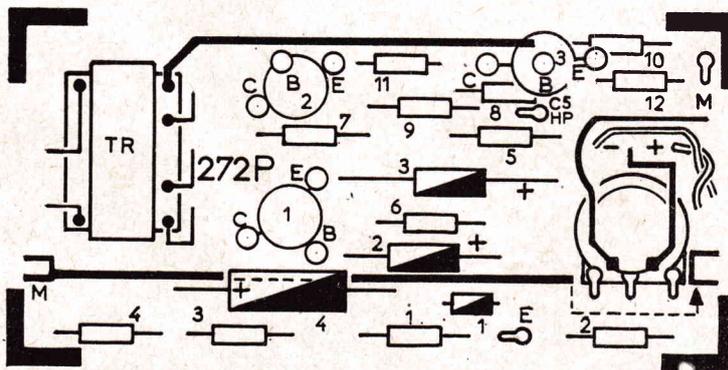


Fig. 1. — Schéma de principe de l'amplificateur universel 400 mW  
Fig. 2. — Disposition des éléments sur la partie supérieure du circuit

### MONTAGE ET CABLAGE

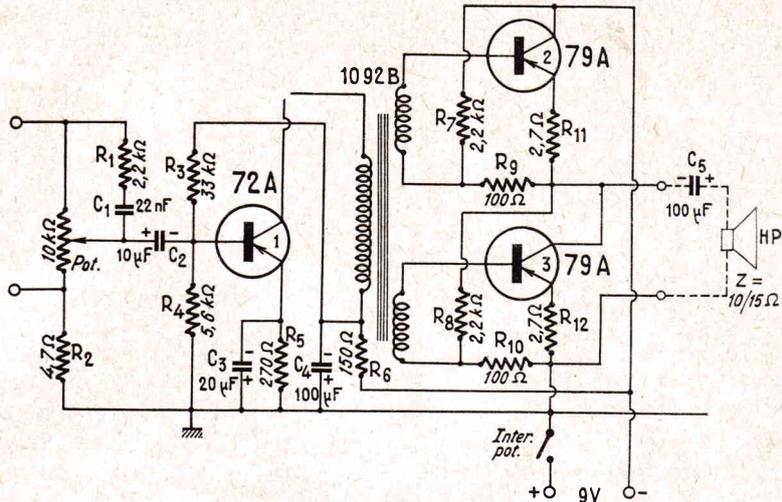
La figure 2 montre la vue supérieure du circuit imprimé 272 avec l'implantation de tous les éléments.

Le transformateur driver TR sera orienté en tenant compte de la disposition de ses cosses de sortie sur la partie supérieure, avec le secondaire (2 cosse) dirigé vers l'extérieur. Les points blancs du

point D d'une part et + 9 V d'autre part. Les deux fils d'alimentation + et - 9 V sont représentés torsadés. Une cosse à souder est utilisée pour la liaison reliée au condensateur série de 100  $\mu F$  du haut-parleur, extérieur à la plaquette.

Les valeurs des éléments du circuit 272 sont les suivantes :

Pot. : potentiomètre miniature de 10 k $\Omega$  à interrupteur ;



imprimé 272 de l'amplificateur 400 mW

**N° 272 — AMPLIFICATEUR BF. UNIVERSEL 400 mW**

Ensemble pièces détachées : compris circuit imprimé, transformateur, transistors, potentiomètre, résistances, condensateurs, etc. . . **41,08**

**RADIO-PRIM**  
Gare ST-LAZARE, 16, r. de Budapest PARIS (9<sup>e</sup>) - FIG. 26-10

GARE DU NORD : 5, r. de l'Aqueduc PARIS (10<sup>e</sup>) - NOR. 05-15

GOBELINS (MJ), 19, r. Cl.-Bernard PARIS (5<sup>e</sup>) - GOB. 47-69

Pte DES LILAS : 296, r. de Belleville PARIS (20<sup>e</sup>) - MEN. 40-48

Service Province :  
**RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>)**  
296, rue de Belleville - 797-59-67  
C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente :  
Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F ; solde contre remboursement.

# AUTOMOBILE ET ÉLECTRONIQUE

**D**E jour en jour, les applications de l'électronique à l'automobile se multiplient. Et nous pensons ici, non seulement aux divers montages ou dispositifs électroniques que l'on peut rencontrer sur le véhicule même, mais aussi aux appareils électroniques utilisés dans les garages pour le contrôle et la mise au point des moteurs ou pour la détection des pannes.

L'allumage électronique est également très à l'ordre du jour. Il fournit une étincelle riche, absolument précise dans le temps du « cycle-moteur », notamment aux régimes élevés pour lesquels l'allumage classique est souvent erratique. En outre, si le rupteur est maintenu (selon le montage d'allumage électronique choisi), l'usure de ce rupteur est pratiquement nulle.

Nous avons déjà décrit des dispositifs d'allumage électronique pour moteurs à explosion dans nos numéros 1 076 et 1 081. Nous n'y deviendrons donc pas et le lecteur intéressé voudra bien se reporter aux articles cités.

En ce qui concerne les appareils de mise au point et de contrôle des moteurs, les services qu'ils rendent sont absolument incontestables : sept fois sur dix, un moteur réglé à l'aide de telles machines devient méconnaissable par l'amélioration de sa puissance, de ses reprises, de sa nervosité, de son ralenti aussi, sans omettre la réduction de la consommation pour une puissance développée donnée.

Ces machines de contrôle utilisées dans les garages sérieux comportent divers galvanomètres (voltmètres et ampèremètres) pour les mesures sur les divers circuits électriques (notamment ceux de la recharge de l'accumulateur : dynamo et régulateur). Nous y voyons bien souvent aussi le contrôleur de bobine, l'ohmmètre, le contrôleur de condensateur et le contrôleur de fuites.

Mais surtout nous devons y trouver l'oscilloscope, l'indispensable oscilloscope, qui permet un examen dynamique et une véritable mise au point, moteur en fonctionnement. Il suffit de connecter deux câbles, et après quelques secondes d'observation de l'oscillogramme obtenu sur l'écran, l'opérateur entraîné détermine aussitôt l'état de la bobine, du distributeur, du condensateur, des vis du rupteur et de leur réglage, des bougies, etc...

Rappelons qu'un analyseur d'allumage à tube oscilloscopique a été décrit dans notre numéro 1 042.

Ces observations sont dynamiques, c'est-à-dire qu'elles se font avec le moteur en fonctionnement. C'est un énorme avantage qui permet d'examiner et de déceler une défektivité qui ne se produit par exemple qu'à un régime déterminé. Par la forme de l'oscillogramme, il est possible également d'évaluer la qualité de l'étincelle aux bougies lors d'une accélération brutale (la tension nécessaire devant être beaucoup plus forte dans cette circonstance).

Lors de leur création, ces appareils analyseurs à tube cathodique ne visaient que l'examen de l'allumage proprement dit. Néanmoins, tout en continuant à observer l'allumage, on s'est bien vite aperçu que l'on pouvait aussi obtenir des renseignements sur la carburation et la compression. En effet, l'étincelle aux électrodes des bougies s'effectue dans un cylindre où la pression (compression) est variable et où la teneur du mélange « air + carburant » est aussi variable. Or, il est bien évident que plus la compression est élevée, plus il faut aussi une tension d'allumage élevée pour l'obtention d'une étincelle correcte. Même raisonnement pour les gaz, où un mélange pauvre exige une tension nécessairement plus grande qu'un mélange riche.

Le bon fonctionnement d'un moteur, son rendement, ses performances dépendent essentiellement de la carburation, de la compression et de l'allumage : richesse de l'étincelle, calage de l'avance, précision et régularité de l'étincelle dans le cycle-moteur, et cela pour tous les régimes de rotation. Les appareils électroniques de mise au point modernes permettent d'obtenir totale satisfaction dans tous ces domaines.

Un autre appareil électronique également très utile et apprécié dans les garages, est le stroboscope. Cet appareil se termine par une lampe à éclats dont la lumière est projetée sur un organe en mouvement, soit mouvement de va et vient, soit mouvement de rotation. Lorsque la fréquence de la lampe à éclats est égale à la fréquence du mouvement de l'organe mobile, ce dernier semble visuellement « figé », arrêté. Ce qui permet vraiment de voir le comportement dynamique de cet organe, d'apprécier les jeux, de déceler un fonctionnement erratique éventuel, etc. En outre, si le stroboscope est étalonné, il est facile de mesurer rapidement le régime, la vitesse de rotation d'un moteur (utilisation en tachymètre). Nous avons publié le montage d'un stroboscope électronique stabilisé dans notre numéro 1 049, ce qui nous dispense de revenir sur ce sujet ici.

Nous allons quitter maintenant les appareils électroniques utilisés dans les garages pour examiner plus particulièrement les dispositifs employés sur les véhicules proprement dits.

Comme nous l'avons indiqué, nous ne reviendrons pas sur les dispositifs d'allumage électroniques à transistors qui ont fait l'objet d'articles précédents (N<sup>os</sup> 1 076 et 1 081). Nous poursuivrons par l'examen de quelques dispositifs récents et « gadgets » intéressants.

## RECHARGE DE LA BATTERIE PAR ALTERNATEUR ET REDRESSEUR

Puisqu'il nous faut du courant continu pour recharger un accumulateur, l'ancienne solution qui consiste à utiliser une dynamo comme générateur, est donc tout à fait logique. Mieux même, on est en droit de se demander pourquoi maintenant on veut « partir d'un alternateur avec lequel il faut redresser le courant ensuite. Les raisons sont les suivantes :

a) Pour un même volume, comparativement aux dynamos, les alternateurs peuvent fournir de puissances plus grandes.

b) Excellent rendement à bas régime.

c) Suppression des parasites (il n'y a plus de collecteur, mais des bagues).

Le stator (secondaire) d'un alternateur pour automobile est bobiné en triphasé, ce qui facilite le redressement. Ce dernier est effectué en pont à l'aide de six diodes au silicium de faible encombrement, genre BYY20 ou BYY21.

Actuellement, de nombreuses études sont en cours pour réaliser des régulateurs de charge entièrement électroniques. On sait que le régulateur a pour rôle de commander le courant d'excitation du générateur dans le but de maintenir la tension fournie par ce dernier dans les limites correctes pour une recharge convenable de l'accumulateur (disjonction si la tension du générateur est insuffisante ; régulation de l'intensité de charge sans possibilité d'atteindre des valeurs dangereuses). Jusqu'à présent, cela était résolu par l'utilisation d'un régulateur à trois relais, mais qui, hélas, se dérèglent bien souvent ; de plus, il faut bien reconnaître, l'emploi du relais « vibreur » est une solution vraiment peu rationnelle ! Les régulateurs électroniques indéréglables seront donc les bienvenus dans ce domaine. Divers montages avec transistors, diodes, diodes de Zener ou thyristors sont à l'étude et aux essais ; certains sont prévus pour dynamo, d'autres pour alternateur (régulation effectuée en même temps que le redressement). Attention ; mais d'ores et déjà, il est certain que les résultats seront indiscutablement meilleurs que ceux obtenus avec les régulateurs à relais électromagnétiques.

## COMMANDE AUTOMATIQUE « PHARE-CODE »

Un amplificateur à transistor précédé d'une cellule photoélectrique peut être utilisé pour la commande automatique de la comm

## 2 Platinas Haute Fidélité en une seule c'est notre nouveau MIRACORD 10H

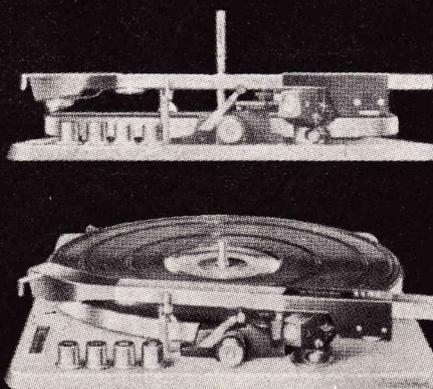
Tourne-disques professionnel: pose du bras par levier à descente hydraulique. Arrêt automatique en fin d'audition et retour du bras.

Changeur de disques professionnel: changeur sur les 4 vitesses et sur chacun des 3 diamètres sélectionnés par 3 touches. Dans tous les cas, touche de stop en cours d'audition pour arrêt et retour de bras.

Lecteur électromagnétique STS 222 D stéréo compatible diamant, Plateau 3 kg équilibré - Moteur hystérésis synchronisé.

**ELAC**  
ALLEMAGNE

TEKIMEX 99 Fg du Temple Paris X<sup>e</sup>  
L. R. E. 41 Rue des Mineurs Herstal/Belgique



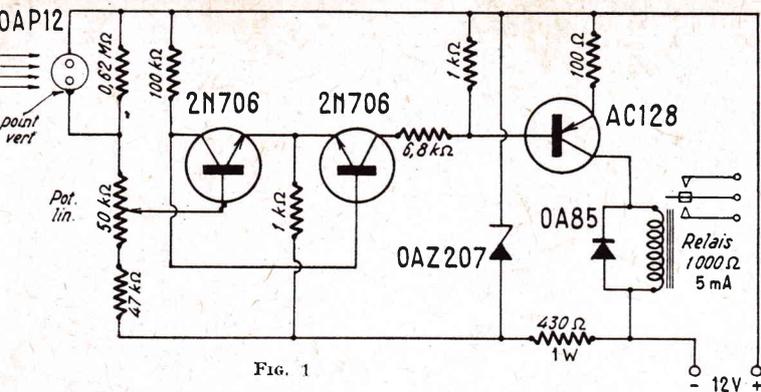


FIG. 1

tation « feux de route/feux de croisement » à l'approche d'un autre véhicule venant en face, la nuit. Pour l'obtention d'une bonne sensibilité du dispositif, l'amplificateur comporte trois transistors : deux du type 2N706 et un du type AC128 (voir fig. 1).

La cellule photoélectrique est du type OAP12, cellule photo-diode au germanium ; elle est placée en un endroit convenable entre la calandre, à l'avant du véhicule. Lorsqu'un faisceau lumineux frappe cette cellule, cela entraîne une variation du courant de base du premier transistor 2N706. Après amplification, cette variation de courant apparaissant dans le circuit de collecteur du transistor AC128, provoque le fonctionnement du relais électromagnétique qui y est intercalé.

Les contacts inverseurs de ce relais actionnent alors automatiquement la commutation « phare-code ». Ce qui n'empêche pas de conserver par ailleurs la commutation manuelle habituelle, si on le désire.

La sensibilité du dispositif peut être ajustée par le réglage du potentiomètre de 50 kΩ. En outre, la tension d'alimentation appliquée aux deux premiers transistors est stabilisée par une diode Zener type OAZ207. Enfin, une diode OA85 est connectée en parallèle sur le relais afin de supprimer la surtension transitoire qui risquerait de détériorer le transistor AC128.

### ALARME EN CAS DE PLUIE

Ce dispositif représenté sur la figure 2 est destiné à avertir l'automobiliste, propriétaire d'une voiture en stationnement, dès qu'il se produit une averse. Le relais de sortie du dispositif peut, par exemple, actionner un petit klaxon ; l'automobiliste est alerté et vient aussitôt remettre la capote ou fermer les glaces. Sur certaines voitures de luxe, capotage et décapotage, ouverture et fermeture des glaces, se font à l'aide de petits moteurs électriques ; dans ce cas, le relais pourra commander directement ces moteurs électriques.

La sonde de pluie est réalisée comme le montre la figure, à l'aide de fils de cuivre nu de 12 à 16/10 de mm soudés en forme de peigne : longueur des éléments = 50 mm environ ; espacement

entre chaque fil = 1 mm. L'ensemble doit être fixé de façon rigide sur une plaquette de bakélite. On peut aussi réaliser cette sonde de la même manière en utilisant une plaque de circuits imprimés. Enfin, des bons résultats ont été obtenus aussi en employant comme sonde un petit condensateur ajustable à air de 50 pF à iames plates (en position de capacité maximum).

La sonde doit être placée en un endroit convenable et une position adéquate, afin que les éléments conducteurs constituant soient facilement atteints par les gouttes de pluie. Lorsque celles-ci frappent la sonde, un faible courant se trouve appliqué à la base du transistor ASY27 : il en découle une variation du courant de collecteur suffisante pour provoquer le fonctionnement du relais.

La diode OA85 shuntant le relais est destinée à absorber la surtension transitoire qui risquerait de détériorer le transistor ASY27. Enfin, la résistance variable RV de 5 kΩ sert au réglage de la sensibilité de l'appareil.

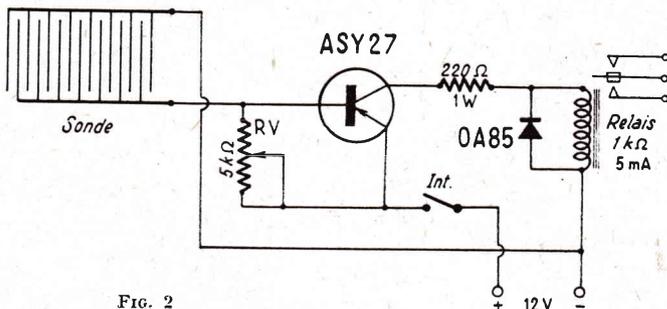


FIG. 2

### TACHYMETRES ELECTRONIQUES (COMPTE-TOURS)

Dans ce domaine, de multiples montages ont déjà été proposés. Nous en avons retenu deux. Le premier montage est tout à fait séduisant par ses simplicités de montage et d'installation ; néanmoins, il n'est pas très précis, surtout aux bas régimes. Le second montage, par contre, est très précis, mais en revanche un peu plus compliqué.

Le schéma complet du premier tachymètre est représenté sur la figure 3. Nous voyons qu'il est purement et simplement branché en parallèle sur le primaire de la bobine d'allumage du moteur (respecter le sens des connexions indiquées). En effet, ce primaire est périodiquement coupé par le rupteur lorsque le moteur fonctionne. Dans le cas d'un moteur à quatre cylindres, le rupteur nous fournit donc deux impulsions électriques par tour de vilebrequin. Ces impulsions sont limitées en amplitude, puis intégrées, c'est-à-dire qu'elles fournissent une tension variant proportionnellement à leur fréquence. Ce courant résultant est alors mesuré par un milliampèremètre de 1 mA de déviation totale dont le cadran est gradué directement en tours/minute.

On ajuste le potentiomètre de 5 kΩ de façon à obtenir la déviation totale du milliampèremètre pour le régime maximum du moteur. Ensuite, on procède à l'étalement du cadran pour des vitesses de rotation moindres, de 500 tours en 500 tours par exemple, par comparaison avec un autre tachymètre (prêté par un garage).

**DEPARTEMENT PROFESSIONNEL  
INDUSTRIEL  
GROSSISTE**

**COPRIM - TRANSCO - MINIWATT**

Ferrites magnétiques ; Bâtonnets. Noyaux, E-U-1 - Pots Ferroxcube - Toutes variétés Condensateurs, Céramiques miniatures, Résistances C.T.N. et V.D.R. - Résistances subminiatures - Tubes industriels - Thyatron, cellules, photo diodes, tubes compteurs, diodes Zener, germanium, silicium - Transistors VHF, commutation petite et grande puissance.

La nouvelle édition de notre tarif : composants, tubes et semi-conducteurs à usage professionnel pour 1966 vient de paraître. Envoi contre 3 F en timbres.

**MATERIEL POUR TELECOMMANDE**

**R<sup>o</sup> VOLTAIRE** 155, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI<sup>e</sup>  
ROQ. 98-64 C.C.P. 5608-71 - PARIS

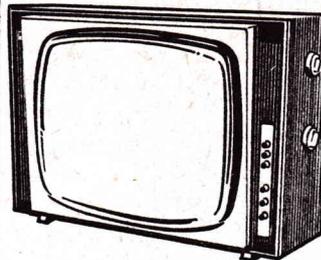
PARKING ASSURE RAPY

# TERADEL

12, rue Château-Landon  
PARIS-X<sup>e</sup> - COM. 45-76

59, rue Louis-Blanc  
PARIS-X<sup>e</sup> - NOR. 03-25

C.C.P. 14013-59 R.C. 58 A 292



MOGOL

Récepteur longue distance, tube cathodique 110°, 59 cm. Réception d'image absolue, antenne incorporée télescopique, colonne sonore. Clavier automatique pour la 1<sup>re</sup> et 2<sup>e</sup> chaîne, 35 fonctions de lampes. Eclairage d'ambiance incorporé.  
Prix ..... **1.100,00**

**AFFAIRE UNIQUE :**  
**TELEVISEUR 65 cm .. 1.250,00**

**POSTE RADIO TABLE** musicalité Hi-Fi - Réglage sonore - Réglage à clavier PO-GO-OC et FM - 3 H.-P. avec chambre d'expansion du son - Antenne orientable - Réglage des graves et des aigus par 2 comm. indép. - 14 fonctions de lampe ..... **400,00**

**Le même avec tourne-disques et pieds ..... 550,00**  
**Modèle réduit avec GO, PO, FM, sans tourne-disques .... 250,00**

**IMPORTATION ALLEMANDE**  
**Meuble combiné radio-phon,**  
**marques**  
**KORTING, STERN, NORDMENDE**  
**Documentation et prix sur demande**

**TRANSISTORS** d'importation, à partir de ..... **80,00**

**TRANSISTOR GO-PO-OC**, prise voiture, prise écouteur ..... **125,00**

**MACHINE A COUDRE ELECTRIQUE** zig-zag (brodeuse) Prix .. **500,00**

**BRODEUSE** automatique. **600,00**

**CHAUFFAGE A BAIN D'HUILE**, toutes dimensions. **320,00**

**MAGNETOPHONE** d'importation 2 vitesses, 2 pistes - Bande normale de 240 m - Enregistrement et reproduction par tête magnétique de haute puissance. Réglage séparé des graves et aigus. Compteurs avec remise à zéro. Livré complet, avec housse, micro et bande. **550,00**

Même appareil à transist. **320,00**

**ELECTROPHONES** 4 vitesses, ayant changeur Pathé-Marconi, 3 H.-P. Prix ..... **260,00**

**ELECTROPHONES** sans changeur, platine Radiohm ou Pathé-Marconi. Bois gainé deux tons. Dimensions : 320 x 250 x 160 mm ... **155,00**

**ELECTROPHONES stéréo** avec changeur automatique Pathé-Marconi. Prix ..... **500,00**

avec Changeur BSR tous disques ..... **550,00**

**MACHINE A LAVER** semi-automatique à tambour inox, lave 5 kg de linge. Prix ..... **850,00**

**REFRIGERATEURS** grande marque, cuve plastique, cuve émail, toutes dimensions, 110/220 volts.

**CUISINIERS** de grande marque tous gaz ;

3 feux, four porte à hublot **280,00**

5 feux, avec porte à hublot et tourne-broche électrique. **750,00**

Prix étonnant ..... **180,00**

**TABLE CLIMATIQUE** à ventilation air chaud hiver - air froid été. Prix ..... **180,00**

Prix ..... **180,00**

RAPY



# TUNER FM-STÉRÉO A TRANSISTORS

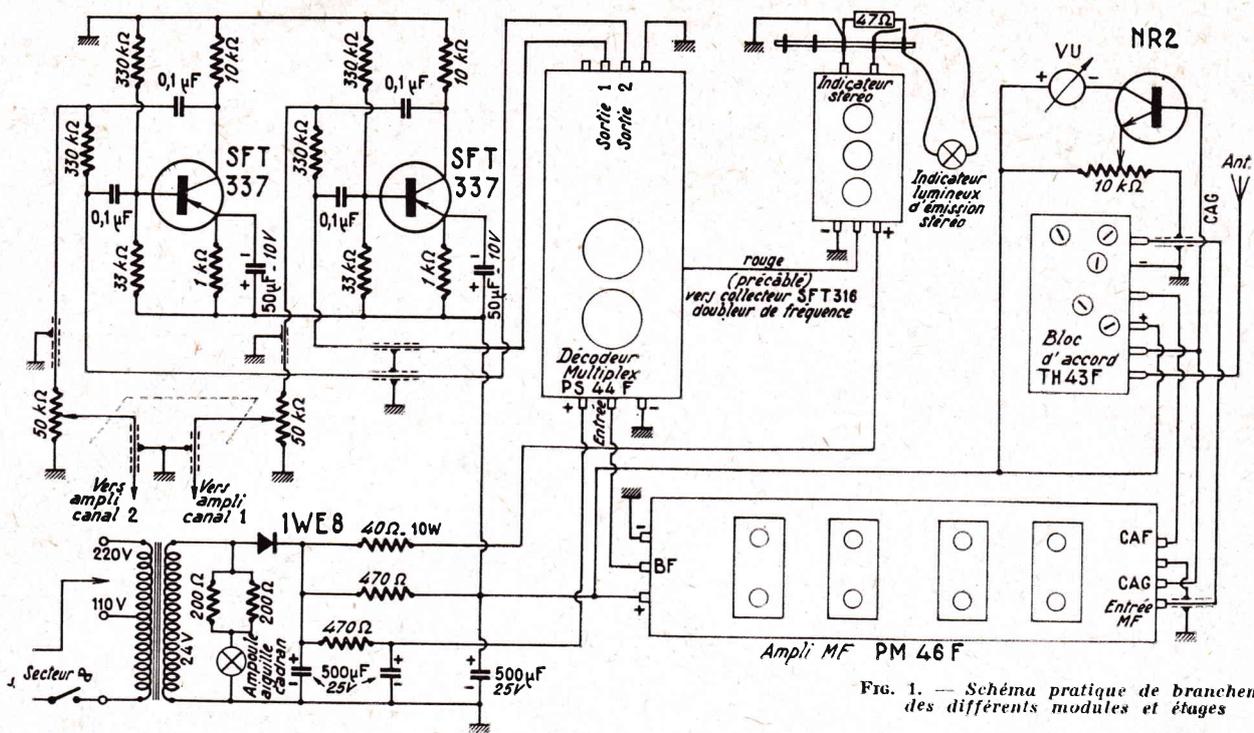


Fig. 1. — Schéma pratique de branchement des différents modules et étages

## SCHEMA PRATIQUE

L'appareil utilisant des modules précâblés sur circuits imprimés, seul le schéma de principe des parties à câbler est donné sur le schéma pratique de branchement de la figure 1. Sur cette figure sont également représentées les différentes liaisons entre modules ou étages. On remarque l'alimentation par transformateur avec primaire 110/220 V et secondaire 24 V. L'ampoule de cadran est alimentée en série avec deux résistances de 200 Ω mises en parallèle. Une diode 1WE8 effectue ensuite un redressement mono-alternance et différentes cellules de filtrage répartissent les tensions d'alimentation aux différents modules.

Le récepteur FM complet est constitué par le bloc convertisseur TH43F, dont le schéma est donné en figure 2, et par le module amplificateur MF, PM46F (fig. 3).

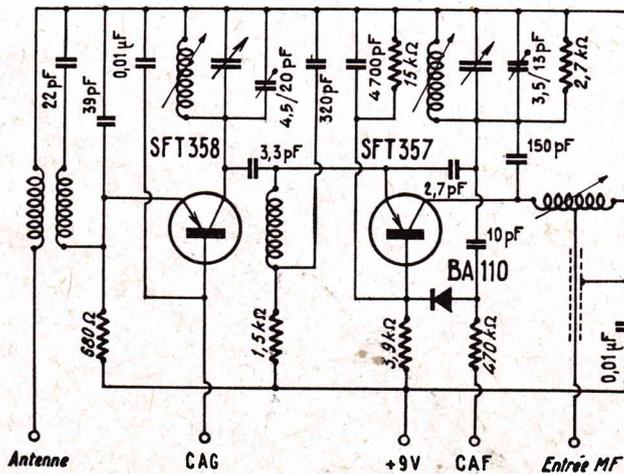


Fig. 2. — Schéma du bloc convertisseur VHF TH13F

Ces deux ensembles sont précâblés, mais il est bon de donner quelques précisions à leur sujet.

Le convertisseur VHF est contenu dans un petit blindage parallélépipédique, et comprend un circuit imprimé monté sur le CV à double cage. Il contient tous les éléments d'un étage d'entrée amplificateur VHF à base commune SFT358, suivi d'un étage convertisseur de fréquence SFT357, monté également en base commune. On trouve à la sortie le premier transformateur MF accordé sur 10,7 MHz. La diode Varicap BA110 corrige automatiquement les dérives de l'oscillateur, à l'aide des tensions de CAF prélevées sur le détecteur de rapport de la platine MF. Le condensateur variable est solidaire de l'ensemble précâblé. La gamme cou-

verte s'étend de 86,5 à 108 MHz ; l'impédance d'entrée est de 50 Ω, celle de sortie de 75 Ω. Le gain global  $V_e/V_s$  est de 26 dB. Sensibilité utilisable, avec module MF : 3 μV. Bande passante à 6 dB (3 μV) : 370 kHz.

Le module amplificateur MF type PM46F comprend quatre transistors drift SFT316 montés en amplificateurs MF sur 10,7 MHz, montage base commune. Les tensions de CAG détectées par la diode SFD112 sont appliquées par l'ensemble série 10 kΩ-3,3 kΩ sur la base du premier transistor amplificateur MF, ainsi soumis à la CAG. Ce même transistor joue également le rôle d'amplificateur en continu des tensions de CAG prélevées sur le circuit émetteur par une résistance de 3,3 kΩ, puis appliquées sur la base du transis-

## COMMENT ACQUERIR LE

## TUNER FM A TRANSISTORS

Décrit ci-contre

|  |       |
|--|-------|
| PRIX EN ORDRE DE MARCHÉ (version mono) | 340 F |
| » » (version stéréo)                   | 440 F |
| EN CARTON « KIT » (version mono)       | 295 F |
| EN CARTON « KIT » (version stéréo)     | 395 F |

voir l'illustration de cet appareil sur notre publicité à la page 36 Rubrique « NOUVEAUTE »

**MAGNETIC-FRANCE** 175, rue du Temple Paris (3<sup>e</sup>) - ARC. 10-74

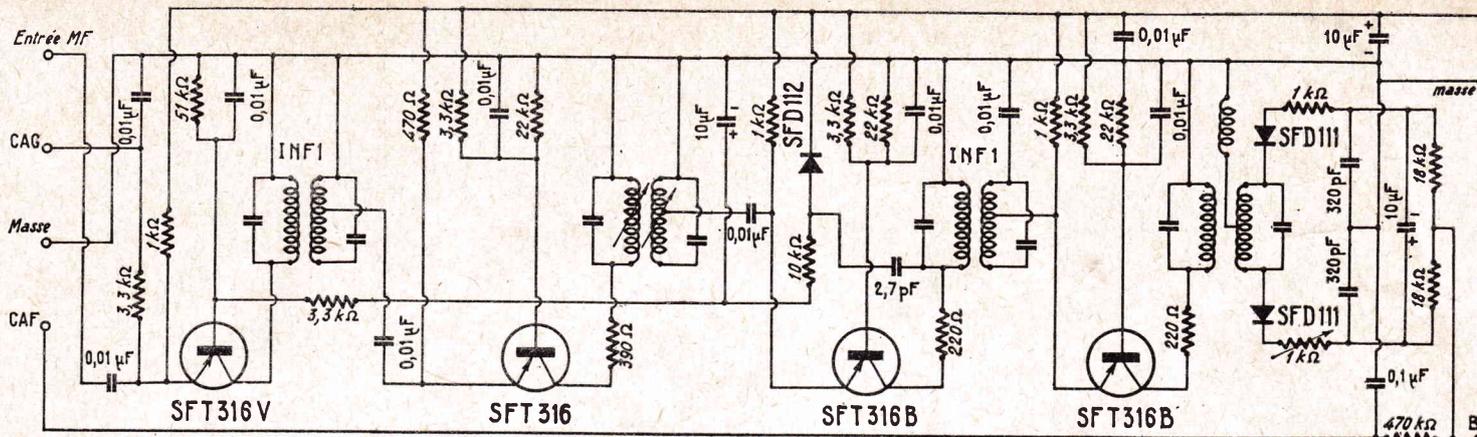


FIG. 3. — Schéma du module amplificateur MF PM46F

tor amplificateur VHF du bloc convertisseur.  
 Le quatrième SFT316 est suivi du détecteur de rapport équipé de deux diodes SFD111. Ce détecteur est symétrique et on remarque l'absence de filtre de désaccentuation, car la sortie BF ne se trouve pas reliée directement à un amplificateur BF, mais à l'entrée du module décodeur.  
 Les tensions de CAF sont prélevées par une résistance de 470 kΩ

fréquence destiné à rétablir la sous-porteuse, et démodulateur équipé de quatre diodes SFD115.  
 3° et 4° étage SFT353 : Séparateurs, en montage émetteur follower, des deux voies de modulation BF.  
 La tension d'alimentation du décodeur est de 9 V, pour une consommation de 4 mA. L'affaiblissement ( $V_s/V_e$ ) introduit est de 2 dB. La distorsion à 1 kHz est de 0,4 %. La diaphonie est  $\geq 35$  dB.

de deux transistors SFT337, montés en base commune, avec résistances d'émetteurs de 1 kΩ découplées par condensateurs électrochimiques de 50 μF/10 V. Les bases sont polarisées par 330 kΩ et 33 kΩ, montées entre + 9 V et masse. Les charges de collecteurs sont de 10 kΩ. Une résistance de 330 kΩ provoque une contre-réaction collecteur-base. Sur chaque canal, le signal est prélevé par un condensateur de 0,1 μF

mineux indicateur d'émission réo, ainsi que la tête VHF-F. Pour cette dernière, deux équivalents métalliques devront être préalablement fixés sur le fond du châssis. Disposer également un potentiomètre double de réglage du gain et les différentes poulies du système d'entraînement du... Sur la face arrière du châssis, placer le bouchon répartiteur de tension, la prise d'entrée Anter... et les trois passe-fils dans les

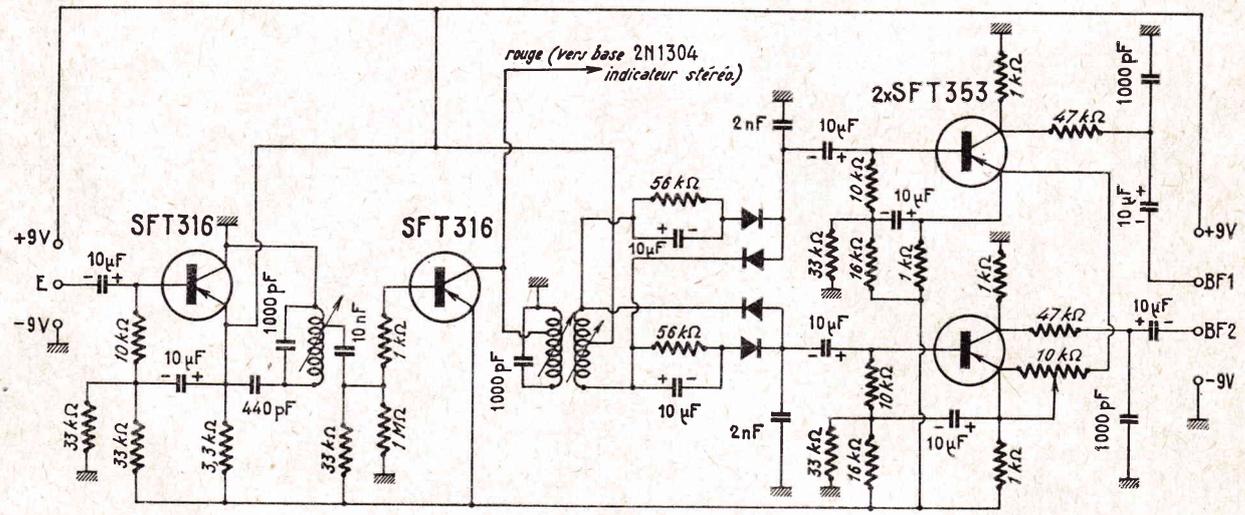


FIG. 4. — Schéma de la platine décodeur stéréo PS44F.

et appliquées sur la diode Variacap du bloc convertisseur.  
 Le réglage des transformateurs MF de la platine PM46F est effectué en usine par le constructeur. Du fait de la liaison en basse impédance entre le bloc convertisseur et la platine elle-même, tout autre réglage complémentaire s'avère inutile.  
 La platine décodeur stéréo PS44F est un circuit imprimé comprenant tous les éléments nécessaires pour le décodage des émissions stéréophoniques multiplex suivant le système F.C.C. Son schéma est représenté en figure 4. Il comporte quatre étages, dont les fonctions sont les suivantes :

1<sup>er</sup> étage SFT316 : réception du signal multiplex prélevé sur le détecteur de rapport de la platine MF. Ce transistor, monté en émetteur follower pour la réception du signal multiplex, se trouve monté en amplificateur à émetteur commun de la fréquence pilote 19 kHz.  
 2<sup>e</sup> étage SFT316 : doubleur de

La désaccentuation est de 50 μs.  
 Sur le collecteur du transistor SFT316 doubleur de fréquence (2<sup>e</sup> étage du détecteur), on prélève les tensions de 38 kHz qui y apparaissent lors des émissions stéréophoniques. Ces tensions sont ensuite appliquées à l'indicateur stéréo 1S47F dont le schéma est donné figure 5. L'application de ces tensions sur la base du transistor 2N1304 rend cette dernière plus négative, d'où augmentation du courant collecteur de ce transistor. Les autres transistors sont montés en amplificateurs de courant continu. Ce courant est amplifié jusqu'à permettre un éclairage de l'ampoule de 6,5 V/0,1 A insérée dans le circuit collecteur du dernier transistor 2N1305.

Les deux sorties du décodeur attaquent respectivement les deux entrées du préamplificateur BF stéréophonique est équipé

avant d'être appliqué au potentiomètre de 50 kΩ de réglage du gain.

**MONTAGE ET CABLAGE**

L'ensemble est contenu dans un châssis en U, dont le plan est donné à la figure 6. On commencera par fixer le transformateur d'alimentation, puis souder les différentes barrettes à cosses, comme indiqué sur le plan. Fixer également le support du voyant lu-

emplacements respectifs. La face avant maintient le cadran métallique par l'intermédiaire de vis d'entretoises de bois. Le Vu-mètre sera collé à l'emplacement qui est réservé sur le cadran, en prenant soin de bien le positionner.  
 Lorsque l'implantation mécanique sera terminée, procéder alors au câblage. Commencer par l'alimentation, puis par la plaque préampli, que l'on câblera avec la fixation sur le châssis. Les autres

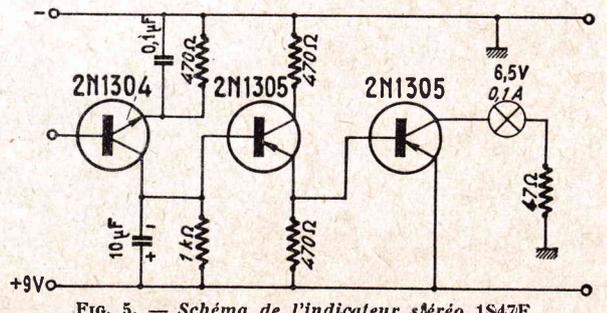


FIG. 5. — Schéma de l'indicateur stéréo 1S47F

éléments du montage étant précâblés ne présentent donc aucune difficulté. Seules sont à établir les liaisons extérieures (alimentation, masse, liaisons diverses entre modules précâblés) qui sont clairement indiquées sur le plan. On remarque que l'ampoule témoin de

fonctionnement est du type « luciole » et se trouve fixée sur l'aiguille indicatrice de stations. Cette ampoule sera alimentée à l'aide de fils fins et très souples, de longueur suffisante pour permettre à l'aiguille une course complète d'une extrémité à l'autre du ca-

dran. Lorsque le câblage sera terminé et vérifié en fonction du schéma de principe, on disposera le répartiteur sur la tension du secteur, et on reliera les sorties du préampli BF à un amplificateur stéréophonique. On recherchera l'accord exact à l'aide du

Vu-mètre (position maxima de l'aiguille). Lors des émissions stéréo, le voyant rouge devra s'allumer sur le cadran. On devra utiliser une antenne d'impédance égale à  $300 \Omega$ , avec câble de liaison « twin-lead » de même impédance.

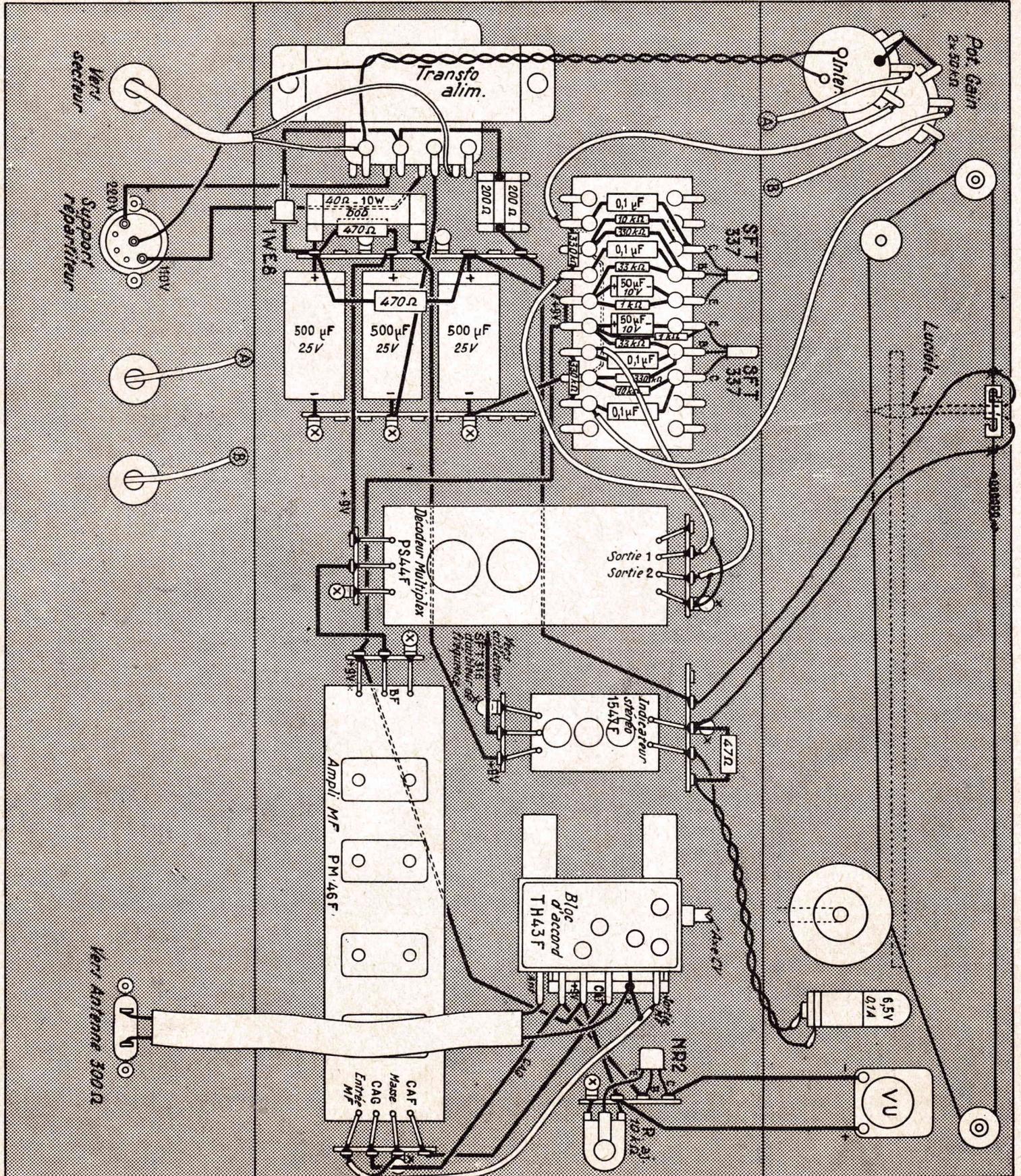


Fig. 6. — Plan de câblage du tuner. Les côtés avant et arrière du châssis en U sont représentés rabattus

# L'«EUROPE - EXPORT» AMPLIFICATEUR HI - FI DE 22/40 W.

PRÉSENTÉ dans un coffret métallique avec capot ventilé longueur 365 mm, largeur 185 mm, hauteur totale 200 mm, poids 12,5 kg, cet amplificateur Hi-Fi monophonique réalisé par les Ets Gaillard délivre une puissance particulièrement élevée et présente d'excellentes caractéristiques en ce qui concerne le bruit de fond, la bande passante et la distortion, comme on pourra en juger par les performances et les courbes de réponse, indiquées plus loin.

L'«Europe-Export» est équipé de 5 lampes, dont un push-pull de sortie de deux EL34. Il a été conçu pour être utilisé avec un

stabilité de l'ensemble et abaisse la distortion à un pourcentage très faible, permettant de classer cet amplificateur parmi les meilleurs disponibles actuellement sur le marché. (fig. 2).

## SCHEMA DE PRINCIPE (fig. 3)

L'étage d'entrée utilise une 1/2 12AX7 fonctionnant avec un courant anodique faible et une charge de plaque élevée.

Une partie de la résistance de cathode permet l'application de la contre-réaction globale, une capacité de 2,2 nF relève la réponse aux transitoires.

Une cellule 47 pF - 27 kΩ placée

Ce tube masque la différence des impédances de sortie du déphaseur cathodyne et assure un niveau suffisant pour l'attaque du push-pull de sortie. La résistance de cathode, non découplée, est commune aux deux parties triode et introduit une forte contre-réaction. Un potentiomètre de 10 kΩ placé dans les retours de charge-plaque permet d'effectuer un équilibrage des niveaux de sortie.

Les deux tubes de puissance (EL34) fonctionnent en push-pull, classe AB<sub>1</sub> avec CR d'écran, la tension d'anode est de 400 V. La polarisation est obtenue à partir d'une source auxiliaire de tension

circuit magnétique du transformateur de sortie se trouve « polarisé » et le cycle d'hysteresis maximum ne pourra être décrit par le signal BF, provoquant une diminution de puissance, surtout dans le registre grave.

Le secondaire du transformateur de sortie est chargé par une cellule 22 Ω - 0,1 μF qui assure une bonne stabilité à circuit ouvert et une charge quasi-constante en fonction de la fréquence.

L'alimentation de cet amplificateur est assurée par une GZ32 dont le courant crête est limité par une résistance de 200 Ω. Un self et un condensateur de 100 μF assure un filtrage énergétique du

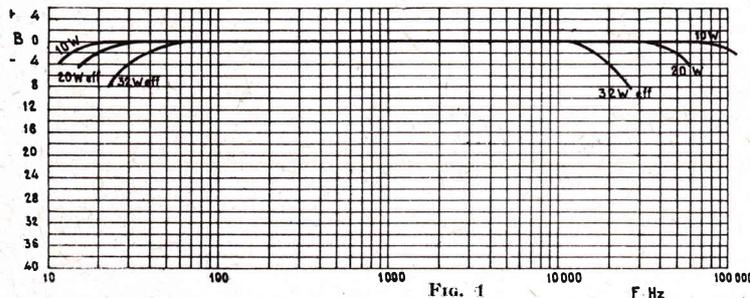


FIG. 1

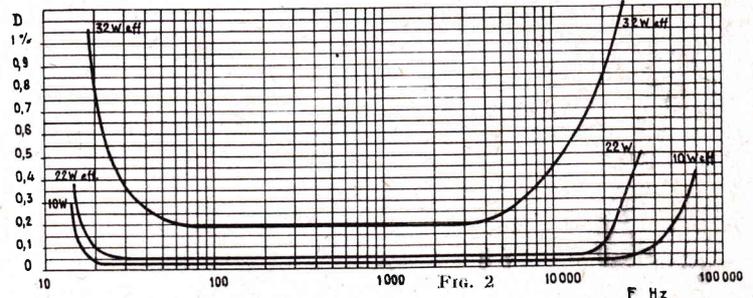


FIG. 2

préamplificateur de même marque, groupant les différentes commandes. Le coffret de l'amplificateur de puissance ne comporte en conséquence aucune commande, mais simplement une prise coaxiale d'entrée, une prise de sortie et un support pour bouchon octal servant à l'alimentation du préamplificateur.

Le câblage de cet amplificateur est particulièrement simple lorsque l'on dispose de la tolérance spécialement conçue et de tous les éléments nécessaires à sa réalisation.

sur la charge de plaque, stabilise le fonctionnement aux fréquences très élevées.

La liaison à l'étage déphaseur cathodyne est effectuée par un condensateur de 0,1 μF. La polarisation est assurée par la résistance de 270 Ω placée dans la cathode, les signaux sont prélevés sur les deux résistances de 10 kΩ et transmis aux grilles d'un second tube double 12AU7.

négative et l'ajustage des courants de repos de chaque tube est possible grâce à un potentiomètre de 50 kΩ placé dans chaque circuit de polarisation.

Deux résistances de 10 Ω, insérées dans les cathodes permettent de contrôler ce réglage qui doit être fait avec beaucoup de soin, en effet, si les deux courants ne sont pas rigoureusement égaux, le

circuit de puissance. Des cellules supplémentaires achèvent le découplage des différents étages.

La tension de polarisation des tubes de sortie est obtenue à partir d'une prise sur le secondaire du transformateur d'alimentation. Un diode au silicium, type SFR151, assure le redressement, trois cellules de filtrage permettent de disposer d'une tension continue de -32 V pratiquement

## CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES

- 5 lampes : 12 AX7 préamplificatrice et déphaseuse, 12 AU7 amplificatrice de tension, push-pull de sortie de deux EL34, valve redresseuse GZ32.
- Puissance Hi-Fi. 22 watts efficaces de 20 Hz à 20 kHz.  $D \leq 0,1 \%$ .
- Puissance efficace de pointe. 32 watts à 1 kHz.  $D \leq 0,2 \%$ .
- Puissance crête - Hi-Fi - 44 watts.
- Bande passante à 20 watts eff. — 2 dB à 20 Hz et 50 kHz.
- Bande passante à 10 watts. eff. — 1 dB à 15 Hz et 100 kHz.
- Rapport signal/bruit pour 20 watts de sortie 90 dB - L'utilisation d'un transformateur de sortie à grains orientés et à faible self de fuite (6 mH) permet d'obtenir une excellente réponse aux fréquences basses et dans l'extrême aigu (fig. 1). Le taux de contre-réaction relativement élevé, 26 dB, assure quand même une parfaite

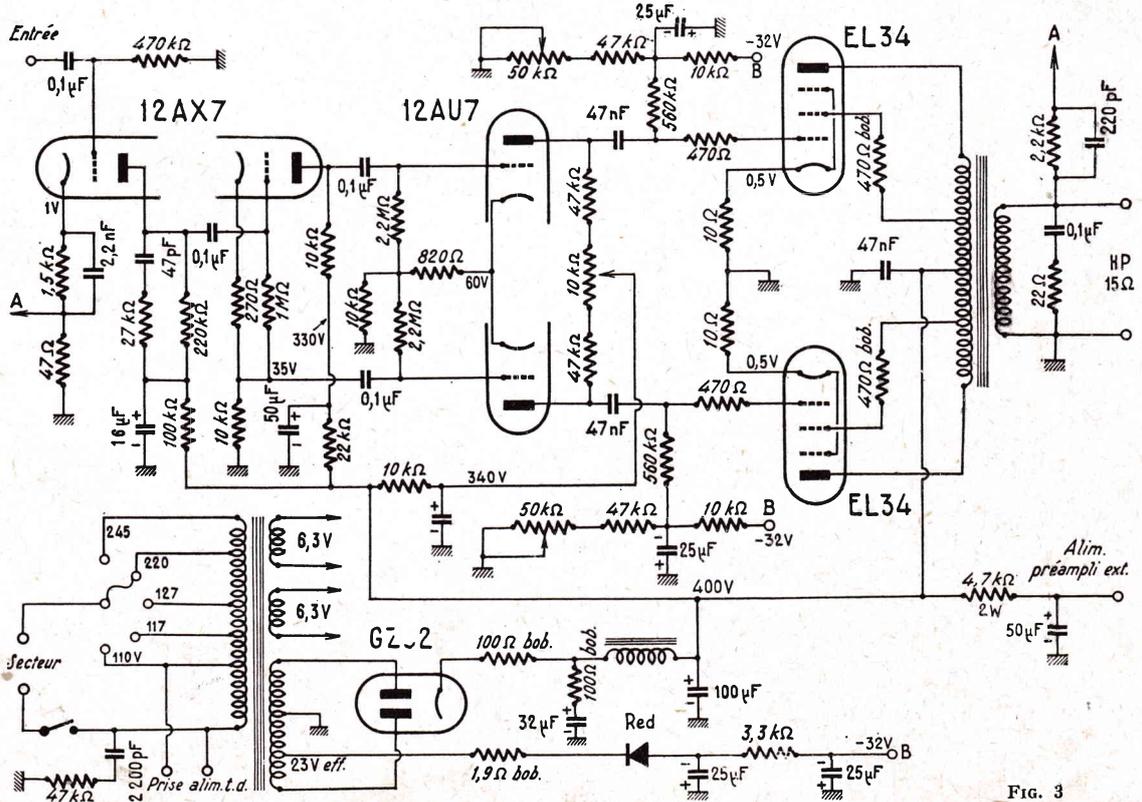


FIG. 3

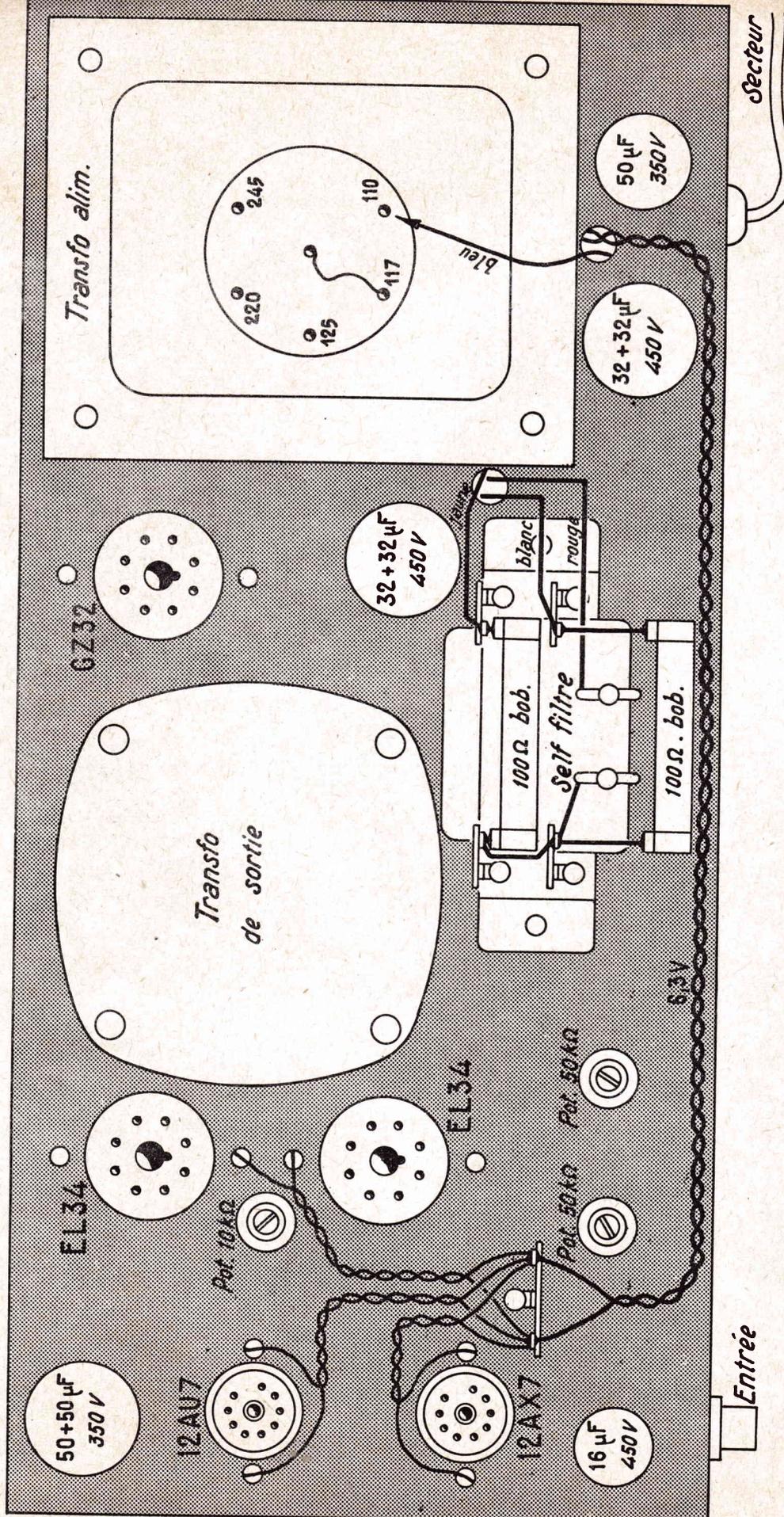


FIG. 4. — Câblage de la partie supérieure du châssis

exemple de résiduelle alternative. A noter qu'avec ce montage, la tension négative de polarisation est présente avant la haute-tension d'alimentation (temps de chauffage du tube GZ32), ce qui limite le courant d'appel et facilite l'établissement des potentiels.

### MONTAGE ET CABLAGE

Les dimensions du châssis sont de 360 x 165 x 40 mm. Commencer par fixer les éléments de la partie supérieure (fig. 4) supports des lampes (les supports des deux EL34 et de la valve GZ32 sont en steatite), transformateur d'alimentation et de sortie en respectant les orientations correspondant au plan de la vue de dessous (fig. 5), self de filtrage, condensateurs électroniques de filtrage.

Les deux résistances bobinées de 100 Ω (résistance reliée à la cathode de la valve et résistance en série avec le premier électrochimique de filtrage) sont soudées à quatre barrettes à 2 cosses dont l'autre cosse est soudée à l'étrier des tôles de la self de filtrage.

Afin d'éviter tout risque d'induction parasite du secteur, l'alimentation filaments, à deux conducteurs torsadés est câblée sur la partie supérieure du châssis, ces conducteurs ne traversant le châssis qu'au voisinage de chaque support.

L'un des côtés du châssis comprend la prise coaxiale d'entrée, la prise de sortie haut-parleur à 5 broches, dont deux sont utilisées et une prise à 3 broches dont deux sont reliées, pour l'alimentation en 110 V d'un tourne-disques.

Cette dernière prise est reliée aux cosses 0V et 110 V du primaire du transformateur d'alimentation.

Sur le deuxième côté du châssis est fixé un support octal en steatite permettant les liaisons au châssis du préamplificateur par un bouchon octal. Deux cosses correspondent à l'interrupteur du secteur, deux autres cosses à l'alimentation haute-tension du préamplificateur, après découplage par la cellule 22 kΩ - 50 µF. On remarquera que la liaison de masse s'effectue par la fiche coaxiale d'entrée et le câble blindé de liaison.

Le câblage de la partie inférieure du châssis (fig. 5) est très aéré. On remarquera la disposition des trois potentiomètres, l'utilisation d'une petite plaquette de bakélite à 2x12 cosses qui supporte plusieurs éléments de l'ensemble de polarisation des tubes EL34. Cette plaquette est fixée, après câblage, à 15 mm environ du fond du châssis par deux vis et deux entretoises.

La mise au point, très simple, consiste d'une part à équilibrer les courants de repos EL34 à l'aide des deux potentiomètres de 50 kΩ. Pour ce faire, il suffit d'égaliser les tensions sur les deux résistances de cathodes de 10 Ω.

Le deuxième réglage est celui du potentiomètre de 10 kΩ dans les charges de cathodes de 10 Ω, afin d'équilibrer les niveaux de sortie.



# SÉLECTEUR DE CANAUX MODERNE ÉQUIPÉ DES TUBES EC 900 ET ECF 801

PENDANT de longues années, on ne pouvait pas concevoir l'étage d'entrée d'un récepteur de télévision monté en circuit cascode. Ce montage de deux triodes couplées en liaison directe anode à cathode avec la seconde triode montée avec grille à la masse. Lorsqu'on est passé de la pentode chargée seule de l'amplification avant changement de fréquence, il y a plus de dix ans de ceci, à l'étage cascode, un grand pas a été fait. Une nette amélioration avait été apportée dans la sensibilité; on avait gagné à la fois sur l'amplification d'étage et sur le souffle; le rapport signal/bruit était nettement amélioré.

Les fabricants de tubes n'ont pas admis que l'effort maximal était fait, un projet a été lancé: faire au moins aussi bien que le cascode, le faire avec une seule triode et pour un moindre prix. De ce projet est sortie la triode EC900 de la Radiotechnique. Elle est conçue pour être montée dans le circuit neutrode.

L'EC900 est une triode remarquable, aux performances de laquelle on n'osait pas penser il y a dix ans, dans le domaine du tube pour appareils grand public.

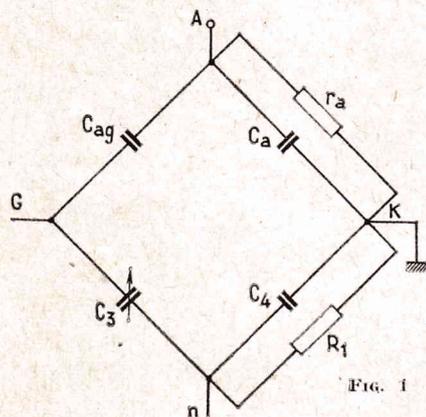


FIG. 1

Les caractéristiques nominales de la triode EC900 (qui existe aussi en P, chauffage Vf = 4 V série, 0,3 A) sont:

$V_a = 135$  volts —  $-V_g = 1$  V.  
 $I_a = 11,5$  mA —  $S = 14,5$  mA/V.  
 $k = 72$ .

Pour le type E, le courant de chauffage est 180 mA

$C_{ag} = 360$  mpF       $C_{gk} = 3,1$  pF  
 $C_{ak} = 80$  mpF  
 $P_a = 2,2$  watts au maximum,  
 avec  $V_a = 135$  volts,  
 $R_a = 1000$  ohms       $I_a = 19$  mA  
 $R_k = 0$        $S = 20$  mA  
 $I_g = 10$   $\mu$ A       $\mu = 80$ .

Les caractéristiques de la variation de pente sont:

à  $V_k = -2,4$  volts       $S = \frac{S \text{ normale}}{10}$   
 à  $V_k = -5,3$  volts       $S = \frac{S \text{ normale}}{100}$

Le brochage est du type 7 broches, celles-ci sont réparties comme suit:

G: 1 — K: 2 — F: 3 — F: 4 — A: 5 — S: 6 — K: 7.

On remarque qu'il existe deux sorties de cathode, c'est une disposition qui apporte une réduction importante de la connexion entre

cathode et masse d'autre part, une broche S est prévue pour la liaison du blindage interne à la masse.

Une caractéristique remarquable de la triode EC900 est sa capacité anode-grille dont la valeur est seulement de 0,36 pF, alors que celle d'une triode de l'ECC189 est 1,9 pF. Le progrès est considérable, il a été tel grâce au montage entre l'anode et la grille d'une électrode formant un écran de forme spéciale que l'on relie à la masse. Au laboratoire d'application de la Radiotechnique, M. Miller a effectué les travaux suivants qui ont fait l'objet d'un rapport de laboratoire auquel nous avons emprunté ce texte.

On peut penser monter l'EC900 en montage grille à la masse, ce montage a été essayé, il présente l'inconvénient de n'être stable que si la capacité effective de réaction ( $C_{ag}$  etc) est suffisamment faible.

La valeur de la  $C_{ag}$  n'est pas encore assez faible pour permettre d'éviter le neutrodynage.

Les caractéristiques de fonctionnement nominales ont été examinées sur un lot de triodes moyennes, elles sont:

$V_{ak} = 110$  volts —  $R_k = 0$  —  $R_g = 100$  k $\Omega$   
 $V_g = 0$  V —  $I_a = 16$  mA —  $S = 20$  mA/V.

L'alimentation du tube à partir d'une source de 200 à 240 volts nécessite l'introduction dans le circuit d'anode d'une résistance  $R_a = 5,7$  à 8,2 k $\Omega$ . Cette résistance a pour effet de stabiliser le point de fonctionnement du tube et de modérer la dispersion. Elle a la même efficacité qu'une résistance insérée dans le circuit de cathode de valeur:

$$R_k = \frac{R_a}{75 \text{ à } 80} \approx 110 \text{ ohms } (\mu = 75 \text{ à } 80.)$$

La polarisation par le circuit de grille simplifie le circuit cathode; on ne constate pas de modification pour le bruit et l'impédance d'entrée; d'un autre côté, on sait les difficultés que l'on rencontre pour opérer une véritable mise à la masse en VHF de la cathode

On choisit avec ce tube le montage neutrode, il met en œuvre un pont (figure 1) dont l'équilibre ne dépend ni de la fréquence ni de la capacité d'entrée du tube. Le circuit d'adaptation de la source à l'entrée de l'étage est fait d'une cellule en  $\pi$ . Le bobinage est simple: un seul enroulement; deux contacts seulement sont nécessaires pour modifier la fréquence d'accord du circuit d'entrée.

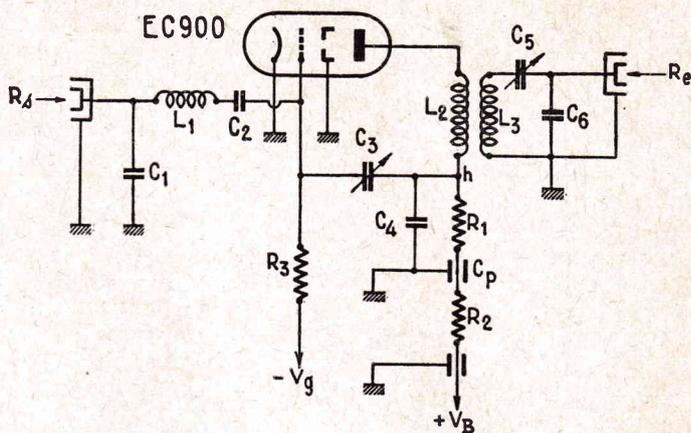


FIG. 2

Le pont montre qu'il est nécessaire d'équilibrer les éléments réactifs et actifs. A cet effet, la résistance d'alimentation d'anode est fragmentée en deux éléments  $R_1$ ,  $R_2$ . Il faut que la valeur de  $R_1$  satisfasse la relation:

$$\frac{C_a}{C_4} = \frac{R_1}{r_a}$$

et aussi que:

$$\frac{C_4}{C_3} = \frac{C_a}{C_g} \approx 17$$

$C_4$  et  $C_3$  doivent avoir des valeurs normales et l'ensemble doit être réglable. Les connexions, les retours à la masse doivent être très courts pour que les inductances soient faibles. Les éléments retenus sont:

$C_3$ : ajustable 3 pF (C totale 3,7 pF);  
 $C_4$ : capacité de passage 56 pF;  
 Ces valeurs conduisent à:

$$\frac{C_a}{C_4} = \frac{6}{56}$$

$$R_1 = r_a \frac{C_a}{C_4} \approx 680 \Omega$$

Dans la figure 1, on peut remarquer qu'il est important que la charge du tube ne déséquilibre pas le pont. Cette charge sera généralement un filtre de bande à deux circuits accordés et couplés. Le primaire du filtre étant constitué par  $L_2$  et l'ensemble des capacités du pont, le secondaire doit être couplé

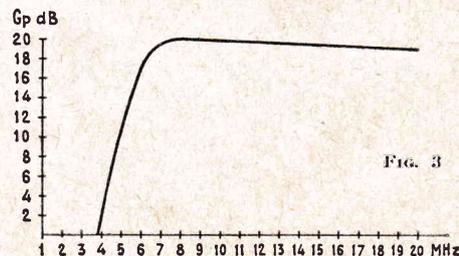


FIG. 3

magnétiquement au primaire. Tout autre mode de couplage introduirait dans l'un des bras du pont un élément réactif complémentaire qui ne permettrait d'en réaliser l'équilibre que dans une bande de fréquences étroite. Ce déséquilibre sélectif se traduirait par une asymétrie dans la courbe de sélectivité du filtre, un déséquilibre important peut conduire à l'instabilité et à une tension résiduelle trop élevée de l'oscillateur local qui traduit une faible atténuation issue de l'étage.

## MESURE DE L'AMPLIFICATION DE L'ETAGE

Le montage représenté figure 2 a été exécuté pour effectuer des mesures sur l'amplification d'un étage équipé d'une triode EC900, dans des conditions normales d'emploi, en fonction de la bande passante du circuit de charge. Le filtre de bande est constitué de telle manière qu'il soit possible d'ajuster le couplage et la charge ramenée aux bornes du secondaire peut être modifiée par le diviseur  $C_3, C_6$ . La cellule d'adaptation comporte en série avec  $L_1$  un condensateur  $C_2$  de 47 pF. Cet élément facilite la réalisation physique de  $L_1$  à 200 MHz et réduit les risques de transmodulation par les signaux de radiodiffusion ou d'autres signaux indésirables à fréquence basse.

On a vérifié l'adaptation au moyen d'une ligne longue et d'un générateur vobulé.

Pour opérer la mesure, on commence par régler  $C_3$  et  $C_6$  de telle sorte que la charge du secondaire prenne différentes valeurs mais que la capacité effective d'accord soit constante et demeure égale à 7 pF. Après chaque modification de l'amortissement du secondaire, le couplage est modifié afin que l'indice de couplage soit « transitionnel », c'est-à-dire que la courbe de sélectivité présente un petit plat à son sommet, sans que le creux classique apparaisse.

L'unilatéralisation est vérifiée en reliant la borne de sortie au générateur et celle d'entrée au détecteur.

On a à l'entrée et à la sortie deux charges égales (75  $\Omega$ ), la mesure de l'amplification par la méthode de substitution est simple à employer et précise, on peut lire directement le résultat sur l'atténuateur du générateur.

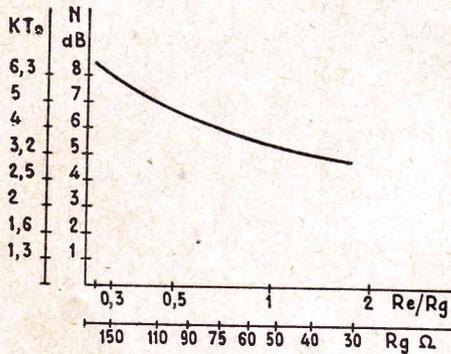


FIG. 4

Le point de fonctionnement est ainsi défini :  
 $I_a = 16$  mA,  
 $V_g = 0$ ,  
 $R_s = 100$  k $\Omega$ ,  
 $V_b = 200$  volts,  
 $S \approx 20$  mA/V.

La courbe de l'amplification effective obtenue à 200 MHz en fonction de la bande passante à 3 dB, au point de fonctionnement indiqué est tracée figure 3. Entre  $B = 7$  et  $B = 20$  MHz, le gain en puissance est à peu près constant et égal à 20 dB à 200 MHz. Le remplacement de la charge de mesure de 75 ohms par l'impédance d'entrée d'un convertisseur de fréquence soit environ 600  $\Omega$  à 200 MHz déterminerait une amplification de 28 fois.

### CARACTERISTIQUE DE BRUIT

Les essais faits au laboratoire d'applications de la Radiotechnique ont permis d'orienter au mieux l'étude du facteur de bruit. On peut opérer avec une source de bruit d'impédance connue et constante, et faire varier le rapport de transformation de la cellule d'adaptation. Le calcul de l'impédance vue par la source est imprécis ; on préfère, au lieu de ce procédé, employer une méthode plus exacte qui consiste à régler la cellule d'adaptation afin que

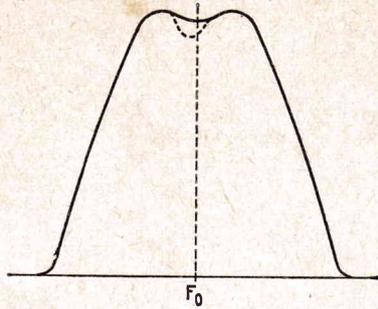


FIG. 5

l'impédance d'entrée qu'elle présente soit connue et constante. Le facteur de bruit est ensuite mesuré au moyen d'une source de bruit d'impédance variable. Le circuit de charge est réglé de telle sorte que sa bande passante soit de 10 MHz. L'impédance d'entrée est réglée à une valeur de 50 ohms ; la mesure peut être faite au moyen d'une ligne, d'un pont d'admittance ou d'un réflectomètre.

La courbe de facteur de bruit relevée à 200 MHz, en fonction de la résistance du générateur, à impédance d'entrée constante et au même point de fonctionnement que précédemment, est tracée figure 4. Des mesures complémentaires ont confirmé que la valeur minimale du facteur de bruit est de l'ordre de 3 KT<sub>0</sub> (4,8 dB) lorsque  $R_g/R_s \approx 2$ .

Ce rapport qui entraîne un taux d'ondes stationnaires de 6 dB est admissible en télévision.

Le facteur de bruit mesuré pour  $R_g = R_s$  est de 3,4 KT<sub>0</sub> (5,3 dB). Ces résultats intéressants dénotent une amélioration de 3 à 3 dB sur le facteur de bruit que l'on trouverait pour un étage ECC189.

Des mesures ont également été faites sur les propriétés de transmodulation de ce tube ; mesures faites dans les conditions de point de fonctionnement déjà énoncées. Pour  $k = 1$  % (facteur de transmodulation), avec un taux de modulation de 30 %, une fréquence de 39,2 MHz et une autre de 30 MHz. Quelques points notés sur la courbe : Pour une réduction de l'amplification de 6 dB on peut admettre une tension d'entrée de 120 mV ; on a encore : 70 mV pour 12 dB, point de valeur minimale ; on peut atteindre 200 mV au-delà de 24 dB.

### L'ETAGE CONVERTISSEUR AVEC LE TUBE ECF801

Le « tuner » moderne est équipé pour l'étage convertisseur d'une triode-pentode ECF801. L'avènement de la 2<sup>e</sup> chaîne a posé des problèmes pour la différence de gain qui existe

entre le tuner VHF et le tuner UHF, on peut le compenser à l'aide d'un étage supplémentaire en moyenne fréquence. Une combinaison économique consiste à utiliser comme étage supplémentaire la partie pentode du convertisseur, laissant de côté la triode. Le fait de faire travailler la pentode en amplificateur FI permet d'obtenir le même gain en VHF et en UHF.

Il a été nécessaire de concevoir un tube convertisseur dont l'élément pentode a une excellente qualité en transmodulation, car lorsqu'elle fonctionne en FI, la tension appliquée sur la grille est assez forte. Rappelons que le phénomène de transmodulation consiste dans le transfert de la modulation en amplitude d'une porteuse interférante sur une autre porteuse. On peut avoir transmodulation par l'influence du son sur la fréquence vision lorsque le niveau reçu est élevé, ou encore par l'action simultanée de la porteuse vision et d'une porteuse de fréquence assez proche venant d'un émetteur local. Les phénomènes de transmodulation sont particulièrement gênants avec les normes françaises dans lesquelles le son est transmis en modulation d'amplitude, on est beaucoup moins gêné avec les normes CCIR pour lesquelles ce son est transmis en FM.

Des études ont été faites au laboratoire d'applications de la Radiotechnique sur les valeurs admissibles sur la grille de commande en étage FI et en étage convertisseur pour des tensions de polarisation allant jusqu'à -40 dB par rapport à la tension au point de fonctionnement initial. Pour  $K = 1$  % on peut admettre en étage FI jusqu'à 500 mV et 370 mV en convertisseur, ces valeurs pour -40 dB. Pour l'ancienne triode pentode ECF80, on a trouvé respectivement 60 et 58 mV. On a remarqué que la valeur de la résistance de grille, 0,1 à 1 M $\Omega$  n'a pas d'influence sur la transmodulation.

Grâce à sa caractéristique de transmodulation, il est possible de commander pour la C.A.G. la grille de l'ECF801 quand ce tube fonctionne en changeur de fréquence. Alors ici, le courant grille varie et la résistance de fuite a une valeur qui influe sur le résultat global. Les variations de la pente de conversion sont plus faibles avec  $R_g = 470$  k $\Omega$  qu'avec  $R_g = 100$  k $\Omega$  quand la tension de l'oscillateur varie. On a intérêt à pré-polariser la grille en permanence, par exemple à -2 volts, on perd très peu en pente de conversion et on réduit le courant de grille, ceci est utile lorsqu'on applique sur cet étage la C.A.G. Une bonne valeur moyenne de la tension efficace à appliquer à la grille de la pentode est 2 volts.

Le brochage et la disposition des électrodes du ECF801 ont été particulièrement étudiés pour que la capacité entre l'anode pentode

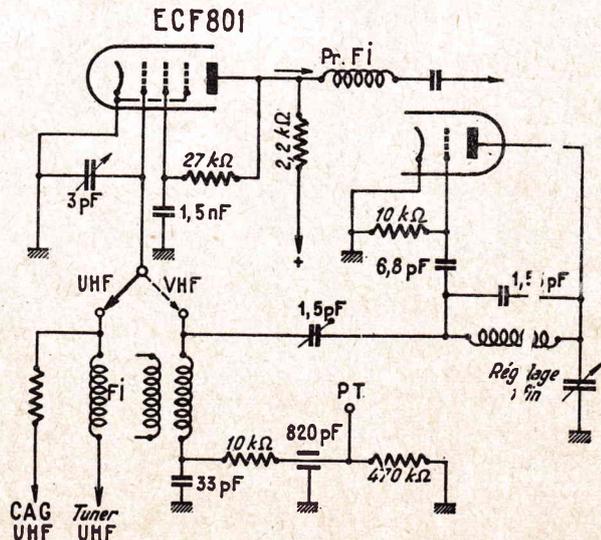
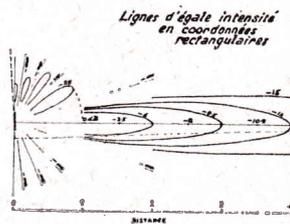


FIG. 6

# TECHNIQUE ET PRATIQUE DES COLONNES SONORES

LES systèmes de diffuseurs, sinon de moteurs de haut-parleurs sont très variés; la transformation des vibrations mécaniques du « piston sonore » de plus ou moins grande surface en vibrations de l'air, c'est-à-dire en ondes sonores, a reçu ainsi des solutions diverses. Cette diversité même montre bien la difficulté des problèmes posés.

Un haut-parleur de puissance sonore déterminée constitué par un moteur actionnant généralement un diffuseur de forme plus ou moins conique et de diamètre déterminé, ne peut assurer, en principe, que la reproduction d'une gamme sonore assez limitée. On emploie donc désormais, très souvent, non pas un seul haut-parleur, mais des groupes d'éléments, dont chaque unité est destinée plus spécialement à la reproduction d'une bande de sons musicaux particulière et limitée: les sons graves de 30 à 250 Hz par exemple, les sons médium jusqu'à 3 500 ou 4 000 Hz, et les sons aigus, jusque vers 10 000 ou 12 000 Hz, au minimum.



(Fig. 1)

Ce principe consiste ainsi à associer des éléments de différentes caractéristiques pour réaliser des ensembles permettant d'obtenir une reproduction de haute qualité, ou « Hi-Fi », suivant l'expression à la mode, tant en ce qui concerne la gamme de fréquences que les effets directionnels.

N'oublions pas, d'ailleurs, que la gamme musicale à reproduire est, en réalité, très grande; l'étendue des fréquences correspondantes est surtout importante, non en valeur absolue, mais en valeur relative, puisque le rapport des fréquences extrêmes entre 10 Hz et 15 000 Hz, par exemple, est de l'ordre de 1 500.

Le haut-parleur unique, comportant lui-même parfois plusieurs éléments intégrés, conserve pourtant encore ses partisans, qui reprochent aux ensembles multicanaux un défaut de réalisme sonore, dû aux interférences entre les sons provenant des différentes sources élémentaires dans les bandes de fréquence de liaison, en quelque sorte, entre les gammes essentielles considérées.

Les plus intéressantes solutions de ces systèmes, qu'on pourrait appeler **monocanaux** sont constituées par l'emploi de grandes surfaces rayonnantes, avec des moteurs électrostatiques ou électro-dynamiques, mais ces appareils doivent être parfaitement étudiés, car les interférences entre les ondes issues des divers points de la surface rayonnante risquent d'être parfois aussi accentuées que celles constatées entre les sons directs et réfléchis dans une salle réverbérante.

En regard de ces solutions, les colonnes sonores ou haut-parleurs à source musicale linéaire, normalement longues et étroites, sont des systèmes très originaux, formés généralement par plusieurs éléments placés verticale-

ment les uns au-dessus des autres; ces éléments, au lieu de présenter des caractéristiques acoustiques, électriques et physiques différentes, comme cela se produit dans les installations à haut-parleurs multiples, peuvent être tous plus ou moins identiques.

Certains techniciens distinguent plusieurs catégories différentes de colonnes sonores, et de haut-parleurs linéaires; en fait, s'il y a des variétés plus ou moins nombreuses, les principes demeurent toujours les mêmes.

## PRINCIPES ESSENTIELS DES COLONNES SONORES

La caractéristique fondamentale d'une colonne sonore ou haut-parleur linéaire, consiste dans le fait qu'elle produit des ondes sonores en forme d'éventail. Le plan de cet éventail est à angle droit, par rapport à la dimension la plus longue de la colonne; le graphique, qui indique la distribution sonore dans l'espace, que l'on peut comparer plus ou moins à la distribution du rayonnement d'une antenne de radio et étendu dans le plan horizontal et étroit dans le plan vertical lorsque la colonne sonore est disposée verticalement.

C'est la longueur de la colonne sonore qui détermine l'angle de projection du son dans le plan vertical; plus la colonne est longue, plus l'angle est réduit. Cet angle de distribution dépend également de la longueur d'onde sonore, c'est-à-dire de la hauteur du son, comme, d'ailleurs, dans le cas général du haut-parleur; l'ouverture du faisceau sonore est d'autant plus réduite que la longueur d'onde diminue, c'est-à-dire que la fréquence est, par conséquent, la hauteur du son, devient plus grande, le son plus aigu.

En dehors du faisceau sonore axial principal il se produit des projections sonores secondaires au-dessus et au-dessous, comme on le voit sur la figure 1, représentant le plan vertical sur l'axe, en avant d'une colonne. Il se produit une série de faisceaux sonores secondaires, au-dessus de l'axe, mais semblables à ceux qui sont au-dessus et ils ne sont pas représentés sur la figure.

Ce dessin de la figure 1 indique les lignes d'égalité d'intensité sonore; ce n'est pas, en réalité, un diagramme polaire, puisqu'il indique en même temps la hauteur et la distance de la colonne avec une échelle arbitraire. Les lignes radiales portant le signe  $\phi$  indiquent les directions d'intensité nulle entre les pinces sonores séparés.

D'après les indications précédentes, ces faisceaux sonores varient en même temps que la fréquence des sons reproduits. Pour des fréquences progressivement plus basses, les faisceaux sonores secondaires supérieurs se déplacent dans le sens contraire de celui des aiguilles d'une montre, et le faisceau inférieur dans le sens contraire.

Pour les très basses fréquences, et suivant d'ailleurs, une règle générale, la propagation des ondes sonores en avant du système est, en réalité, **omni-directionnelle**, si la fréquence est progressivement élevée, le faisceau sonore devient de plus en plus réduit, et les faisceaux secondaires prennent naissance.

## LE DEVELOPPEMENT DES COLONNES SONORES

Les colonnes sonores ont été, semble-t-il, utilisées pour la première fois, dès avant la guerre de 1939 et pour des installations de

dans le circuit de laquelle circule le courant FI et la grille d'entrée n'entraîne pas de réaction. Cette réaction amène des accidents dans la courbe de réponse qui apparaissent par combinaison avec la fréquence de la tension incidente, il y a un second changement de fréquence. Heureusement, la caractéristique phase-fréquence du circuit d'attaque du mélangeur dans la gamme FI est généralement telle que l'entretien d'oscillations parasites n'est pas possible, il reste pourtant une déformation dans la courbe de réponse du genre de celle qui est montrée figure L. La rétroaction peut amener du souffle, il en résulte un brouillard de fond visible sur l'écran.

La qualité d'un tube pour changement de fréquence peut être exprimée par le produit  $S_c \times C_{ag}$  car, l'importance de la perturbation est d'autant plus grande que la tension aux bornes du primaire est forte, toutes choses restant égales, l'amplitude de la perturbation est proportionnelle à la pente de conversion. La  $C_{ag}$  efficace de la pentode de l'ECF801 est inférieure à 12 millipicofarads, elle peut en atteindre 31 avec l'ECF80, on voit ici le progrès réalisé, citons les chiffres pour  $S_c$ : 2,2 contre 5. On voit que l'augmentation de pente de conversion de l'ECF80 n'apporte pas, grâce aux précautions prises dans sa technologie, un risque de perturbation par rétroaction.

Lorsque la disposition des éléments du tuner est telle que la capacité répartie C grille triode à grille de commande pentode est minimale, un élément de couplage anode grille-pentode de l'ordre de 1 pF est suffisant pour obtenir la pente de conversion optimale. Il faut que dans la construction l'ordre des contacts aux barrettes et les capacités du câblage soient très étudiées, de plus, le tube doit être éloigné de la charge FI, dans une direction telle que sa connexion s'écarte de la broche d'anode de la triode.

Dans certains cas, on opère le couplage entre l'oscillateur et le circuit d'entrée en plaçant face à face les deux bobinages, il faut veiller à ce que le couplage capacitif soit nominal et que la tension d'oscillation injectée qui en résulte ait bien le même sens que l'autre.

L'étude faite du brochage lors du développement du tube en usine a permis d'atteindre une résistance d'entrée de 10 k $\Omega$  à 50 MHz et de 600  $\Omega$  à 200 MHz.

La pente de conversion maximale à 200 MHz est  $S_c = 4,6$  mA/V environ, comme l'impédance de transfert du circuit de charge FI pour notre bande du 819 lignes est de l'ordre de 850  $\Omega$ , nous pouvons compter sur un gain en tension de l'ordre de 4 x.

Dans l'étude de la disposition mécanique d'un sélecteur, il faut penser à la longueur des connexions, le starter peut être à droite ou à gauche des tubes. Avec le ECF801 c'est la position à droite qui donnera les plus faibles longueurs des connexions pour la grille de commande, la grille et l'anode de la triode.

Le schéma de montage d'un tube ECF801 en étage convertisseur est représenté figure 6. On peut passer de VHF en UHF par un commutateur fixé sur le sélecteur de canaux tout près de la grille, ou encore par le jeu des barrettes.

Le circuit oscillateur est du type Colpitts. La forte pente de la triode permet de réduire à 4,7 pF la capacité de liaison de la bobine à la grille. Les risques de microphonie et de glissement de fréquence résultant des variations de température du tube sont ainsi extrêmement réduits.

La charge FI est faite d'un filtre de bande à deux circuits accordés couplés par capacité à la base. Le primaire est placé sur le sélecteur, le secondaire près du premier étage FI. La capacité de couplage est constituée par la connexion blindée de liaison entre les deux éléments.

diffusion sonore sur de grandes surfaces. Le problème consistait ainsi à couvrir un vaste espace, en particulier, pour des compétitions sportives, avec le minimum d'installations techniques et au prix le moins élevé. Le problème consistait à laisser des emplacements dont le périmètre pouvait atteindre 1 à 2 km, avec un système de petits haut-parleurs, très réduits chacun, et peu coûteux, mais nécessitant un câblage compliqué et les auditeurs pouvaient, à ce moment, être gênés par l'audition simultanée de tous ces haut-parleurs disposés en succession rapide. Les colonnes de l'époque étaient des dispositifs avec des ouvertures d'une hauteur de l'ordre de 5 m et de 1,20 m de large et la puissance d'entrée pouvait atteindre 125 W pour chaque colonne.

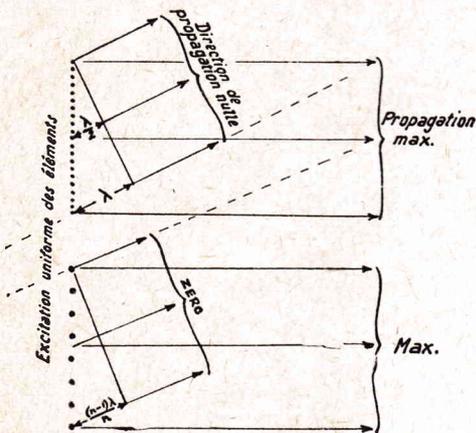


FIG. 2

Ce système permettait des transmissions satisfaisantes de paroles et de musique lorsque le faisceau sonore très étendu dans le plan horizontal pouvait pénétrer directement dans des endroits couverts. Cependant, la distribution sonore sur la surface centrale n'était pas aussi bien assurée qu'avec un système de distribution à éléments séparés et non concentrés.

Il a fallu attendre la fin de la seconde guerre mondiale, pour voir utiliser des colonnes sonores dans les salles et, en premier lieu, on a songé à les employer dans les salles de grand volume et, par exemple, dans les églises.

Dès 1950, on a ainsi envisagé l'utilisation de ces éléments pour la sonorisation de la cathédrale Saint-Paul à Londres. Auparavant, l'installation existante exigeait une alimentation de l'ordre de 7 kW.

### LES APPAREILS EMPLOYES DANS LES GRANDES SALLES ET LEUR FONCTIONNEMENT

Les résultats obtenus ont montré l'intérêt de cette installation, en particulier, en ce qui concerne l'intelligibilité des paroles, qui pouvait dépasser désormais 80 % et 95 % et les expériences ont prouvé le grand avantage des sources sonores très directionnelles dans les salles à grande réverbération. Sans doute, y a-t-il peu de salles modernes qui présentent des durées de réverbération aussi longues que les églises ou des salles anciennes de ce genre, mais il y a cependant des constructions modernes, étudiées spécialement pour la musique, et qui, par conséquent, présentent encore une durée de réverbération trop longue pour la compréhension très nette de la parole.

D'autres essais et installations analogues ont été effectués, en particulier en Angleterre et ainsi à Coventry, au moyen de colonnes portatives tubulaires de l'ordre de 1,35 m de hauteur, qui pouvaient être utilisées sans nuire en aucune façon à l'esthétique de la salle. D'autres colonnes de 3,30 m de long étaient suspendues à la voûte.

Dans le but de comprendre comment fonctionne une colonne sonore, il est bon de supposer théoriquement que les éléments individuels constituent des sources ponctuelles réelles.

On voit sur la figure 2, à la partie supérieure, l'effet produit par une source sonore linéaire composée d'un grand nombre de sources ponctuelles écartées d'une manière uniforme et, au-dessous, le fonctionnement du système composé de quelques sources sonores ponctuelles seulement.

Considérons, d'abord, le cas du système comportant un grand nombre de sources ponctuelles très rapprochées les unes des autres. A une grande distance, en avant et en face du système, les sons provenant de tous les haut-parleurs séparés arrivent en phase. Dans ces conditions, toutes les sources additionnent leurs effets dans une direction exactement à angle droit avec la colonne sonore, et ce résultat est obtenu pour les sons de toutes les hauteurs, sur toute la gamme reproduite.

Mais, en dehors de cet axe frontal, et dans la direction des flèches indiquées sur le dessin, l'effet résultant des sources sonores dépend de la phase des ondes qui parviennent à l'auditeur, à partir de chaque haut-parleur. Sur le dessin supérieur, nous pouvons supposer que la source placée à la base produit ses effets avec un décalage d'une longueur d'onde en avant sur l'auditeur, par rapport à la source qui est placée à la partie supérieure. La source disposée à la partie médiane de la colonne sonore produit, dans ces conditions également, son effet avec un décalage qui est seulement d'une demi-longueur d'onde.

Pour tous les haut-parleurs placés à la moitié supérieure de la colonne, il y a un élément correspondant dans la moitié inférieure et qui est écarté en arrière d'une demi-longueur d'onde de l'auditeur. Les paires de haut-parleurs ne produisent, en fait, aucune action sonore pour la position déterminée de l'auditeur, en raison de la compensation complète des effets sonores.

Puisque, pour chaque élément à la partie supérieure, il se trouve un élément correspondant distant d'une demi-longueur d'onde à la partie inférieure, il ne se produit pas d'effet sonore dans la direction considérée, et on constate la formation d'un axe, le long duquel il n'y a pas d'audition, ce qui correspond à l'effet directionnel du système.

Ce phénomène peut être constaté pour le même angle, au-dessous de la direction axiale, puisque le système est symétrique; sous ce rapport, on peut dire que toutes les sources fonctionnent en phase les unes avec les autres, et avec des intensités sonores égales.

Ce phénomène d'appairage des éléments sonores se produit seulement d'une manière satisfaisante lorsque le nombre des haut-parleurs est assez grand. Sur le dessin inférieur de la figure 2, on a supposé qu'il y avait seulement huit sources sonores en fonctionnement, et la direction dans laquelle il se produit un affaiblissement marqué de l'audition se manifeste lorsque la différence des distances de la source inférieure et de la source supérieure à l'auditeur est de l'ordre de  $\frac{7}{8}$  de longueur d'onde. D'une manière générale, et en appelant  $n$  le nombre des haut-parleurs, cette distance est

toujours de  $\frac{n-1}{n}$  de longueur d'onde,

de telle sorte que pour quatre haut-parleurs, la distance serait de l'ordre de  $\frac{3}{4}$  de longueur d'onde.

Lorsque l'angle en dehors de l'axe augmente, on peut constater la formation d'une série de faisceaux sonores secondaires, d'intensité plus faible que le flux sonore principal, et dont le nombre dépend de la fréquence des sons et de la longueur de la colonne.

### L'USAGE RATIONNEL DES COLONNES SONORES

Les techniciens ont imaginé des dispositions permettant encore de réduire les effets gênants des colonnes; on peut agir, en particulier, sur l'écartement des éléments et sur la fréquence des sons produits par chacun d'eux en utilisant des filtres.

Ainsi la longueur d'onde sonore à 1 000 Hz est de l'ordre de 30 cm et l'écartement de 23 cm; et, au-dessus de cette limite, il est possible de réduire l'écartement entre les éléments, en particulier, pour les colonnes formées d'éléments tweeters à sons aigus.

Pour obtenir un renforcement satisfaisant de la parole dans les salles à parois réfléchissantes et à forte réverbération, une gamme de fréquences de 250 à 4 000 Hz permet déjà d'obtenir une reproduction satisfaisante et naturelle; en réalité, l'extension exagérée de la gamme reproduite diminue alors plus ou moins le naturel de l'audition dans des conditions acoustiques de ce genre.

Les colonnes sonores étudiées pour de telles applications permettent ainsi de reproduire environ 4 octaves seulement; les colonnes normales de grandes longueurs sont prévues pour une reproduction de 250 à 1 000 Hz, et les colonnes tweeters de 1 000 à 4 000 Hz. Le système amplificateur fournit donc une amplification qui cesse progressivement au-dessus de 4 000 Hz.

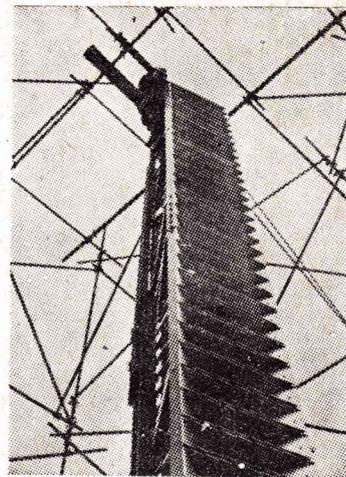


FIG. 3

L'alimentation à répartition linéaire permet de réduire très efficacement l'intensité des faisceaux sonores secondaires.

La source sonore de l'extrémité peut ainsi recevoir seulement un signal de 1 volt, alors que les sources suivantes reçoivent 10 V, et la source centrale 20 V. Si la colonne sonore contient un certain nombre de haut-parleurs, on augmente ainsi un effet très particulier, qui augmente les qualités du système.

### LES PROCÉDES NOUVEAUX

Les effets sonores secondaires, c'est-à-dire ceux qui ne se produisent pas dans l'axe de la colonne, doivent être atténués ou supprimés autant que possible; ils risquent de produire des échos sonores ou, en tout cas, augmentent la réverbération dans la salle. Ils ne contribuent en rien à une audition correcte et satisfaisante des sons, et en particulier des paroles.

Par ailleurs, tous les sons, dont la longueur d'onde est égale, ou plus réduite, que l'écartement des différents éléments, doivent être filtrés par un dispositif convenable. Si ces précautions ne sont pas observées, et en dehors

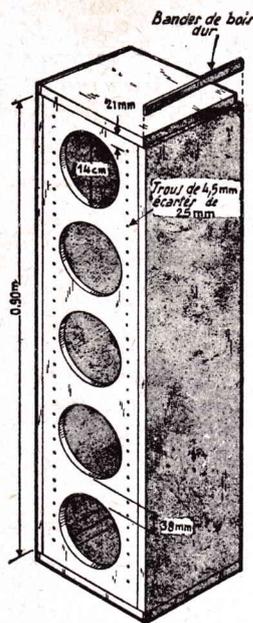


FIG. 4

de l'effet produit par les effets sonores secondaires, il en résulte la production d'une radiation sonore principale de forte intensité en dehors de l'axe, et l'inconvénient est encore beaucoup plus grand que celui produit par les effets secondaires supprimés.

Enfin, une réduction très importante des effets secondaires peut être assurée en adoptant un système d'alimentation variable pour les différents haut-parleurs composant la colonne. Les sons de toute la gamme musicale à reproduire ne doivent pas, si possible, être reproduits par une colonne sonore composée de haut-parleurs d'un seul type ; il est préférable d'employer une colonne sonore assez haute pour les sons médium et graves et une autre colonne beaucoup plus courte pour les sons aigus, et sur laquelle un haut-parleur permet d'éviter une concentration trop forte pour les fréquences les plus élevées.

Les difficultés sont évidemment d'autant plus grandes qu'on veut reproduire une gamme de fréquences plus étendue ; ainsi, pour maintenir une audition avec des angles de projection suffisamment uniformes, et de l'ordre de 30° sur une gamme étendue de fréquences de 60 Hz à 16 kHz, il faudrait employer, en réalité, quatre colonnes distinctes avec des filtres convenables. La plus longue aurait plus de 13 mètres et la plus courte n'aurait guère qu'une vingtaine de centimètres de long !

En pratique, il faut souvent considérer surtout l'effet produit à proximité de la colonne, dans une région de l'espace où les rayons sonores ne sont pas parallèles et d'autres précautions doivent être prises. On peut encore se soucier des effets produits par l'onde arrière des diffuseurs. Cet effet sonore pourrait être atténué, soit en enfermant les éléments dans une enceinte complètement fermée, recouverte intérieurement d'un matériau absorbant, ou en prévoyant l'échappement des rayonnements sonores à travers une ouverture acoustique disposée à l'arrière du boîtier.

### L'EMPLOI A L'EXTERIEUR

Les conditions d'utilisation de ces colonnes à l'extérieur en plein air, sont très différentes. Les effets sonores secondaires, c'est-à-dire la projection des faisceaux sonores parasites vers le haut, et que nous avons signalés précédemment, n'offrent plus d'importance, car ils ne sont évidemment pas réfléchis par le plafond et ne risquent pas d'être renvoyés vers le sol par les nuages ! Ils n'ont plus d'inconvénients

pour personne, même s'ils étaient réfléchis vers le sol, leurs effets ne seraient pas gênants.

Une des caractéristiques d'une colonne sonore à excitation uniforme consiste dans l'étalement du faisceau sonore qu'elle projette, et ce fait est particulièrement désirable, lorsqu'il s'agit d'obtenir une audition à grande distance. On peut ainsi transmettre une puissance plus grande avec une colonne sonore à excitation uniforme qu'avec un dispositif à alimentation progressive variée. L'élément central de la colonne à excitation étagée peut, sans doute, être actionné avec la puissance maximale qui correspond à sa capacité limite ; mais, en raison même de cette alimentation étagée, tous les autres éléments sont relativement sous-alimentés. Dans ces conditions, la puissance d'entrée que l'on peut appliquer sur un appareil à excitation uniforme peut être beaucoup plus grande, de l'ordre de deux à trois fois, dans le cas d'une colonne à 7 éléments, par exemple. Elle augmente en même temps que le nombre des éléments.

Dans le cas d'une installation en plein air, l'utilisation d'une seule source sonore ou d'un nombre réduit d'éléments permet normalement une réduction des frais de câblage de l'installation, mais il faut tenir compte de l'action du vent qui détermine, dans certains cas, une déviation des pinces sonores dans l'air. Si le vent souffle de droite à gauche et si sa vitesse augmente, les ondes sonores qui sont rapprochées du sol se déplacent plus rapidement que celles qui se trouvent à grande altitude ; il en résulte certaines distorsions.

La variation de température, suivant les couches d'air, peut également avoir un effet important sur la propagation, tout autant que la variation de la vitesse du vent, en particulier en été.

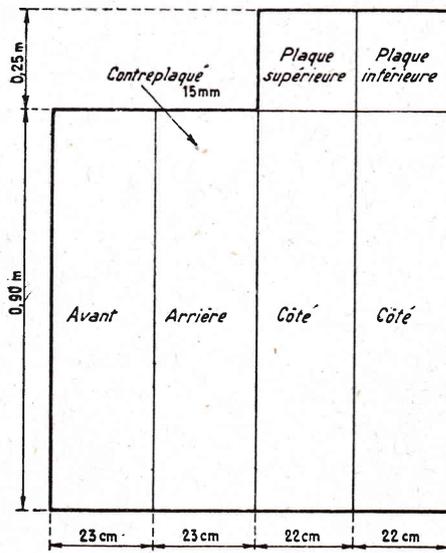


FIG. 5

Il est ainsi nécessaire d'envisager l'emploi d'une source sonore très intense ; il existe ainsi des colonnes sonores destinées aux auditions à grande distance, en plein air, de 6 m de long, alimentées par une puissance de l'ordre du kilowatt, et qui permettent la transmission de la parole dans de bonnes conditions d'audibilité à 2 km. Certains modèles rendent même possible la transmission à près de 5 km, mais, bien entendu, à une telle distance les conditions atmosphériques jouent un rôle considérable.

Des colonnes de ce genre sont, par exemple, placées sur des tours en Angleterre, à des hauteurs qui peuvent dépasser 30 m : elles peuvent servir, également, pour la transmission de signaux sonores, qui ne constituent pas des paroles ou de la musique, mais seulement des signaux d'alarme, modulés à des fréquences de

l'ordre de 460 à 470 Hz. La portée obtenue d'une manière régulière peut alors atteindre facilement 4 à 5 km, du moins si la vitesse du vent n'est pas trop grande à certains moments (fig. 3).

Chaque colonne peut être composée de plusieurs éléments à un seul plan avec des éléments pressés à leur embouchure, de façon à constituer une source linéaire continue. On peut ainsi obtenir des paroles de très haute qualité, même à grande distance, en tout cas plus de 3 km, et le système constitue bien, dans ces conditions, un procédé remarquable pour assurer la transmission dans des conditions aussi difficiles.

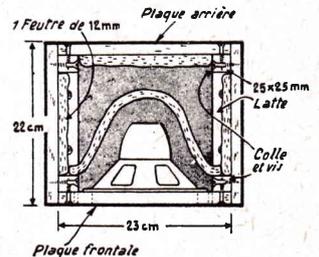


FIG. 6

### LA CONSTRUCTION PRATIQUE D'UNE COLONNE SONORE

Le montage d'une colonne sonore permet d'obtenir un angle d'audition horizontal très large et un angle vertical étroit est, en fait, évidemment très facile. Lorsque le système est monté à une hauteur bien déterminée dans une salle, le faisceau sonore étroit passe si on le désire, au-dessus de la tête des auditeurs, qui sont les plus rapprochés et, au contraire, produit un effet plus efficace sur les auditeurs plus éloignés qui se trouvent à l'arrière ; c'est un effet du même genre qui peut parfois être obtenu, d'ailleurs, avec les haut-parleurs directionnels à conques, qui composent un seul élément de haut-parleur chacun, mais sont souvent plus encombrants et plus fragiles.

A titre d'exemple, nous donnons, sur la figure 4, les détails de construction d'une enceinte de colonne sonore de 90 cm de hauteur et qui est destinée à contenir cinq haut-parleurs de 15 cm de diamètre seulement.

Cette enceinte est réalisée, essentiellement, avec du bois contreplaqué en plaques de 0,90 x 1,20 m, d'une épaisseur de 15 à 18 mm environ (fig. 5). Les ouvertures de 14 cm sont disposées les unes au-dessus des autres et sont séparées, comme on voit, par un intervalle de 38 mm ; les trous de 4,5 mm placés à la partie frontale, sont percés en ligne verticale ; toutes les surfaces intérieures, excepté la partie frontale, sont recouvertes avec de la fibre de verre, ou un autre matériau absorbant les sons, et un écran, d'un matériau similaire, et disposé autour des haut-parleurs sans être trop rapproché, comme on le voit sur le schéma de la figure 6.

La surface, à l'avant de l'enceinte, peut être couverte au moyen d'un tissu à larges mailles maintenu par un support. Les bords supérieurs et inférieurs sont couverts au moyen de lattes de bois dur, qui peuvent dépasser d'environ 12 mm, et on peut utiliser une bande de vitreux, si on le désire, pour améliorer l'aspect esthétique de l'appareil.

C'est là un exemple simple de réalisation d'une colonne sonore, et il est bien évident que la construction d'un système de ce genre ne présente jamais de grandes difficultés, en raison même de la simplicité de ses principes de fonctionnement.

**COURS D'ELECTRONIQUE A L'USAGE DES INGENIEURS ET DES TECHNICIENS SUPERIEURS**  
 par F. MILSANT  
 Ingénieur de l'Ecole supérieure d'Electricité, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Arts et Métiers et à l'Ecole Normale Supérieure de l'Enseignement Technique

TOME II  
**TUBES ET SEMI-CONDUCTEURS**  
 Editions Eyrolles  
 Un volume cartonné de format 16 x 25, 300 pages, 146 figures, 3 tableaux. Prix taxe locale incluse : 36,63 F. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris (2<sup>e</sup>).

Les nombreux utilisateurs du « Cours d'électronique » de F. Milsant, déjà en possession du premier tome (« Circuits à régime variable »), attendaient impatiemment le second volume, traitant des tubes et des semi-conducteurs, qui vient de paraître.

Sans y négliger l'étude des tubes (à vide et à gaz), l'auteur a fait une place plus importante aux semi-conducteurs qui sont utilisés aussi bien pour la transmission de l'information (amplification, production d'impulsions...), que pour l'exploitation de cette information (commande électronique des moteurs), machines à calculer électroniques...).

Ce second tome comporte quatre parties principales : en premier lieu, des généralités sur la constitution de la manière, sur la création et sur le mouvement des porteurs de charges dans les différents milieux : métaux, semi-conducteurs et vide. Ensuite, au cours des trois autres parties, sont expliqués les caractéristiques, les circuits équivalents et les principales applications. C'est ainsi que le dernier chapitre passe en revue les applications les plus récentes des semi-conducteurs (transistor unijonction, diode tunnel, thyatron au silicium...), en consacrant une place importante à l'étude des impulsions. En effet, il a paru utile de montrer à des étudiants qui possèdent déjà une solide formation en électrotechnique que le régime non linéaire, considéré le plus souvent comme un défaut en Electronique, peut conduire en Electronique à des applications intéressantes.

Les ingénieurs et les techniciens de l'industrie, désirant mettre à jour leurs connaissances dans le domaine de l'électronique, tireront profit de la lecture de cet ouvrage.

Le troisième tome, en préparation, traitera de l'électronique appliquée : amplification, oscillation, alimentation.

RECTA

## AMPLIS "GUITARE"

CHASSIS EN PIECES DETACHEES :      OU CABLES :

|                |       |             |
|----------------|-------|-------------|
| 12 WATTS       | 100 F | CABLE 195 F |
| 16 WATTS       | 140 F | CABLE 275 F |
| 20 WATTS GEANT | 229 F | CABLE 390 F |
| 50 WATTS GEANT | 325 F | CABLE 490 F |

**STÉRÉO**

|                 |       |             |
|-----------------|-------|-------------|
| 12 WATTS STEREO | 125 F | CABLE 230 F |
| 30 WATTS STEREO | 149 F | CABLE 290 F |

**DOCUMENTEZ-VOUS !**  
**SCHÉMAS GRANDEUR NATURE**  
**12 à 50 WATTS**  
 et devis contre 10 timbres à 0,30

**MAXIMUM DE CHANCE**  
 POUR  
**RÉUSSIR**  
**VOS AMPLIS SONOR et GUITARE 12 à 50 WATTS**

RECTA

**CONCEPTION ET PERFORMANCES DU RADAR CLASSIQUE**  
 par P. Delacoudre et J. Sondt  
 Société des Editions Radio-Paris  
 Un volume de 224 pages (16x24 cm) avec 234 illustrations. Prix : 36 F (+ t.l.), par poste : 39,60 F. En vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris-2<sup>e</sup>.

En soi, il n'est pas de « bon » ni de « mauvais » radar... Les qualités ou les carences éventuelles d'un équipement ne peuvent être jugées qu'en fonction des besoins et des exigences de son utilisateur. La seule étude des hyperfréquences et des circuits impulsionsnels se révèle insuffisante si l'intéressé ignore, par ailleurs, les lois fondamentales de la détection électromagnétique. C'est là le sujet du présent volume, qui traite essentiellement du radar « en lui-même ».

Le lecteur y trouvera également des renseignements relatifs à des techniques récentes : polariseurs en ondes guidées, amplificateurs logarithmiques, tubes à mémoire, etc.

Cet ouvrage, synthèse de nombreuses recherches, tant théoriques qu'expérimentales, est unique en son genre dans la littérature de langue française. *Extraits de la table des matières* : Structure générale d'une station-radar. Le générateur de synchronisation. Le modulateur. L'émetteur. Les antennes. Le récepteur. Equation générale. Probabilité de détection unitaire. Probabilité cumulative. Fluctuations et fréquences d'émission. Protection contre les échos de pluie. Atténuation. Echos de pluie. Polarisation circulaire. Production du rayonnement en polarisation circulaire. Amplificateurs logarithmiques. — Echos de sol et système M.T.I. Visibilité des objectifs dégagés des échos de sol. Fluctuations parasites. Visibilité des objectifs mobiles superposés aux échos fixes. — Diagrammes de couverture. Taux de visibilité et portée dans la zone proche. Limite du taux de visibilité. Amélioration de la portée dans la zone proche. Vitesses aveugles. — Réalisation pratique des dispositifs M.T.I. Circuits de mesure de phase. Circuits de retard ou de mémoire. — Système A.T.I. (ou E.E.S.). Principe. Exemple d'aérien. Autres types d'antennes A.T.I. — Calcul de portée et choix des solutions. — Perspectives d'avenir. Les limites des techniques actuelles. Les techniques futures.

RECTA

## 3 CLEFS POUR RÉUSSIR

3 APPAREILS DE MESURE

NOUVEAUX

**CENTRAD**

L'EXTRAORDINAIRE CONTROLEUR MINIATURE

Il sait tout !

**LECTURE DIRECTE**

Capacimètre  
Fréquencemètre  
Volt.-ohm.-  
ampèremètre

178 F    AVEC ETUI



CONTROLEUR UNIVERSEL  
20.000 Ω / VOLT

NOUVEAUX

Il fait tout !

**45 GAMMES DE MESURE**

Limiteur de surcharge  
Tensions continu  
alternatif  
13 calibres

178 F    AVEC ETUI

NOUVEAU VOLT-OHMÈTRE ÉLECTRONIQUE

- Dim. réduites : 15x19x10 cm.
- Entrée : 17 MΩ en continu.
- 1 à 1000 V continu et alternatif.
- Sondes HF et THT.

Commande par clavier à touches. Sécurité parfaite contre surcharges. Toutes mesures usuelles les plus étendues sans access. Impédance d'entrée 17 MΩ dont 2 MΩ dans le point de touche. Précision 3 %.

Résistances en 7 échelles centrées de 10 Ω à 10 MΩ. Résistances mesurables de 0,25 Ω à 1000 MΩ. Tensions altern. efficaces en 7 g de 1 à 1000 V.

PRIX AVEC SONDE DE DECOUPLAGE permettant toutes applications en ohmmètre et voltmètre sur alternatif ..... **650 F**

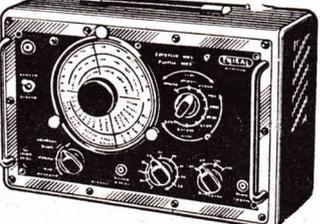


NOUVEAU GÉNÉRATEUR HF

9 gammes HF de 100 kHz à 225 MHz. Sans trous - Précision d'étalonnage ± 1 %.

Ce générateur de fabrication extrêmement soignée est utilisable pour tous travaux aussi bien en AM qu'en FM et en TV, ainsi qu'en BF. Il s'agit d'un modèle universel dont aucun technicien ne saurait se passer. Dimensions : 330x220x150 mm. Notice complète contre 0,60 F en T.-P. .... **548 F**

Supplément pour sonde ..... **68,00**



CREDIT 6-12 MOIS OU FACILITES SANS INTERET

**Société RECTA**  
 37, AVENUE LEDRU-ROLLIN - PARIS-XII<sup>e</sup>  
 Tél. : DID. 84-14 - C.C.P. PARIS 6963-99

RECTA

RECTA

## CRÉDIT

6 à 12 MOIS, OU

## FACILITÉS

DE PAIEMENT

## SANS INTÉRÊT

(sauf pour le CONTROLEUR 517)

DISTRIBUTEUR  
 POUR TOUTE LA FRANCE

RECTA

## CRÉDIT

6 à 12 MOIS, OU

## FACILITÉS

DE PAIEMENT

## SANS INTÉRÊT

(sauf pour le CONTROLEUR 517)

DISTRIBUTEUR  
 POUR TOUTE LA FRANCE

# ALIMENTATIONS STABILISÉES POUR TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

CERTAINS transistors que l'on emploie dans la construction des récepteurs de télévisions travaillent près de la limite de la tension qu'ils peuvent admettre sans danger. Un transistor lâchera plus vite par surtension que par excès de puissance dissipée. En conséquence, il est bon d'employer une source d'alimentation stabilisée. Les deux transistors les plus fragiles parce que travaillant près de leurs limites en tension sont le transistor de sortie vidéo-fréquence et le transistor de balayage ligne. On tire un autre avantage de la source stabilisée, étant donné sa faible résistance interne, on est moins ou pas du tout gêné par les à-coups de courant qui se produisent quand l'amplificateur basse fréquence est du type classe B. Ajoutons enfin la nécessité d'une stabilisation des dimensions de l'image.

Selon que le récepteur est de la catégorie portable ou récepteur d'appartement, il semble s'établir une tendance vers l'adoption de deux tensions : 11 volts pour le premier type et 30 volts pour le second.

## QUELQUES PRINCIPES DE BASE

Le schéma du montage est représenté figure 1. Les exigences

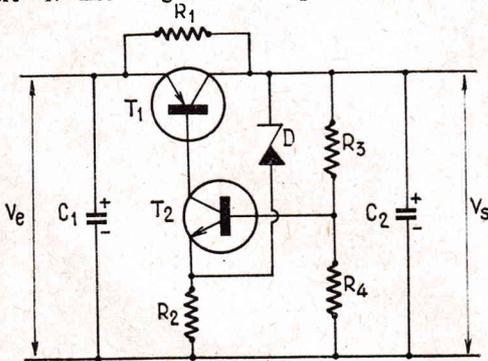


Fig. 1

imposent d'obtenir une tension de sortie stable lorsque le réseau varie de  $\pm 10\%$  et avec des variations de la charge de 30 à 45 watts avec 11 ou 12 volts on peut fonctionner sur batteries. Il faut que l'alimentation supporte sans dommage un court-circuit sans destruction du transistor de régulation. Pour les variations signalées ci-dessus, on admet 2 0/00 de la valeur de la tension de sortie. La stabilisation doit être efficace jusqu'à une température ambiante de  $65^\circ\text{C}$ .

Le transistor PNP est attaqué par un transistor  $T_2$  du type NPN. Si le courant de sortie diminue, la tension de sortie tend à augmenter. Puisque l'émetteur de  $T_2$  est connecté à la sortie à travers une diode zener D, la tension à l'émetteur monte d'autant ; tandis que la variation de tension à la base est

plus petite du fait du diviseur de tension. Il résulte de ceci que la tension  $V_{BE}$  de  $T_2$  diminue, ce qui produit une diminution du courant de base du transistor de puissance lequel compense la diminution du courant de sortie.

Si la sortie est court-circuitée les transistors  $T_2$  et  $T_1$  sont mis au cut-off. Le courant de sortie pendant un court-circuit est déterminé par la résistance qui est placée et parallèle sur  $T_1$ . Dans bien des cas, ce courant peut être assez réduit pour que le fusible ne fonde pas. La tension de claquage des deux transistors doit dépasser de beaucoup la tension maximale qui peut être fournie par le redresseur, autrement on risque de voir un ou deux transistors détruits. Le fait que cette alimentation peut supporter un court-circuit n'implique pas qu'elle soit capable d'encaisser des surcharges, le transistor peut être endommagé par excès de dissipation.

Un circuit de stabilisation série tel que celui qui est donné figure 1 travaillera convenablement si la tension redressée pour le minimum de la tension d'alimentation doit avoir une valeur telle que le transistor série ne soit pas attaqué dans le coude par la tension de ronflement qui apparaît aux bornes du premier condensateur du filtre. L'amplitude de cette tension dé-

pend du courant demandé et de la valeur de la capacité. Plus la tension de ronflement est forte plus la tension au secondaire doit être élevée et par conséquent il faut un plus faible rapport de transformation. Il en résulte une plus forte tension et une plus forte dissipation pour le stabilisateur série quand la tension d'alimentation est maximale. Aussi quand on construit un circuit de stabilisation, il faut choisir un compromis entre la dissipation dans le transistor de puissance et la valeur du condensateur électrochimique. On emploie un transistor pour la stabilisation série et pour cette raison la dissipation dans le stabilisateur est fixée. En général, la température maximale de la jonction germanium ne doit pas dépasser  $100^\circ\text{C}$  avec possibilité d'atteindre  $110^\circ\text{C}$  pendant 200

heures. La résistance thermique minimale entre jonction et ambiance qui peut être obtenue sans radiateur très volumineux est environ  $4,5^\circ\text{C/watt}$ . Ainsi avec une température ambiante de  $65^\circ\text{C}$ , la dissipation dans le transistor de puissance ne doit pas dépasser 10 watts.

La résistance qui est connectée en parallèle sur  $T_1$  a une valeur telle que le transistor conduise en-

Pour la diode zener, type basse puissance ou un type forte puissance peut convenir. Le courant inverse de la première est de 50 mA. Puisque la variation de la tension de la diode zener est d'environ 50 mA et que le courant minimal de la diode Zener ne doit pas devenir trop petit, il est nécessaire d'employer une diode d'un type forte puissance. Dans le circuit de stabilisation, la tension de

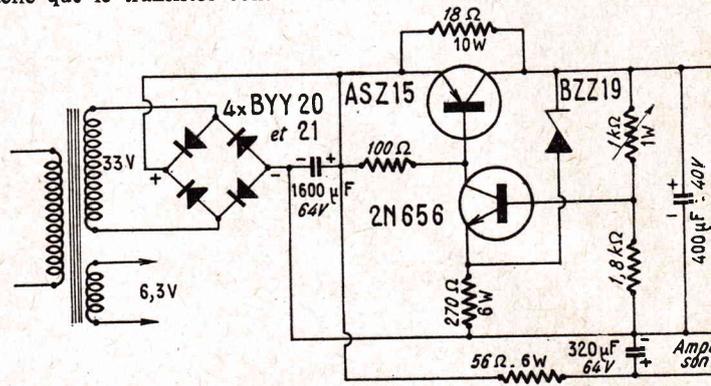


Fig. 2

core si la tension redressée est maximale et le courant dans la charge minimal. Dans les circuits qui seront examinés, l'impédance de sortie de  $T_2$  est plutôt élevée, il en résulte un courant de fuite élevé du transistor de puissance aux températures élevées. Ce courant de fuite peut être réduit en connectant une résistance de 100 ohms (environ) en parallèle avec diode émetteur-base. Mais, même dans ce cas, il est nécessaire que le courant minimal dans le transistor pour la valeur maximale de la tension redressée soit de l'ordre de 200 mA. Si ce courant est plus bas, il est possible que la stabilisation cesse aux températures élevées. Il n'est pas grave que ne soit pas stabilisée la tension qui alimente l'étage de sortie vertical ou l'amplificateur BF ; on peut ainsi réduire le courant qui traverse le transistor série. Dans les alimentations qui vont être décrites on suppose que l'amplificateur BF est pris avant la stabilisation.

## ALIMENTATION 30 VOLTS AVEC DEUX TRANSISTORS

Le courant que l'on peut demander à cette alimentation est 1 à 1,5 A. A la tension maximale d'alimentation, la dissipation dans le transistor est réduite à 9,5 W. Il faut avoir  $K_{j-g} \leq 4,5^\circ\text{C/W}$ .

En cas de court-circuit, la tension collecteur-émetteur du transistor série peut atteindre 45 volts d'où l'abandon du transistor AD149 au profit du ASZ15. Pour une valeur maximale de  $I_c$  on attend 50 à 60 mA pour  $I_1$ . Ce courant doit être fourni par le transistor amplificateur dont la tension de claquage doit permettre d'atteindre 45 volts.

## ALIMENTATION 11 VOLTS AVEC DEUX TRANSISTORS

Le courant à fournir est 2 à 3,9 A. Le groupe de condensateurs qui suit le redressement atteint une valeur très grande (6 400 µF) parvient ainsi à avoir une tension de ronflement très réduite qui que la dissipation dans le transistor de puissance est de l'ordre de 10 watts pour la valeur maximale de la tension redressée.

Pour le maximum du courant collecteur le courant de base doit fournir à celui-ci le transistor d'attaque est 120 mA. La tension aux bornes de ce transistor est égale à la somme de la tension

zener et de celle de  $V_{CE}$  du transistor de puissance. La dissipation peut pour cela être un peu forte. Pour cette raison, il est difficile de trouver un transistor NPN capable d'assurer cette fonction.

### COMPENSATION DE LA TENSION DE RONFLEMENT

A la sortie des alimentations stabilisées existe une certaine tension de ronflement. Si l'amplitude de cette tension est considérée comme trop importante, il est nécessaire d'apporter une compensation. Pour y parvenir, il existe plusieurs méthodes. La tension de ronflement produite par du 100 Hz peut être réduite en fournissant une partie du ronflement d'entrée au stabilisateur. Cependant, un tel mode de compensation n'a pas d'influence sur une tension de ronflement causée par la charge de l'alimentation. Une réduction de cette tension de ronflement peut être atteinte seulement en fournissant une partie du ronflement de sortie au stabilisateur, par exemple en connectant un condensateur aux bornes d'une des résistances du diviseur de la base du transistor de référence.

La figure 3 montre le montage de ce condensateur en pointillé. Une difficulté apparaît en cas de court-circuit, le condensateur de compensation doit alors être déchargé le premier et durant cette décharge le transistor de puissance demeure conducteur. Il apparaît, hélas! qu'il y a bien des chances pour que ce transistor soit détruit.

Comme la température ambiante de l'alimentation dans un récepteur de télévision transistorisé peut monter jusqu'à 65° C, la tension aux bornes de la zéner peut varier d'environ 200 mV. De plus, la tension  $V_{BE}$  du transistor de référence varie de environ 2 mV/°C. Les variations s'ajoutent. Dans l'alimentation 30 volts, la tension de référence est environ 1/4 de la tension de sortie; en conséquence, la variation de la tension de sortie est égale à 4 fois la variation de la tension de référence. Dans l'alimentation 11 volts, elle est plus petite.

Si la variation de tension due à des changements de température, est jugée trop forte, on peut apporter une compensation à l'aide d'une CTN dans le diviseur de tension alimentant la base du transistor de référence. Comme le coefficient de température des diodes Zener employées se situe entre 3 et 5 mV/°C, la compensation peut être établie pour une valeur moyenne seulement.

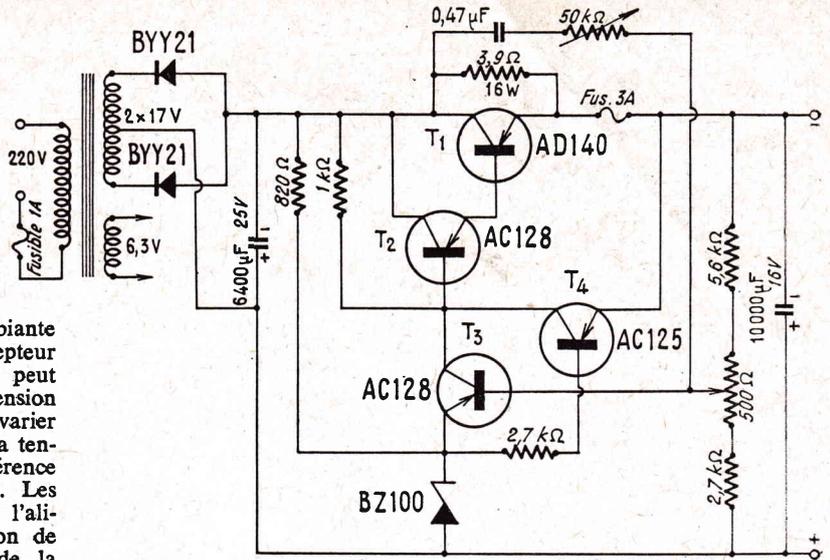


FIG. 4

rant il faut consentir à faire cette dérivation.

La diode zéner travaille à 5 V. Le transistor  $T_2$  agit comme amplificateur à courant continu, sa tension d'émetteur est constante, du fait de la présence de la diode Zener, quand une variation de tension apparaît, la variation qui se produit aux bornes de la charge collecteur de 1 kΩ de ce transistor est appliquée au transistor série.

Un diviseur de tension est placé aux bornes de la sortie, dans le but d'obtenir une tension proportionnelle à la tension stabilisée de sortie, le courant propre au diviseur doit être de l'ordre de 100 fois le courant passant dans la base du transistors  $T_2$ .

Signalons que le transistor AD140 doit être monté sur un radiateur de 40 cm<sup>2</sup> fait d'une plaque d'aluminium noirie et d'une épaisseur de 3 mm.

Le transistor  $T_2$  commande la base du transistor de puissance, il est lui-même commandé à partir de la charge collecteur de  $T_1$ .

Un circuit de protection a été prévu, il est équipé du transistor AC125.  $T_4$ . Ce circuit se met en route dès qu'un court-circuit se produit à la sortie de l'alimentation.

Alors le transistor  $T_1$  est coupé et puisque l'entrée du collecteur série est connectée au collecteur de  $T_1$ , la tension à l'entrée du système régulateur série est presque nulle et ce système est mis au « cut off ». Le courant de base est limité par la résistance qui relie la base à la zéner. Le courant qui parcourt la résistance de 3,9 ohms et le fusible monte un court instant à environ 5 A.

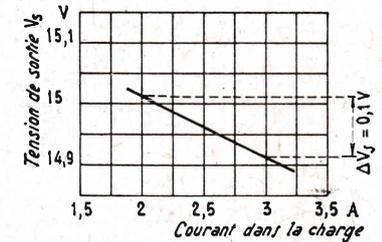


FIG. 6

La résistance interne de cette alimentation est égale à 0,1 ohm, le facteur de stabilisation atteint 11.

La figure 5 montre la variation de la tension de sortie quand le réseau varie autour de 220 volts de  $\pm 10\%$ . La mesure a été faite pour un débit dans la charge de 3 ampères.

La figure 6 représente la variation de la tension de sortie en fonction de la variation du courant dans la charge, on voit qu'entre 2 et 3 ampères cette variation de  $V_o$  est seulement de 0,1 volt.

Pour l'alimentation 30 volts décrite précédemment on a relevé:

L'examen des résultats obtenus fait ressortir que d'excellentes performances sont obtenues avec les seuls deux transistors PNP et NPN de la source stabilisée beaucoup plus économique et plus simple.

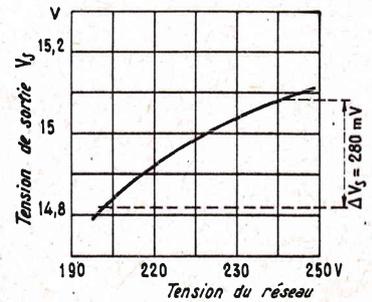


FIG. 5

| Tension du réseau | I charge 1 A | I charge 1,25 A | I charge 1,5 A |
|-------------------|--------------|-----------------|----------------|
| 198 V             | 29,85 V      | 29,77 V         | 29,70 V        |
| 220 V             | 30,05 V      | 30,00 V         | 29,95 V        |
| 242 V             | 30,15 V      | 30,13 V         | 30,10 V        |

Cette difficulté peut être éliminée en connectant une diode BYX11 en parallèle avec l'autre résistance du diviseur.

Ces notes ont été relevées dans les travaux de M. Tiemensma. Nous allons donner maintenant la description d'une alimentation étudiée par M. Tarris.

### INFLUENCE DES VARIATIONS DE TEMPERATURE

On prélève une fraction de la tension de sortie et on la compare avec une tension de référence. Si la valeur de cette tension de référence bouge, la stabilisation est mauvaise. Une diode zener a une tension inverse qui dépend beaucoup du courant, mais les variations dues à un changement de la température peuvent être considérables. Pour les types utilisés ici, elles peuvent atteindre 5 mV/°C.

### ALIMENTATION STABILISEE CONSTRUITE AVEC QUATRE TRANSISTORS

C'est encore un stabilisateur série qui est employé. Un fort gain de courant est obtenu par utilisation de transistor à fort  $\beta$ , on estime le gain total à 1 600 fois. Pour réduire la dissipation dans le transistor de puissance, on le shunte par 16 ohms, ceci réduit l'effet de stabilisation mais si l'on veut opérer avec un transistor cou-

# notre COURRIER TECHNIQUE

RR - 5.43. — M. Marcel Trunzler, à Jœuf (M.-et-M.).

Interphone à transistors, page 22 n° 1 012.

1° Pour améliorer la compréhensibilité, vous pouvez diminuer la valeur des deux condensateurs de liaison inter-étage (capacité de 50  $\mu$ F sur le schéma).

2° Entre + et - 9 V, monter un condensateur de plus grande capacité (500  $\mu$ F, par exemple).

3° Vérifier les valeurs des résistances équipant le push-pull OC72. En outre, dans la connexion des émetteurs aboutissant au + 9 V, intercaler en série une résistance de 10 à 15  $\Omega$ .

RR - 12.51. — M. Jahan, à Lanester (Morbihan).

Pour faire des essais de réception du son de la télévision, vous pourriez utiliser le petit récepteur à super-réaction moderne décrit dans notre numéro 1 086, en accordant bien entendu ses circuits sur la fréquence de votre émetteur TV local.

Le cas échéant, vous pourriez n'utiliser que la section HF et dé-

trice (tube ECC189) et attaquer ensuite la partie BF de votre récepteur de radio ordinaire.

RR - 6.01/F. — M. André Martin, à Nantes.

En principe, le haut-parleur reverberant « Dax-Eko » ne nécessite pas un canal d'amplification supplémentaire. Il se monte en parallèle sur un haut-parleur normal selon le schéma de la figure RR - 6.01.

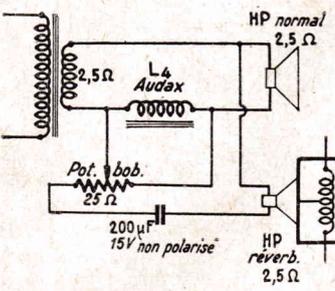


Fig. RR 601

Sur une chaîne stéréophonique, on branche généralement un haut-parleur reverberant par canal, en supplément des haut-parleurs normaux.

Si votre chaîne stéréophonique est munie d'un canal d'amplification « central » (ce que nous n'avons pas pu déterminer par votre lettre), il est possible aussi de monter un seul haut-parleur reverberant connecté en parallèle sur le haut-parleur normal de ce canal central.

Les haut-parleurs reverberants « Dax-Eko » sont livrés en boîtier-enceinte prêts à l'utilisation.

RR - 6.02. — M. Alain Messin, à Bondy (Seine).

Le talkie-walkie 27 MHz décrit dans le numéro 1 082 est conforme aux normes en vigueur ; en conséquence, il est homologable. Vous devez donc soumettre votre montage pour examen à l'Administration des Télécommunications, et il sera homologué dans la mesure où pratiquement il sera réalisé correctement.

RR - 6.03/F. — M. Francis Picq, à Talence.

Caractéristiques et brochage du tube cathodique 12SP7 pour oscilloscope.

Ecran = 30 cm de diamètre ; Spot = trace jaune/verte. Déviation : électromagnétique (par bobines).

Chauffage = 6,3 V 0,6 A.  $V/G_1 = -27$  à  $-63$  V ;  $V/G_2 = 250$  V ;  $V/G_3 = 10\ 000$  V. Concentration magnétique ou électromagnétique.

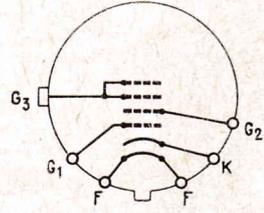


Fig. RR 603

Brochage : voir figure RR-6.03. Ce tube cathodique présente peu d'intérêt du fait des difficultés que vous aurez actuellement pour vous procurer les organes convenables et indispensables de concentration et de déviation.

RR - 6.04. — M. Lepoutre, à Wattrelo (Nord).

L'entrée E de l'indicateur visuel Jason J 29 d'émissions FM stéréophoniques peut être reliée — sur le décodeur Infra — à l'émetteur du second transistor SFT 316, après avoir intercalé une résistance de l'ordre de 330  $\Omega$  à 470  $\Omega$  entre cet émetteur et la ligne + 9 V. Eventuellement, retoucher la polarisa-

tion de la base par modification des valeurs des résistances correspondantes.

Nous ne pouvons pas vous donner davantage de précision n'ayant pas ces appareils à notre disposition pour pouvoir nous livrer à des essais pratiques.

RR - 6.05. — M. Dumontier, Bagnolet (Seine).

1° Equivalences des transistors : 2N 1142 = AFZ 12 ; 2N 1141 AC 128 ; 2N 1506 = 2N 498 ; 2SC = 2N 706.

Ces équivalences vous sont données en immatriculations françaises de la « Radiotechnique », qui vous permettra de vous procurer facilement ces transistors.

2° Quartz métallisés miniatures de 36 à 48 MHz : Veuillez consulter, par exemple, les « Laboratoires de Piezoélectricité », 4 rue des Montibœufs, à Paris (20<sup>e</sup>).

3° Courant maximum de collector du transistor AF114 : 10 mA.

4° Un convertisseur VHF pour bande 144-146 MHz ne peut présenter une MF de sortie de 6 à 14 MHz. La gamme VHF couvrant 2 MHz, la MF de sortie couvrira également 2 MHz, c'est-à-dire 6 à 8 MHz, ou de 12 à 14 MHz, toute autre bande de 2 MHz à votre choix.

Cela dit, tout montage de convertisseur VHF peut être modifié pour l'obtention de telle ou telle valeur de MF désirée. Il est inutile de concevoir un autre schéma. Il suffit de faire fonctionner l'oscillateur local du convertisseur sur une fréquence  $F_1$ , telle que  $F_2 - F_1 = F_1$ ,  $F_2$  étant la fréquence du signal VHF à recevoir.

RR - 6.06. — M. Perc, à Paris (2<sup>e</sup>).

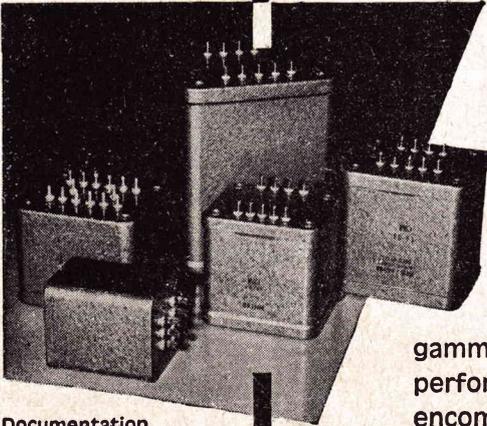
Ce que vous désirez faire n'est guère possible. En effet, votre type de moteur doit obligatoirement être alimenté en courant à fréquence de 50 Hz ; or, les convertisseurs à transistors d'alimentation fonctionnent sur des fréquences énormément plus élevées. Il serait plus simple d'utiliser un moteur du type « universel » et l'alimenter directement en 12 V continu à partir de l'accumulateur. Il existe des tourne-disques équipés de tels moteurs et spécialement conçus pour être utilisés sur piles ou accumulateurs.

RR - 6.07. — M. Adbermane Ben Ali, à Paul-Cazelles Médéa, Algérie.

Vous ne nous dites pas le type exact de l'antenne de télévision que vous utilisez présentement.

## transformateurs BF

haute fidélité mono et stéréophoniques



nouvelle série

gamme très complète performances accrues encombrement réduit

Documentation sur demande

ETS P. MILLERIOUX STS

187-197, ROUTE DE NOISY-LE-SEC, ROMAINVILLE (SEINE) - VIL 36.20 et 21

est certain qu'une antenne à grand gain (grand nombre d'éléments et éventuellement à plusieurs nappes) vous apportera une augmentation des « microvolts » appliqués à l'entrée de votre téléviseur.

Néanmoins, quoi que vous fassiez, la réception des émetteurs TV belges et anglais en... Algérie, restera toujours sporadique.

**RR - 6 . 08. — M. Claude Cartier, à Albertville (Hte-Savoie).**

1° Un oscilloscope à transistor est décrit dans l'ouvrage « Appareils de mesure à transistors » (Cormier et Schaff). Vous pourrez éventuellement en extraire le montage de la base de temps génératrice de dents de scie linéaires qui vous intéresse. En effet, le montage générateur d'impulsions rectangulaires cité dans votre lettre n'est pas facilement modifiable et il est préférable de faire appel à un autre montage spécialement prévu.

2° Un commutateur de courbes pour oscilloscope (commutateur électronique à transistors) est décrit dans l'ouvrage « Applications Pratique des Transistors » (F. Huré). Ces deux ouvrages sont en vente à la Librairie de la Radio.

**RR - 7 . 01. — M. Pierre Murret, à Lyon (4°).**

1° En ce qui concerne votre antenne collective, il est absolument impératif d'utiliser une boîte de séparation et de répartition adéquate et adaptée aux caractéristiques générales de l'installation. Tous renseignements doivent pouvoir vous être fournis par le gérant responsable de l'immeuble ou par l'installateur de l'antenne.

2° Les valeurs des éléments de votre préamplificateur-correcteur à transistors pour pick-up piézoélectrique sont correctes.

Bien entendu, si l'un des transistors a « souffert », vous auriez tout intérêt à le remplacer.

En outre, pour l'utilisation d'un pick-up de type piézoélectrique, le circuit d'entrée n'est pas très valable. Une meilleure adaptation d'impédance serait obtenue en supprimant la résistance en shunt ( $R_s$  de 50 k $\Omega$  sur votre schéma) et en montant, au contraire, une résistance en série (de l'ordre de 100 à 500 k $\Omega$  entre la douille d'entrée PU et le condensateur de liaison ( $C_1$  de 10  $\mu$ F).

La bande passante globale d'un ensemble de reproduction BF ne dépend pas uniquement du préamplificateur-correcteur, mais aussi de la qualité du lecteur pick-up, de l'amplificateur proprement dit, du haut-parleur et de son enceinte acoustique.

**RR - 7 . 02. — M. Paul Lesne, à Versailles (S.-et-O.).**

Il est évident que dans une base de temps de balayage « lignes », un Tube PL81 est soumis à un sévère régime de fonctionnement. Vérifiez ses conditions d'utilisa-

tion en général, et notamment sa tension d'écran.

Par ailleurs, vous pouvez essayer d'utiliser un tube PL81F qui est un modèle « renforcé ».

**RR - 7 . 03. — M. Georges Charpenet, à Alès (Gard).**

1° La base de temps à fréquences élevées décrite dans notre numéro 1087 peut parfaitement être montée sur votre oscilloscope en lieu et place de celle existante.

2° En ce qui concerne la base de temps que vous utilisez présentement, une meilleure linéarité doit pouvoir être obtenue par l'ajustage de la tension d'écran et de la polarisation de cathode du tube pentode amplificateur 6BA6.

3° Comme générateur de signaux BF rectangulaires, vous pouvez utiliser le montage décrit page 71, n° 1047. Une autre solution consiste à employer un générateur BF à signaux sinusoïdaux (type à pont de Wien, par exemple) suivi d'un adaptateur (écrêteur) pour signaux rectangulaires ; voir l'ouvrage « L'Emission et la Réception d'Amateur », 5<sup>e</sup> édition, chapitre XXI (Librairie de la Radio), ainsi que la description page 30, n° 1090.

**RR - 7 . 06. — M. Jean-Louis Ponton, Le Blanc-Mesnil (S.-et-O.).**

Concernant l'émetteur décrit dans notre numéro 1077, il ne saurait être question d'en diminuer l'encombrement en réduisant le poids et les dimensions des transformateurs. Les transformateurs doivent obligatoirement présenter les caractéristiques indiquées, ce qui correspond à des dimensions données que les bobiniers de transformateurs ne sauraient réduire.

Le redressement monoalternance n'est pas à conseiller non plus ; car ce qui sera gagné en « bobinage » sera perdu en condensateurs de filtrage, la capacité de ces derniers devant être alors considérablement augmentée.

Ce qu'il est possible de faire, pour gagner en encombrement, est de remplacer les valves à vide par des diodes au silicium BY 100.

Deux diodes BY 100 pourront remplacer la valve EZ80. Il en faudra quatre pour remplacer la valve GZ32 de l'alimentation du modulateur (deux diodes en série pour un élément de GZ32, afin d'obtenir une tension inverse suffisante.

Les deux valves GZ32 de l'alimentation générale pourront être remplacées par huit diodes BY100 connectées deux par deux comme précédemment et pour la même raison. Mais l'inconvénient de cette solution réside alors dans son prix de revient.

**RR - 7 . 07. — M. Isnard, à Marseille.**

Les tubes 6L6 WGA ou WGB sont des tubes 6L6 dont vous trouverez les caractéristiques et le brochage dans n'importe quel

lexique de tubes de radio. Mais il s'agit là simplement de tubes dits « professionnels » ayant des caractéristiques (mécaniques, notamment), renforcées.

**RR - 7 . 08. — M. R. Pasdeloup, à Chantenay (Nièvre).**

Il n'est pas possible de modifier les petits émetteurs-récepteurs du commerce (talkie-walkie), et notamment d'en augmenter la puissance en leur adjoignant un amplificateur HF supplémentaire.

**RR - 7 . 09. — M. Maurice Saino, à Martigues (B.-du-R.).**

1° Oscilloscope du N° 1067 :  
a) THT environ 2 kV ;  
b)  $CF_2$  = condensateur de 0,1  $\mu$ F à très fort isolement diélectrique (au moins 3 kV).

2° Dans le cas d'un tweeter électrodynamique, alimenté par un simple condensateur en série, on ne considère que l'impédance (ou réactance capacitive  $X_c$ ) offerte par le condensateur aux diverses fréquences à transmettre (ou à ne pas transmettre). Mais pour ce montage simple, on ne peut pas parler de fréquence de coupure brusque ; l'affaiblissement est progressif.

Formule :

$$X_c = \frac{1}{2\pi FC}$$

d'après laquelle on voit que pour une capacité donnée, l'impédance diminue lorsque la fréquence augmente.

Bien entendu, par ailleurs, la valeur de la capacité à choisir doit déterminer aux fréquences considérées une réactance capacitive en rapport avec l'impédance propre du haut-parleur.

Pour un haut-parleur normal de 2,5  $\Omega$  et un tweeter de 2,5  $\Omega$  connectés sur une sortie BF de 2,5  $\Omega$  également, un condensateur de 6 à 8  $\mu$ F pour le tweeter donne généralement satisfaction.

**RR - 7 . 10. — M. Jean-Pierre Haessig, à Lausanne (Suisse).**

1° Vous pouvez très bien construire deux préamplificateurs-correcteurs (N° 1057, page 40) sur

un même châssis, dans le cas d'un amplificateur stéréophonique.

2° Il est préférable de blinder les deux tubes ECC83, mais il n'est pas nécessaire de les chauffer en courant continu.

3° Les organes à votre disposition (transformateur, valve, etc.) sont très largement suffisants pour alimenter ce préamplificateur. Nous pensons même qu'ils ne sont pas nécessaires. En effet, la consommation du préamplificateur est relativement faible, et son alimentation peut très bien être prélevée sur celle de l'amplificateur faisant suite.

4° Nous ne pouvons pas vous indiquer par avance quelle sera la position de correction (1, 2, 3 ou 4) la plus favorable dans votre cas. Il nous faudrait connaître la courbe de réponse « amplitude-fréquence » de votre pick-up.

**RR - 7 . 11. — M. R. Bernadets, à Port-de-Bouc (B.-du-R.).**

TV Tracer 227 (« H.-P. » n° 1087 page 51) : Il nous est évidemment difficile de diagnostiquer le défaut de votre appareil sans pouvoir l'examiner. Néanmoins, nous pensons que le transistor AF102 oscille sur une fréquence incorrecte. Revoyez donc le branchement de la bobine S et de son condensateur ajustable  $C_3$  ; vérifiez notamment si ce condensateur est correctement connecté ; assurez-vous aussi de l'effet de son réglage.

**RR - 7 . 12. — M. Alain Brunet, à Lille (Nord).**

En ce qui concerne les groupes de vos haut-parleurs, nous ne pouvons pas vous répondre. Pour l'établissement des filtres, il faudrait nous préciser les fréquences de coupure désirées.

D'autre part, il est indispensable que nous connaissions les diverses impédances secondaires possibles et disponibles sur le transformateur de sortie de votre amplificateur.

Enfin, nous vous signalons que cette question a été développée dans notre Numéro Spécial BF du 1<sup>er</sup> avril 1961 (si vous le possédez dans votre collection, car il est malheureusement épuisé).

Le relais est l'affaire  
d'un spécialiste :

**RADIO-RELAIS - 18, Rue Crozatier  
PARIS-XII<sup>e</sup> - DID. 98-89**

Service Province et Exportation même adresse (Parking assuré)

# B. G. MÉNAGER

20 mètres du métro Arts-et-Métiers

20, rue Au-Maire  
PARIS (3<sup>e</sup>)

C.C.P. PARIS 109-71  
Tél. : TUR. 66-96

Liste sur demande contre 0,60 F en timbre

## MÉNAGER

- 25 Coffrets d'entretien ROTARY**, complet, compren. : lustre élect. pr meuble ou carross. voit., 6 access. Vendus .. 29,00
- 2 Machines à tambour 4,5 kg** neuves, retour d'exposition, marque BRANDT. Vendues ..... 990,00
- 4 Machines à laver CONORD VESTALUX**, retour d'exposition. Valeur : 1.800,00. Soldées ..... 990,00
- 2 Machines LINCOLN**, 6 kg, 110-220 V. Vendue ..... 1.150,00
- 3 Machines VEDETTE**, 4 kg, 110-220 V. Vendue ..... 890,00
- 4 Machines CONORD**, 6 kg, type Buanerie. Vendue ..... 590,00
- 4 Machines à laver ATLANTIC**, 4 kg à tambour automatique contrôlé, emballage d'origine ..... 839,00
- 2 Machines ATLANTIC**, 5 kg, 110-220 V. lavage sans manipulation. Valeur 1.540,00. Vendue ..... 890,00
- 3 Machines à laver ECIAM « ZODIAC »** 4 kg, neuves, cuve et panier inox, valeur 1.450,00, vendue ..... 790,00
- Machines à laver LADEN** de démonstration. Etat neuf. Garanties 1 an. Monceau 7 kg. Valeur 2.500,00 ..... 1.390,00
- LADEN Babette**, 4 kg ..... 990,00
- LADEN Alma**, 4,5 kg. Valeur : 1.390,00. Prix ..... 850,00
- 2 Machines BRANDT**, essor. centrifuge, pompe. Valeur : 810,00 ..... 490,00
- 5 BENDIX**, entièrement automatique. Valeur : 1.460,00. La pièce ..... 750,00
- CONORD**, essorage centrifuge chauff. gaz, 4 kg. Val. : 890,00 pour ..... 550,00
- 6 Machines à laver neuves SAUTER**, retour des douanes, vendu ..... 1.290 F
- 5 Machines à laver automat. PHILIPS-RADIOLA** neuves, vendu ..... 1.290,00
- 3 Machines neuves** retour d'exposition, entièrement automat. marque BRANDT. Vendue ..... 1.290,00
- 3 Machines à laver CONORD** 4 kg, faible encombr. av. essor. centrif., soldée 590,00
- 20 Moteurs de Machines à laver 1/4 CV** Mono avec pompe en bout d'arbre 120/220 V. Vendu neuf ..... 69,00
- 20 Moteurs réducteur 1/3 CV 120/220 V.** boîte 2 vitesses. Vendu ..... 85,00
- 10 Machines à laver** entièrement automat. marque SAUTER, vendues neuves hors cours ..... 1.350,00
- 5 ESSOREUSES** centrifuges HOOVER neuves, emball. orig., vendue ..... 280,00
- 2 Ciroues**, 3 brosses. Valeur : 480,00. Vendue ..... 280,00
- 4 Ciroues aspirantes**, 3 brosses, valeur 600 F, vendue ..... 350,00
- 20 Aspirateurs traînaux**, gdes marques (occasion révisée), vendu ..... 85,00
- 25 Aspirateurs Balai**, marque SIEMENS, emball. d'orig. Val. 270,00. Vendu 109,00
- 10 Cuisinières**, 3 feux tous gaz, avec hublot ..... 290,00
- 10 Cuisinières élect. ou mixtes SAUTER**, 4 feux avec thermost., sensation. 750,00.
- 2 Cuisinières** 3 feux gaz, four élect., vendue ..... 450,00
- 10 Cuisinières luxe** 3 feux, thermostat et grill ..... 390,00
- 2 Machines à coudre** portat. neuves, fabricant. allemande, points zigzag, valeur 1.200 F. Vendu ..... 490,00
- 2 Chaudières** autom. pour chauffage central et production d'eau, adaptable sur toutes installations.
- Moulins à café RADIOLA**, 110 ou 220 V. Soldés ..... 16,00
- 50 Mixers Baby ROTARY** 220 V. .... 29,00
- 200 Moulins à café ROTARY**. Val. : 28,00. en affaire ..... 9,95
- Aérateur** électrique pour cuisine ..... 45,00
- 6 Rasoirs PHILIPS-RADIOLA** vendu 55,00
- 10 Rasoirs CALOR** vendu ..... 35,00
- Régulateur de tension automatique**, 110-220 V, pour radio et télévision ..... 130,00
- 2 Chauffe-Eau** électrique, 50 litres, complet, avec thermostat ..... 366,00
- 2 Chauffe-Eau gaz CHAFFOTEAU**. Vendu hors cours ..... 189,00
- 12 Chauffe-Eau à gaz**, emballage d'origine. Soldés ..... 125,00
- 50 Fers à repasser ELIC**, semelle fonte. Vendu avec cordon ..... 14,50
- 12 Electrophones CLARVILLE**, 4 vitesses, Vendus ..... 159,00

- 6 Pendules** mouvement à transitor avec trotteuse centrale. Vendue ..... 65,00
- 50 Pendules électriques** de luxe, mouvement suisse, trotteuse centrale. Vendue ..... 35,00
- 40 Pendules élect. de luxe JAEGER** 12 V fonctionn. sur piles ou batterie, neuve. Vendue ..... 29,50
- 20 Ensembles fluo. cercline**, adapt. sur douille bayonn. en affaire ..... 35,00
- 25 Casques Séchoirs**, neufs emballage origine, val. 59 F. Vendu ..... 35,00
- 10 Tondeuses à gazon** électriques, 120 ou 220 V., vend. en emb. origine. .... 149,00
- 10 Réfrigérateurs BRANDT**, neufs retour d'exposition. Vendus en affaire : 230 l. .... 850,00 - 275 l. .... 980,00
- 10 Réfrigérateurs** cuve émail 200 l., Valeur 1.400,00, vendu ..... 790,00
- 25 Réfrigérateurs** retour d'expos., dém., Vendu hors cours en 125 l. .... 480,00
- En 150 l. .... 520,00 - En 180 l. .... 650,00
- 10 Poêles** à mazout 100 m3 carrosserie émaillée brun av. voyant. Vendu. 275,00

### CREDIT ACCORDE DE 3 A 18 MOIS SUR APPAREILS MENAGERS

RR - 7 . 13. — M. Jean Laniel, à Mont-de-Marsan.

Compte tenu de l'intensité demandée par votre récepteur, l'alimentation décrite page 99 numéro 1 088 ne convient pas. Il faudrait faire appel à un montage différent ; voyez, par exemple, celui décrit à la page 56 du numéro 1 090.

RR - 7 . 14. — M. Alphonse De-launay, à Soudan (L.-A.).

Le tableau de correspondance 1965 édité par « Belvu » n'indique pas d'équivalence pour le tube cathodique 23MP4.

RR - 7 . 15. — M. Gaston Falco, à Marseille (6<sup>e</sup>).

1° Lampe infra-rouge à vapeur de césium : Vous pourriez éventuellement consulter la Compagnie des Lampes « Mazda », 29, rue de Lisbonne, à Paris (8<sup>e</sup>).

2° Un émetteur d'ondes de 5 cm n'est pas réalisable par un amateur non muni d'appareils de mesure adéquats.

RR - 8 . 01. — M. L. Pichon, à Sommechaie (Yonne).

1° Adresse du concessionnaire des appareils de radio de marque Kuba : Kuba France, 18, faubourg du Temple, Paris (11<sup>e</sup>).

2° Sur un téléviseur, les causes de « traînage » peuvent être nombreuses. Voici les principales :

a) Faiblesse générale ; appareil insuffisamment sensible ; champ trop faible ; antenne insuffisante ; canal HF, CF, MF « image » désaccordé ; tubes affaiblis ; synchronisation horizontale imprécise.

b) Bobine de correction vidéo défectueuse, insuffisante ou trop amortie.

c) Mauvaise forme ou largeur insuffisante de la bande passante globale « image » ; mauvais calage de la porteuse-image sur le flanc de la courbe (atténuation insuffisante).

d) Condensateurs de cathode de capacité excessive à l'étage vidéo.

e) Résistance de détection « image » de trop grande valeur.

RR - 8 . 02. — M. Jean Strzelecki, à Téléthem (Nord).

1° Pour faire suite à votre détecteur à super-réaction OC171, n'importe quel amplificateur BF à transistors peut convenir ; il n'y a pas de montage particulier à réaliser. Vous pouvez donc vous inspirer de toute autre section BF de n'importe quel récepteur de radio à transistors parmi les nombreux schémas publiés dans nos revues. A titre d'exemple, nous vous suggérons les montages des pages 48, 49 et 50 du numéro 998.

2° Concernant le convertisseur OC que vous avez réalisé, et d'après vos explications, nous pensons pouvoir vous dire :

a) Que vous avez peut-être utilisé des éléments non convenables pour les O.C. ;

b) Que votre réalisation pratique n'est pas correcte et comporte notamment des capacités parasites de câblage excessives ;

c) Que les condensateurs variables ne font pas les valeurs indiquées ;

d) Que les bobinages ne sont pas conformes aux caractéristiques données.

Nous n'en voulons pour preuve que le fait de recevoir la bande 40 m avec les bobinages prévus pour la bande 15 m !

RR - 8 . 03. — M. Christian Gaigne, à Hunsbach.

Nous n'avons pas les caractéristiques d'un mélangeur et d'un séparateur VHF/UHF pour télévision pour une impédance de 240 Ω.

De toutes façons, ces organes sont très délicats à réaliser et leur construction n'est à la portée que des amateurs très avertis. Nous vous conseillons d'avoir recours à des organes commerciaux.

JH 307. — M. Dubois, à Caudéran (Gironde) nous demande le schéma d'un convertisseur pour adjoindre la gamme GO sur un récepteur ne possédant que la gamme PO.

Un convertisseur est en fait un étage changeur de fréquence supplémentaire. Il convertit le signal reçu en une fréquence intermé-

diaire bien supérieure à la valeur traditionnelle MF. Il permet donc d'obtenir une écoute des fréquences supérieures à celles des bandes pour lesquelles le récepteur a été conçu. Il convient, dans tous les cas, de changer le bloc d'accouplement et de le remplacer par un autre possédant les gammes PO-GO.

JH 401. — M. Gunter, à Colombes, nous demande :

1° modifications à apporter à un flash normalement alimenté sur 22,5 V pour l'alimenter avec un pile de 3 V.

2° équivalence des transistors 35 T1, 37 T1.

1° Il n'y a pratiquement pas de solution à ce problème.

2° 35T1 : OC45  
37T1 : OC44

JH 402. — M. J.-P. Sauvadet, Paris (18<sup>e</sup>).

Voyez les précisions données dans les courriers techniques JH 108 dans le n° 1 047, p. 80 ; JH 901, n° 1 048, p. 77 ; RR 312 n° 1 050, p. 86.

JH 403. — M. Rive Daniel, Cluny (S.-et-M.), désirerait alimenter le klaxon électronique décrit dans le n° 1 069, à partir d'une tension de 6 V.

Cette modification est possible en choisissant des transistors BF appropriés OC72 par exemple, mais la puissance sera moins élevée. Dans l'impossibilité de trouver une trompe exponentielle, prenez un haut-parleur ordinaire.

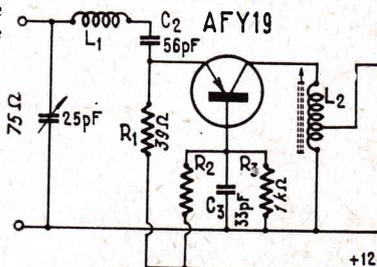


Fig. JH 412

JH 414 F. — M. G. Fontaine, à Saint-Quentin, nous demande :

1° caractéristiques des antennes pour UHF ;

2° schéma d'un préamplificateur à transistors pour la bande III.

1° Vous trouverez page 69 du numéro 1 069, les caractéristiques des éléments relatifs à la réalisation d'une antenne Yagi pour la seconde chaîne suivant les différents canaux avec impédance 75 Ω.

2° Vous trouverez à la figure JH 412 le schéma d'un amplificateur équipé d'un AFY 19.

L<sub>1</sub> : 1 spire fil de cuivre de 1 mm, sur un support de 10 mm.

L<sub>2</sub> : 2 spires, fil de cuivre de 1 mm, sur un support de 8 mm avec noyau de cuivre.

**JH 306. — M. Duquesne à Croix (Nord) nous demande le schéma d'un détecteur à transistors pour des variations de capacité à partir de 5 pF.**

Nous vous demandons de préciser votre question et de nous indiquer quelle est l'utilisation de cet appareil. Peut-être s'agit-il d'un capacimètre. Dans ce cas, vous trouverez le schéma d'un tel appareil dans notre numéro 1 069, page 106.

**JH 401 F. — M. Tonelotto, à Cambrai, nous demande le schéma d'un relais photosensible à transistors équipé d'une cellule ORP 90.**

Le schéma demandé est indiqué à la figure JH 401. Il comprend essentiellement deux transistors T1 et T2, et des résistances dont les valeurs ne sont données qu'à titre indicatif, celles-ci pouvant varier suivant le type de cellule et de transistors utilisés. Pour ces derniers on emploiera un type BF de faible puissance, OC71 ou équivalent. Le principe de fonctionnement

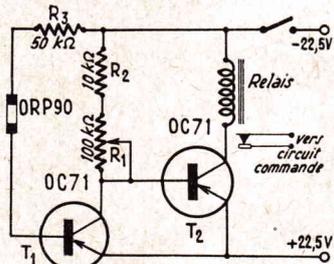


FIG. JH 401 (1)

est très simple. La cellule offre une résistance élevée en l'absence de lumière alors qu'elle diminue sous l'action de rayons lumineux. Si l'excitation lumineuse disparaît, la base de T1 devient moins négative, ce qui entraîne une diminution du courant collecteur. Il s'ensuit une augmentation de la polarisation négative de base de T2 dont le courant collecteur augmente et le relais bascule, coupant ou fermant le circuit commandé.

**JH 304. — M. G. Kerveninc Le Ruau, Murs-Erigué (M.-et-L.).**

Vous pouvez vous adresser à l'un de nos annonceurs. Voyez, par exemple, Téral, 26 bis, rue Traversière, Paris.

**JH 308. — M. Guidez, à Iwuy (Nord).**

Le schéma d'une alimentation destinée à alimenter, à partir du secteur, un récepteur à lampes exigeant une tension plaque de 67,5 V, a été donnée dans notre n° 1 052, page 84, auquel nous vous demandons de vous reporter.

Pour la réalisation du transformateur, voyez nos annonceurs, ou Ferrivox, Montgivray (Indre).

**JH 305 - F. — M. Rosset, à Bayonne.**

1°  $L_1 = 20$  spires CV 0 - 100 pF ;  $L_2 = 5$  spires.

2° Vous pouvez remplacer le AF 114 par AF 115.

3° Le brochage du tube cathodique VCR139A est indiqué dans notre numéro 1 014 page 71.

**JH 405. — M. Pascal Pempie, Paris (17<sup>e</sup>), désire le schéma d'un récepteur reflex à deux transistors ne recevant que le poste Europe-N° 1.**

Voyez « Petits montages simples à transistors » de F. Huré, en vente à la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, Paris. Le montage de la page 60 répond à votre désir. Puisque vous ne désirez recevoir qu'une seule station, vous pourrez remplacer la capacité de 490 pF par un condensateur ajustable de même valeur maximum.

**JH 416. — M. G. Chrétien, à Reims.**

Veuillez nous préciser le titre de l'article, la page et le numéro de la figure sur laquelle portent vos questions.

**JH-809 F. — M. Paul Modare, à Lyon, désire le schéma d'un relais commandé par une photo-diode PPH61 et équipé de transistors.**

Le schéma demandé est représenté à la figure JH809. Il comporte essentiellement un transistor SFT353 et un SFT323. Le relais doit coller lorsque la lumière ambiante devient insuffisante ; il devra avoir une sensibilité de 6 mW environ, c'est-à-dire coller pour un courant de l'ordre de 5 mA. Sa

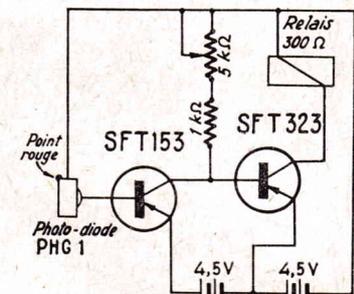


FIG. JH 809

résistance interne est de 300  $\Omega$  environ. Remarquez que le point de couleur de la photo-diode doit être relié obligatoirement au - 9 V.

Le réglage s'effectue à l'aide du potentiomètre 5 k $\Omega$ , de manière que le relais colle lorsque la photo-diode est dans l'obscurité. Il doit décoller pour une lumière ambiante normale. L'alimentation s'effectue à l'aide de deux piles de 4,5 V, comme le montre le schéma.

Ce relais peut commander l'allumage automatique d'une lampe, un moteur, ou un relais plus puissant.

**JH 305 - F. — M. J. Mollis, à Paris, nous demande le schéma d'une minuterie électronique pouvant s'arrêter après un temps de une heure environ et le schéma d'une alimentation secteur pour un électrophone stéréophonique.**

Pour ce qui concerne l'alimentation, voyez celle de notre descrip-

tion du numéro 1 078, page 46, qui doit fournir la puissance exigée par votre ensemble.

La figure JH 305 vous donne le schéma d'un relais temporisateur dans la gamme de dix secondes à une heure. L'élément temporisateur se compose de la résistance de charge R et du condensateur c dont la durée de recharge est réglable par un potentiomètre de 1 M $\Omega$ . Deux tubes stabilisateurs

soit amorcé à travers l'élément retardateur Rc, moment où le relais attire. L'ouverture de S fait tomber le relais, tandis que sa fermeture entraîne un nouveau démarrage de  $t_v$ .

$t_v$  max (sec) : env. 0,5 . R (M $\Omega$ ) . c ( $\mu$ F) . Gamme de réglage : environ 5 : 1.

D : diode, tension inverse de crête 700 V, 50 mA, par ex. International Rectifiers SD 98 ou Phi-

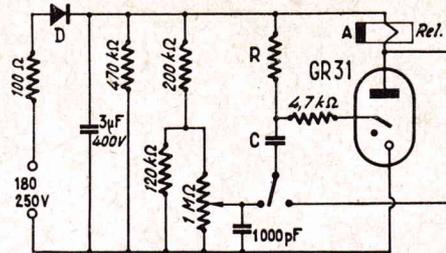


FIG. JH 305

subminiatures du type SR44, qui stabilisent la tension de charge, permettent pratiquement d'éliminer les influences d'un secteur instable sur le délai de temporisation. Une bonne constante du temps exige l'isolement adéquat du circuit starter (y compris résistance 4,7 k $\Omega$  et embases) ainsi qu'une résistance d'isolement élevée pour le condensateur c.

C'est un contact de relais, non exigeant en matière de résistance d'isolement, qui provoque la décharge du condensateur de retardement c en y amenant une tension auxiliaire une fois le tube amorcé, le relais donc attiré. La valeur de cette tension auxiliaire correspond à peu près à la tension prélevée par le starter; elle amène donc les plaques de c au même potentiel pour provoquer la décharge.

Dans le circuit de la figure JH 305, le relais est relâché pendant la temporisation. Une fois S fermé, la période de temporisation  $t_v$  s'écoule jusqu'à ce que le tube

lips BY 100.

Rel. : relais de 12 k $\Omega$  ; enroulement en court-circuit remplissant environ 1/4 du volume de bobinage, puissance de réponse 1,4 W min., puissance permanente 4,5 W.

C : condensateur de retardement avec résistance d'isolement élevée, 150 V (les condensateurs électrolytiques ne sont pas utilisables).

R : résistance de charge à couche, de valeur élevée (R max 10 000 M $\Omega$  environ).

**JH-406 F. — M. Guardia Claude, à Meung-sur-Loire (Loiret) désire le schéma d'un chargeur d'accumulateur délivrant une tension de sortie de 15 V - 1 A, avec contrôle de la charge à l'aide d'un ampèremètre.**

Vous trouverez à la figure JH406 le schéma d'un chargeur préconisé par la SESCO dans un bulletin technique. Cet appareil permet une charge rapide suivant la courbe optimum tenant compte de la force électromotrice de la bat-

## RADIO-AMATEURS

NOUVELLE ADRESSE pour AGRANDISSEMENT  
(Parking assuré)

3, rue du Frêne

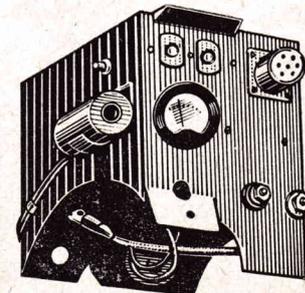
LYON-ST-RAMBERT 9<sup>e</sup>

Ouvert tous les jours

de 9 à 20 heures

Tél. : 51-68-39

C.C. Postal 3784.30 Lyon



Dimensions : 160 x 200 x 210 mm

Suite arrivage grande quantité.  
PRIX PUBLICITAIRE. 35,00  
FRANCO .....

(Même pas le prix des appareils de mesure)

## "POWER CONTROL"

Comprenant :

Sur une face : VOLTMETRE 150 V  
(sans résistance 15 V) 10 M.A. -  
Prises de branchement.

Sur l'autre face : AMPEREMETRE,  
point milieu 2 x 20 A - 2 interrupteurs  
et bouton poussoir.

A l'intérieur : RELAIS de démarrage  
forte intensité à noyau plongeant,  
genre DS 19.

- 1 DISJONCTEUR,
- 3 SELFS de Filtrage
- 2 RESISTANCES
- 2 NOYAUX PLONGEURS  
(Grande course)

VALABLE JUSQU'AU 10 OCTOBRE 65

- POUR VOS CHARGEURS } Ampèremètre. Point milieu 2 x 20 A.
- } Voltmètre 15 V. 150 V. 10 mA.

Les 2 appareils .. 25,00 + port

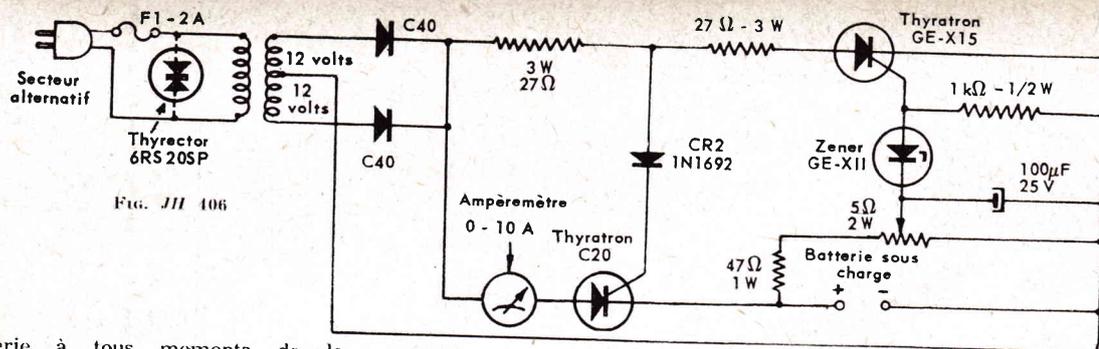


Fig. JH 106

terie à tous moments de la charge. En fin d'opération, le courant délivré compense seulement les fuites internes de la batterie. Ce chargeur prévu pour une batterie de 12 V peut être adapté à une batterie de 15 V en choisissant un transformateur délivrant cette tension au secondaire.

**JH 505.** — M. Lorenzini, à Gorcey (Meurthe-et-Moselle), nous demande : 1° le schéma d'un microphone sans fil pour réception sur gamme OC d'un poste radio ; 2° le schéma d'un émetteur à transistors ayant une portée de 1 à 20 km.

1° Voyez le numéro 1042 page 25. En utilisant un OC 44 en oscillateur et en adaptant la self, il est possible d'émettre en OC.

2° Voyez « 200 Montages OC » de F3 RH et F3XY, en vente à la Librairie de la Radio.

**JH 413.** — M. F. Juhel, à Pornichet (Loire-Atlantique), nous demande : 1° schéma d'un préamplificateur microphonique à transistors ; 2° schéma d'un transistor monté en doubleur de tension pouvant débiter une dizaine de milliampères.

1° Vous trouverez dans notre numéro 1059, page 71, le schéma d'un préamplificateur microphonique à transistors OC70 et OC71, correspondant à ce que vous désirez.

2° Les transistors sont utilisés dans les convertisseurs de tension, c'est-à-dire pour transformer des tensions continues de faible voltage en tension plus élevées. C'est sans doute un schéma de ce genre que vous désirez, mais il faudrait nous préciser davantage votre question.

**JH 414.** — M. Bagaevky, à Paris (18°), nous consulte au sujet du générateur d'impulsions décrit dans le numéro 1065.

Vous pouvez prendre :

V<sub>1</sub> NPN = OC139 ou OC 140

V<sub>2</sub> PNP = OC45

La tension de sortie est de l'ordre de 9 V.

**JH 415.** — M. Devadder, à Roubaix, nous signale avoir réalisé l'alimentation de la fig. JH 1-11 du n° 1073 et que son utilisation sur un poste de radio provoque des sifflements d'interférences.

Ce phénomène ne devrait pas se produire ; assurez-vous de la bonne qualité de vos condensateurs de filtrage.

**JH 410.** — M. Deconinck, Grenoble,

Voyez l'amplificateur CR 63 I en vente en pièces détachées chez Central-Radio, 35, rue de Rome, Paris (8°).

**JH 411.** — M. Macheviale à Caudéran (Gironde), désire monter le convertisseur pour écoute de la bande chalutier décrit au courrier technique JH 940 avec une lampe ECH 81 et une MF de 455 kc/s. Quelles modifications apporter aux valeurs des selfs ?

Pour une MF de 455 kc/s, il convient de modifier les bobines oscillatrices.

L<sub>a</sub> : 50 spires sur mandrin 14 mm

L<sub>i</sub> : 10 spires.

Voici l'adresse de la Maison Oréor, 50, rue de la Plaine, Paris (20°).

**JH 407.** — M. Moreau, à Maubeuge (Nord).

Un tuner FM se place devant une chaîne basse fréquence qui peut être commune à un tuner AM mais il ne peut se placer devant votre récepteur portatif AM. La transformation demandée est pratiquement impossible.

# GARRARD

met à votre disposition la documentation  
sur ses dernières créations  
de tourne-disques et changeurs automatiques

chez

## FILM & RADIO

6 rue Denis-Poisson, Paris-17<sup>e</sup> - Tél : 380-24-62

agent exclusif pour la France

*Une nouveauté* →

Parmi une série de 11 modèles, **LAB. 80**, prestigieux changeur avec arrêt magnétique (ni bruit, ni usure), bras sans résonance, plateau anti-statique, correcteur de poussée latérale et réglage pratique de la force d'appui. 33 et 45 tours.

Pièces détachées et Service après-vente

## DESCRIPTION DU CIRCUIT (fig. 1)

L'ETAGE final, équipé avec les transistors AC 127 NPN et AC 132 PNP, fonctionne, en classe B, dans un circuit « single ended ».

La valeur des résistances  $R_9$  et  $R_{10}$  est choisie de manière à établir un juste compromis entre la nécessité de garantir la stabilité thermique des transistors et celle d'obtenir, avec une sensibilité acceptable, la puissance de sortie exigée, avec une valeur courante de l'impédance du haut-parleur.

A travers les résistances  $R_{11}$  et  $R_{12}$  disposées entre le point A et l'entrée de l'étage pilote, on établit une contre-réaction en courant continu; celle-ci stabilise le courant de collecteur du transistor  $T_2$  et, en conséquence, également, le courant de repos  $I_E$  de l'étage final.

Dans le choix des valeurs de  $R_{11}$  et  $R_{12}$ , on remarquera que si celles-ci diminuent, le taux de contre-réaction augmente, mais qu'en même temps, on perd de la sensibilité parce qu'on réduit nécessairement aussi la valeur de  $R_s$ .

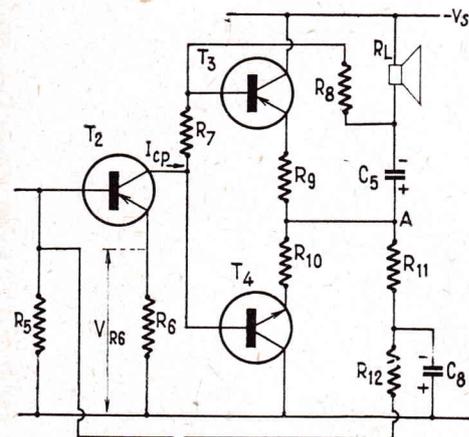


FIG. 1

## ETAGE FINAL ET ETAGE PILOTE

D'après les caractéristiques, on relève la tension  $V_{be\ max}$  de  $T_4$  et la tension max. de coude du collecteur ( $V_{CEK}$ ) des transistors  $T_2$  et  $T_3$ . A partir de ces éléments et de la tension d'émetteur  $V_{R6}$ , choisie de manière à avoir une stabilisation thermique suffisante du pilote, on peut déterminer la tension au point A :

$$V_A = \frac{V_S + \Delta V_{be\ max4} + V_{CEK2} + V_{R6} - V_{CEK3}}{2}$$

La valeur de  $V_A$  étant calculée, et connaissant la pointe de courant max. admissible, on peut déterminer la charge totale de collecteur pour la puissance de sortie maximum.

$$R_{L\ tot.} = \frac{V_S - V_A - V_{CEK3}}{I_{cm}}$$

En observant ce qui a déjà été dit pour le choix de  $R_E$ , on trouve

$$R_L = R_{L\ tot.} - R_E;$$

connaissant cette valeur, on calcule la tension disponible à ses bornes :

$$V_{RL} = V_S - V_A - V_{CEK3} - I_{cm} R_E$$

$$P_{RL} = \frac{(V_{RL})^2}{2 R_L}$$

Des courbes caractéristiques, on relève  $\Delta V_{be\ max}$  et  $I_{b\ max}$  pour le courant  $I_{cm}$  dont la valeur  $I_E$  au repos conseillée par le minimum de distorsion « Cross-Overs » et, enfin,

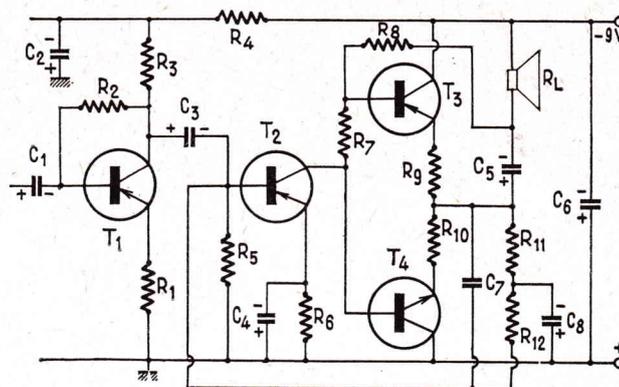


FIG. 2

$V_{b-e3}$ . Avec ces éléments, on peut calculer la tension aux bornes de  $R_s$ .

$$V_{R_s} = V_S - V_A - I_{cm} R_E - V_{b-e3}$$

et ensuite la valeur de  $R_s$ .

$$R_s = \frac{V_{R_s} - I_{cm} R_E - \Delta V_{be\ max}}{I_b + 0,5}$$

La valeur de 0,5 mA a été choisie comme marge de sécurité pour la variation de  $I_c$  de l'étage pilote due à la dispersion des caractéristiques, de la tolérance des éléments et de l'augmentation de  $I_{CBO}$  à cause de la température.

Pour assurer la stabilité thermique de l'étage pilote, il a été démontré expérimentalement qu'il suffit d'un facteur de stabilité  $S \approx 11$  (obtenu par effet de contre-réaction).

La fig. 2 donne le schéma complet de l'amplificateur. Le tableau I indique les valeurs des éléments pour trois classes d'amplificateurs calculées selon le procédé décrit.

Leur stabilité thermique a été contrôlée expérimentalement jusqu'à une température ambiante max. de 45° C.

Bibl. Bulletin Technique Philips N° 34.

| Tension d'alimentation             | $V_S$          | I = 6        | II = 9       | III = 9      | V          |
|------------------------------------|----------------|--------------|--------------|--------------|------------|
| Puissance de sortie                | $P_c$          | 220          | 300          | 370          | mW         |
| Courant de pointe de l'étage final | $I_{cm}$       | 200          | 135          | 200          | mA         |
| Distorsion                         | d              | 10           | 10           | 10           | %          |
| Impédance $R_L$ du haut-parleur    | $R_L$          | 8            | 25           | 15           | $\Omega$   |
| Courant du transistor pilote       | $I_{cp}$       | 7-8          | 3,2-3,8      | 7,8-8,2      | mA         |
| Courant de repos de l'étage final  | $I_o$          | 2-2,5        | 2-2,5        | 2-2,5        | mA         |
| Consommation totale                | ( $P_u\ max$ ) | $\approx 70$ | $\approx 50$ | $\approx 70$ | mA         |
| Consommation totale                | ( $P_u = 0$ )  | $\approx 11$ | $\approx 7$  | $\approx 11$ | mA         |
| Résistance                         | $R_{12}$       | 2,2          | 6,8          | 3,3          | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_{11}$       | 1,8          | 2,2          | 1,8          | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_{10} R_9$   | 2,7          | 3,3          | 3,9          | $\Omega$   |
| Résistance                         | $R_8$          | 0,270        | 1            | 0,470        | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_7$          | 27           | 68           | 33           | $\Omega$   |
| Résistance                         | $R_6$          | 56           | 82           | 68           | $\Omega$   |
| Résistance                         | $R_5$          | 1            | 1,2          | 1,2          | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_4$          | 100          | 100          | 100          | $\Omega$   |
| Résistance                         | $R_3$          | 2,2          | 2,7          | 2,7          | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_2$          | 220          | 470          | 470          | k $\Omega$ |
| Résistance                         | $R_1$          | 10           | 15           | 15           | $\Omega$   |
| Condensateur                       | $C_8$          | 10           | 10           | 10           | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_7$          | 2200         | 330          | 470          | pF         |
| Condensateur                       | $C_6$          | 64           | 64           | 64           | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_5$          | 160          | 160          | 160          | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_4$          | 100          | 100          | 100          | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_3$          | 10           | 10           | 10           | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_2$          | 64           | 64           | 64           | $\mu F$    |
| Condensateur                       | $C_1$          | 4            | 4            | 4            | $\mu F$    |
| Transistor                         | $T_1$          | OC 71        | OC 71        | OC 71        |            |
| Transistor                         | $T_2$          | OC 75        | OC 71        | OC 71        |            |
| Transistor                         | $T_3, T_4$     | AC 127/132   | AC 127/132   | AC 127/132   |            |

(1) Montés sur ailettes de refroidissement.

## UN EMETTEUR OC

(10 - 15 - 20 - 40 mètres - 100 watts)

## DE CONCEPTION NOUVELLE

Voici une réalisation qui retiendra l'attention de bon nombre de nos lecteurs qui aiment le matériel et la construction-maison, en un mot l'amateurisme à part entière. Etant donné qu'il nous donne toute satisfaction et que nous l'avons réalisé de toutes pièces, nous pensons que cet émetteur et les détails de sa construction sont de nature à satisfaire les amateurs désireux de travailler sur les bandes décimétriques dans les meilleures conditions. Au reste la réalisation, qui comporte, en dehors de l'alimentation, trois transistors et quatre lampes, ne présente aucune difficulté et peut être entreprise par tout amateur averti, disposant d'un minimum de moyens de contrôle que tout un chacun possède. Nous étudierons donc, successivement :

- le VFO à transistors à alimentation indépendante,
- l'excitateur,
- l'étage final,

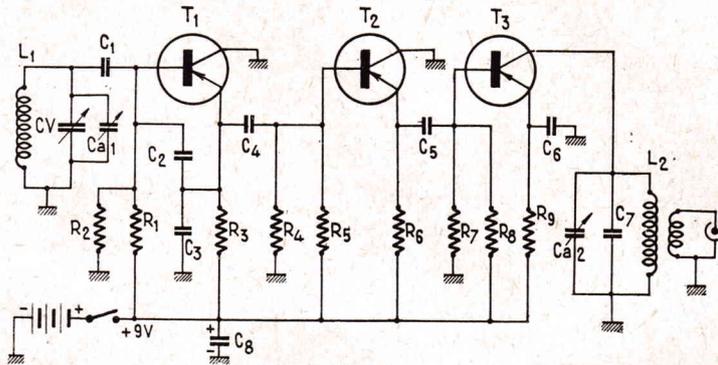


FIG. 1

- le système d'alimentation de l'ensemble.

### 1. LE VFO A TRANSISTORS

L'idée a été reprise à la suite d'essais extrêmement intéressants effectués par des camarades qui travaillent les VHF (F8NB l'a relaté dans Radio REF.) et nous a

paru si séduisante que nous nous y sommes aussitôt ralliés. La simplicité, la stabilité — qualité première d'un VFO — en sont des caractéristiques essentielles. Des mesures de laboratoire effectuées sur un appareil de cette espèce et réalisés convenablement ont donné les résultats suivants : dérive constatée après 15 minutes de fonctionnement, l'appareil étant pris à froid : 5 cycles (référence : fréquencemètre Rochar).

C'est évidemment très spectaculaire et combien supérieur à un VFO à lampes de construction amateur. La tension HF, de l'ordre du volt, suffit très largement à exciter le tube à grande pente qui équipe le premier étage de l'excitateur (EF184) et donne sur la fréquence de départ, une excitation copieuse et, pour tout dire, surabondante. Mais nous y reviendrons plus loin.

L'oscillateur, dans notre cas, part d'une fréquence très basse (1,75 MHz) pour une fréquence de sortie double. Un premier essai sur 3,5 MHz, à l'entrée comme à la sortie, nous a donné des résultats à peu près identiques mais avec des accrochages intempestifs dont on n'a pas exactement localisé la cause, ni trouvé un autre remède que celui qui consiste à... doubler la fréquence dans l'étage de sortie. Donc, sur une platine métallique, épaisse et rigide — aluminium par exemple — on disposera les 3 transistors en ligne, la bobine  $L_1$ , près du premier transistor et sur le dessus, la bobine  $L_2$ , près du dernier et sous le châssis, comme le montre, d'ailleurs la figure 2. Le câblage sera réalisé sur un morceau de bande de cosses relais ou sur une plaquette imprimée, afin que les

composants soient fixés rigide-ment.

Aucune précaution spéciale n'est à observer. Les transistors sont soudés par leurs fils aux cosses relais ou à la platine imprimée. On notera que la liaison  $T_1-T_2$  puis  $T_2-T_3$ , se fait entre émetteur et base et que la sortie est effectuée dans le collecteur de  $T_3$ . C'est la réalisation de  $L_1$  et  $L_2$  qui demandera le plus de temps et de soin.  $L_1$  est un bobinage à spires jointives en fil émaillé, qu'il serait inutile de choisir trop gros, car la bobine serait trop encombrante mais qu'il ne faut pas prendre trop fin car le travail doit être fait à fil fermement tendu, d'où risque de casse (20/100 mm est une bonne valeur moyenne).

Une fois le bobinage réalisé, on le colle avec une légère couche de vernis pour le fixer. Plusieurs couches, appliquées ultérieurement, viendront terminer le travail lorsque la mise au point aura été faite et que  $L_1 - CV - C_1$  auront été ajustés de manière à balayer la bande de 1750 à 1790 kHz pour une exploration à peu près complète de CV.

Pour  $L_2$ , dont la stabilité ne dépend pas, il suffit d'un bobinage à spires jointives sans plus, et immobilisé par une légère couche de vernis. Le secondaire est bobiné sur le primaire, côté masse, en fil émaillé, de même diamètre et se termine à son extrémité chaude sur une fiche coaxiale qui recevra le câble de liaison allant à l'excitateur.

La mise au point consiste à vérifier le câblage et l'oscillation, à en amener la fréquence sur 1,75 MHz et à tâtonner quelque peu sur les valeurs de  $L_1$  (noyau) - CV -  $C_{a1}$  et  $C_1$  pour que la plage de fréquences de départ couvre 35 à 40 kHz maximum pour une rotation complète de CV. Ensuite, soit en contrôlant l'harmonique 2 sur un récepteur réglé dans la bande 80 mètres, soit au moyen d'un voltmètre à lampes, ajuster  $L_2 - C_{a2}$  pour le maximum de sortie HF (environ 1,5 V) sur une fréquence de l'ordre de 3 540 kHz.

Le VFO est considéré comme réglé et il n'y aura plus à y revenir. On pourra en vérifier la magnifiquement stabilité en faisant battre sa fréquence de sortie ou un de ses harmoniques, soit avec un os-

*pas plus grand qu'un stylo!*

## LE STETHOSCOPE DU RADIO-ELECTRICIEN

**MINITEST 1**  
signal sonore

Vérification et contrôle

**CIRCUITS BF-MF-HF**  
Télécommunications  
Micros-Haut-Parleurs  
Pick-up

**MINITEST 2**  
signal vidéo

Appareil spécialement conçu pour le technicien TV



RAPY

en vente chez votre grossiste  
Documentation n° 1, sur demande

**SOLORA FORBACH**  
(MOSELLE)  
B.P. 41

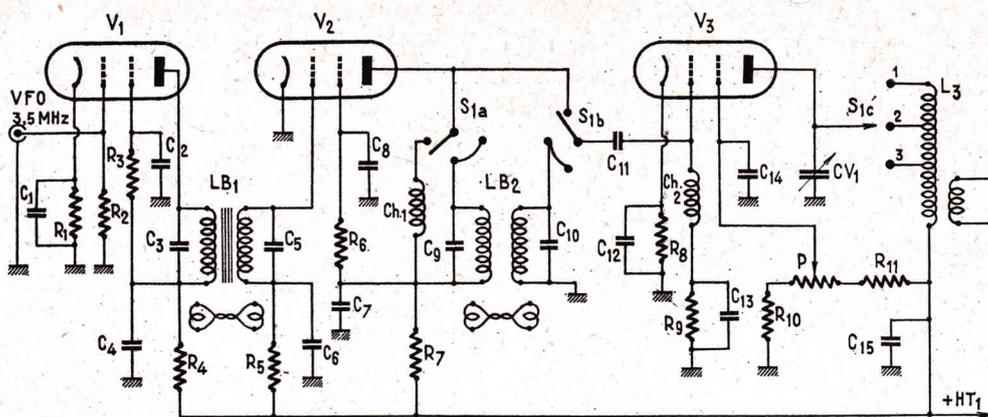


FIG. 2

cillateur à quartz, soit avec une émission de fréquence réputée stable comme WWV.

## 2. L'EXCITEUR

On lui demande :

1° de délivrer sur les bandes de fréquences de travail une puissance suffisante pour attaquer très largement l'étage final et ce, en partant du VFO à transistors ;

2° de ne laisser passer aucune énergie de fréquence autre que la fréquence de travail et qui, appliquée à l'étage final, serait la cause d'émissions parasites et de brouillages intempestifs. C'est ce double impératif qui nous a imposé en bonne logique, la réalisation qui suit (fig. 2).

Cette partie comporte 3 tubes et partant de 1,5 V sur 3,5 MHz délivre une puissance de 3 à 6 W HF, ajustable, sur 10 - 15 - 20 et 40 mètres.

L'étage d'entrée est une pentode à grille cadre à grande pente, EF184, montée en classe A, sa polarisation automatique étant assurée par la cellule C<sub>1</sub>-R<sub>1</sub>, dans le retour de cathode. La charge d'anode est constituée par le primaire du filtre de bande LB<sub>1</sub>, qui est également accordé sur 3,5 MHz et couplé au secondaire par une ligne, comme le montre la fig. 4. Le second étage recevant une tension HF importante est monté en classe C et polarisé par le retour

de grille. Lorsque tout est convenablement réglé, la tension négative au sommet de R<sub>5</sub> est supérieure à 100 volts, ce qui met le tube V<sub>2</sub> dans les meilleures conditions pour doubler de 3,5 à 7 MHz. La charge anodique sur 14, 21 et 28 MHz, est encore un filtre de bande, LB<sub>2</sub>, accordé sur 7 MHz, mais aussi aperiodique sur 7 MHz pour faire apparaître le 3,5 MHz. V<sub>3</sub> ne fonctionne, non plus, jamais en amplificatrice mais double sur 7 et 14 MHz, triple sur 21 MHz, quadruple sur 28 MHz et ce, dans les meilleures conditions, car elle est toujours attaquée par une tension HF de grande amplitude et même en quadrupleur, le rendement sans être excellent est encore acceptable.

Nous avons choisi pour équiper cet étage une pentode basse fréquence EL34 qui s'est montrée tout à fait adaptée à cette fonction, d'abord parce qu'elle « monte » bien à 30 MHz, ensuite parce qu'elle comporte une 3<sup>e</sup> grille (suppressor) qui réunie à la masse masque bien le circuit de sortie par rapport au circuit d'entrée ; parce qu'elle a une plaque large de forte dissipation et admet sous une tension plaque relativement basse une puissance élevée et cela sous un faible volume. D'ailleurs la tension d'écran variable permet de doser à volonté la puissance d'excitation disponible et

par conséquent l'attaque HF de l'étage final. Une 6L6GA essayée aux lieu et place a donné d'ailleurs des résultats très satisfaisants également.

## 3. L'ETAGE FINAL OU PA

Il a été conçu pour la puissance autorisée maximum, c'est-à-dire 100 W, et fonctionne avec cette puissance aussi bien en télégraphie qu'en téléphonie. Nous avons personnellement adopté la formule « parallèle » avec une double tétrode VHF 829B dont les grilles sont réunies et les plaques également. C'est une formule intéressante car le rendement HF est excellent et l'encombrement est des plus réduits. Le circuit de grille

est semblable au circuit plaque CV-L<sub>3</sub> de l'excitateur. Un commutateur spécial, séparé, à une seule galette, permet de prendre tout ou partie de la bobine qui est couplée à L<sub>3</sub> par une boucle de 2 spires, au niveau de la dernière du bas, c'est-à-dire, côté froid, au point de vue HF. La résistance de fuite de grille, en série dans le retour vers la masse assure la polarisation de la lampe et est calculée en fonction de la polarisation négative normale en classe C (-60 V) et du courant grille normal en fonctionnement (12 mA) soit 4,7 kΩ ; à cette valeur s'ajoute celle de la résistance qui « ponte » l'appareil de mesure sans influencer la lecture (560 Ω) dans notre cas particulier, ce qui s'approche des 5 kΩ requis, pour un fonctionnement normal. Le courant écran étant assez important, la valeur de la résistance chutrice, en série dans la haute tension (R<sub>11</sub>) est de 10 kΩ, pour une dissipation minima de 10 W. Les deux cornes d'anodes sont munies de radiateurs destinés à rayonner d'énergie thermique dissipée au niveau des deux cornes métalliques et connectées à la self de choc spécialement construite pour cet usage (Geloso).

Le circuit final est un filtre en pi classique, spécialement dimensionné pour ce tube (500 V - 200 mA) et l'ensemble se présente comme fig. 3. L<sub>5</sub> et L<sub>6</sub> étant sépa-

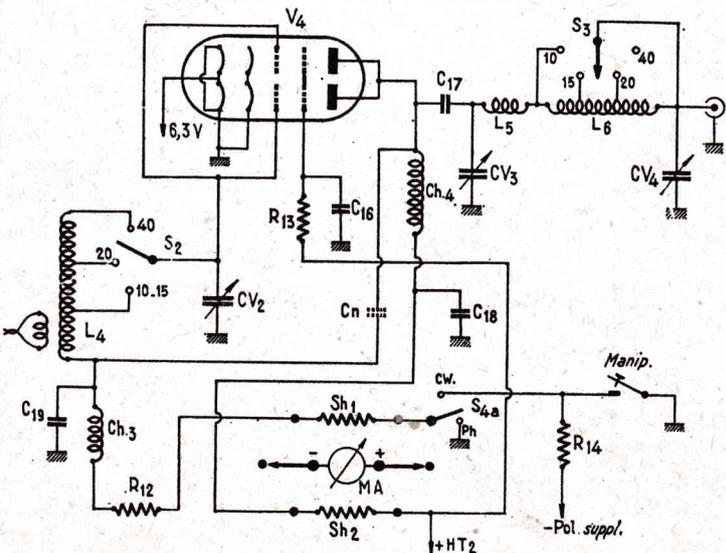


FIG. 3

# Sonfunk

LANCE MAINTENANT EN FRANCE

LE TÉLÉVISEUR DU MARCHÉ COMMUN

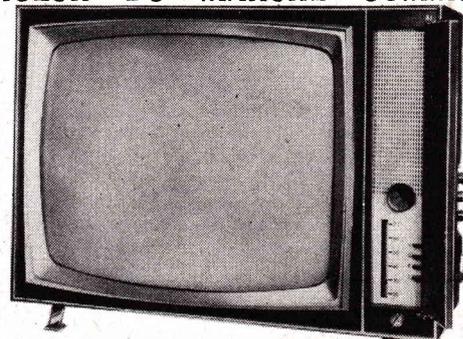
819/625

lignes

et

625 lignes

VHF



- ♦ A l'avant garde de la technique européenne
- ♦ Changement de chaîne automatique par contacteur à touche

RECHERCHONS DEPOSITAIRES  
DANS TOUTES REGIONS

**SONFUNK** 3, rue Tardieu, PARIS-18<sup>e</sup>  
Tél. : CLI. 12-65

rées et montées perpendiculairement l'une par rapport à l'autre.

Les valeurs de  $CV_3 - CV_4/L_6L_6$  sont critiques et se déterminent à partir d'abaques spécialisées qui tiennent compte du tube final et de sa charge d'anode — ici 1 250  $\Omega$  — de la grandeur de fréquences à couvrir et (qui veut le plus, veut le moins) de la fréquence de travail la plus basse (7 MHz) — de la charge d'antenne, enfin (75  $\Omega$ , dans notre cas).

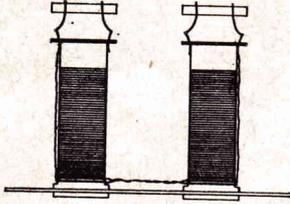


Fig. 4

De ces abaques, on tire la valeur minima de  $C_3$  (250 pF), de  $C_4$  (900 pF) puis celle de  $L_6 + L_6 = 3$  microhenrys.  $CV_3$  est un modèle de surplus (Cirque-Radio) à écartement de lames important et  $CV_4$  est constitué par la mise en parallèle des deux éléments d'un CV de récepteur de radio récupéré (2x490 pF).  $L_6$  comporte 5 spires de fil de cuivre soigneusement poli (20 mm), bobinées au diamètre de 25 mm en l'air.  $L_6$ , est faite de 9 spires de

fil (15/10 mm), bobinées en l'air au diamètre de 50 mm, longueur 50 mm, avec prise B à 1,5 et C à 4,5 spires en partant de  $L_6$ .

La ligne coaxiale de sortie est branchée directement aux lames fixes de  $CV_4$  et à la masse et s'en va, soit vers un relais émission-réception, soit vers l'antenne.

L'appareil de mesure MA (15 mA - 10  $\Omega$  dans notre cas particulier) peut être commuté sur son shunt extérieur (0,5  $\Omega$ ) qui assure en permanence la continuité du circuit d'alimentation des anodes. Le commutateur est à 3 positions, 2 circuits, de manière à mettre le milliampèremètre hors service, si on le désire.

### LES ALIMENTATIONS

Cette partie a été simplifiée au maximum par l'emploi généralisé de diodes au silicium. Deux sources distinctes sont prévues, sans compter celle du VFO qui est alimenté par deux piles de poche (9 V).

La première, partant d'un transformateur  $T_1$  (2x300 V) Vedovelli Nor. 120P, fournit la tension nécessaire à l'excitateur — 300 V — 100 mA, ainsi que la tension négative qui sert à bloquer la grille de l'étage final en télégraphie. La manœuvre du contacteur  $S_1$  a-b applique la tension alternative à  $D_7-D_8$  et la tension négative qui apparaît à la base de la résis-

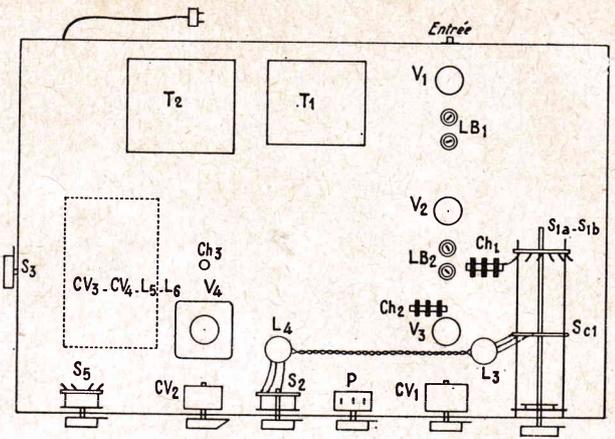


Fig. 5

tance de grilles du PA en télégraphie surpolarise le tube final qui cesse d'être conducteur quand le manipulateur est levé.

Lorsqu'on abaisse le manipulateur, la base de cette résistance est au potentiel de la masse et le tube est de nouveau conducteur. La résistance série  $R_{14}$  est alors en parallèle sur la tension négative de blocage ce qui empêche le court-circuit.

La seconde présente plusieurs avantages très apparents.

Tout d'abord elle part d'un gros transformateur de récupération comme en utilisaient les téléviseurs il y a quelques années : riche en fer, riche en cuivre et optimiste en diable quant au débit.

Bref, celui que nous avons récupéré fournit 2x250 V et 300 mA au moins. Son utilisation particulière réunit un certain nombre d'idées que l'on retrouve dans notre ouvrage « Alimentations Electroniques ». Tout d'abord, là encore, nous utilisons des diodes au silicium, mais cette fois dans un montage en pont. Quatre diodes BY100 ou similaires auraient simplifié les choses, mais comme nous disposons de SFR156 (tension inverse de crête : 600 V), nous en avons associé deux, pontées obligatoirement, en série dans chaque branche. La marge de sécurité est accrue et le fonctionnement garanti.

Par ailleurs, on remarquera la présence du contacteur  $S_7$  qui permet de ramener à la masse, soit le sommet du pont pour obtenir la haute tension maximum (redressement en pont), soit le point milieu de l'enroulement du transformateur et dans ce cas les diodes  $D_9-D_{10}$  et  $D_{11} - D_{12}$  assurent un redressement *en va et vient*, cependant que  $D_7 - D_8$  et  $D_{13} - D_{14}$  sont inopérantes. On n'obtient alors que la demi-tension, soit 300 V, très utile pour faire les réglages sans risque de surcharge. La position centrale correspond à la coupure de la haute tension.

Enfin deux enroulements 6,3 V de gros débits restent disponibles, ont été réunis en série et fournissent une tension de 12 V redressée par une autre diode qui est utilisée pour la commande des relais, non figurés, mais qui sont

associés en série à  $S_6$  et  $S_7$ , ainsi que pour celle du relais coaxial d'antenne.

Ainsi donc, avec deux transformateurs faciles à récupérer on peut alimenter un émetteur de 10 Watts !

On remarquera également qu'il y a un filtrage de la très haute tension on s'est contenté de deux condensateurs chimiques standard en série, avec un équilibrage des tensions aux bornes de chacun. Une cellule supplémentaire avec self à 100  $\mu$ F s'est révélée superflue.

### MISE AU POINT

Si l'on adopte et la disposition de la figure 5 et les éléments et les valeurs que nous préconisons, la mise au point sera extrêmement réduite. On laissera l'étage final de côté, tout d'abord, en se contentant de n'alimenter que ses filaments : le contacteur  $S_7$  se trouvant momentanément sur la position 0 centrale. Réunir le câble du VFO à la fiche d'entrée de l'excitateur et appliquer la haute tension en fermant le contact  $S_6$ , le potentiomètre P étant au minimum pour éviter de faire débiter exagérément  $V_3$ . Brancher un voltmètre aux bornes de  $R_6$  et ajuster les deux noyaux de  $LB_1$  pour obtenir une lecture maximum qui doit atteindre 100 à 120 V négatifs. En vérité, on dépassera facilement 120 V quand, par retouches successives, le primaire et le secondaire seront alignés. Il ne restera plus alors qu'à désaccorder légèrement l'un et l'autre, le premier étant sur une fréquence légèrement inférieure, ce qui ramènera l'excitation à une valeur normale tout en donnant à l'étage d'entrée une bande passante large, compatible avec la bande de fréquences utile, avec un affaiblissement brutal de part et d'autre. Il n'y aura ensuite plus à y revenir.

On procédera ensuite pareillement pour  $LB_2$  avec  $S_1$  a - b - c en position 20 - 15 - 10. Le voltmètre sera branché aux bornes de  $R_9 - C_{13}$ , c'est-à-dire entre la base de  $Ch_3$  et la masse. En ajustant les noyaux du primaire et du secondaire, on obtient une lecture de l'ordre de 200 V. Si elle est très largement supérieure, déca-

## RADIO - BLANCARDE

10, rue Jean, MARSEILLE IV (Bouches-du-Rhône)

COFFRET de Tuning Unit, pour SCR 399 - Dimens. : H 23 x L 4,5 P 11 cm - Equipé de 3 CV avec boutons dont un avec petit cadran, gradué de 0 à 100 - Prise pour XTAL - Bobinages divers, etc. . . 7,00

COFFRET DE T.U. pour BC 191/375 en dural ajouré - Dimens. : H 195 x L 430 x P 190 mm - Equipé de 2 CV - 1 500 VS - Boutons à Vernier - Mandrins - Bobinages cannelés, etc. - Livré avec en sus son boîtier de protection en tôle nervurée . . . . . 22,00  
Nous pouvons livrer sur demande soit l'un ou l'autre TU à la Fréquence choisie et spécifiée comprise de 2 à 18 Mc pour l'un et 1,5 à 12 Mc pour l'autre. Prix . . . . . 9,00 et 25,00

MAT - Support d'antenne, réglable de 3 à 20 mètres - Montage par tube acier de 2 m de long sur 6 cm de  $\varnothing$  - La base support comporte un petit treuil à main pour permettre l'emboîtement du tube et son envoi en hauteur - L'ensemble avec ses câbles acier et piquets fer pour l'amarrage du mât à 20 mètres . . . . . 400,00

LE MEME ensemble, sans les câbles et les piquets . . . . . 190,00

ISOLATEUR ovoïde à gorge en porcelaine de 4 x 6 cm . . . . . 1,00

RECEPTEUR V.H.F. Sadir R 298 - Type Rack - Fréquences de 100 à 156 Mc par Xtal. Dimensions : H 22,5 x L 48 x P 33 cm - Même présentation que le R297, mais plus récent, et aux performances accrues - Tubes utilisés : 1<sup>er</sup> HF 6AK5 - 2<sup>e</sup> HF 6AK5 - Etage modulateur 6AK5 - Multiplicateur par 3-1X6AK5 - Oscillateur local et multiplicateur par 6 - 1X6A6 - 3 MF - 3X6BA6 - Détecteur AVC - Antiparasite 6H6 - Préampli BF 1<sup>er</sup> voie 6A6 - Réglage silencieux 6A6 - Ampli-sortie 1<sup>er</sup> voie 6V6 - Pour H.-P. de 2,5 Z - Préampli 2<sup>e</sup> voie 6A6 - Ampli BF 2<sup>e</sup> voie 6BA6 pour sortie 600 Z - Indicateur d'appel 6A6 - Régulateur OB2 - Valve GZ32 - Alimentation 110 à 220 V - 50 p/s incorporée - Matériel en très bon état avec transfo d'alimentation Tester . . . . . 230,00

DE LA MEME SERIE : Adaptateur Ganio. Dimens. : H 9 x L 48 x P 19 cm - Equipé de 1X6BA6 - 2X6AK5 - 2 CV - Variables, etc. - Corps châssis en laiton . . . . . 25,00

COMMUTATEUR de fréquence KR11 pour un ensemble de 4 récepteurs R298 - Dimensions : H 9 x L 48 x P 30 cm - Equipé de deux commutateurs à cinq gallettes stéatite à chaque transfo 110 à 220 V - 50 p/s - Self - Redresseur BT, etc. - Sur le panneau de devant 8 boutons de réglages divers et 5 voyants, dont certains le macaron manque. Prix . . . . . 28,00

Disponibles, pour cette série, de Sadir C : fiches à 2 et 4 broches - Prise Jeager - Indicateur de champ - Boîte de connexions à relais, etc. - Tourelle, mât et antenne.

(Listes contre 1,00 F en timbres.)

ler, comme pour LB<sub>1</sub>, l'accord du primaire et du secondaire par rapport à la fréquence centrale qui est ici d'environ 7100 kHz. Une bonne valeur est 175 V, ce qui correspond à un courant grille de 3,5 mA environ et permet à la lampe de travailler avec un bon rendement en doubleur, tripleur ou quadrupleur. En position 40 m, la charge de V<sub>2</sub> étant aperiodique, l'excitation est un peu moins gé-

neutrodyner le tube final. Cette opération est indispensable.

Pour ce faire, on construira le petit appareil de la fig. 7. Il se compose d'une boucle terminée par une ligne qui se referme sur un microampèremètre en série avec une diode au germanium quelconque du genre 1N34 ou OA85. Les tensions HF induites dans la boucle sont redressées par la diode et produisent un courant

doit toujours être à l'accord précis. Lorsque ce résultat est obtenu, le neutrodyne peut être considéré comme correct sur toutes les bandes.

Le réglage du PA pour les différentes bandes s'effectue alors de la manière suivante. Appliquer la haute tension réduite (300 V) en manœuvrant S<sub>7</sub>, après avoir branché à la sortie une ampoule d'éclairage de 75 Watts.

CV<sub>4</sub> étant engagé à fond, chercher le creux de plaque par CV<sub>3</sub>. Ce creux est très net : quelques milliampères seulement. Sortir lentement les lames de CV<sub>4</sub> et rétablir l'accord par CV<sub>3</sub>. Répéter l'opération de façon à arriver à un creux de plaque de moins en moins profond. La lampe de charge s'illumine et dissipe en chaleur l'énergie produite. Un creux de plaque de 80 mA est normal dans cette position d'essais. Basculer S<sub>7</sub> sur la position « travail ». La haute tension double de même que le courant plaque, l'input atteint 100 Watts et la lampe de charge brille au blanc intense, témoignant d'une puissance de sortie considérable et d'un rendement exceptionnel sur toutes les bandes.

Nous avons ainsi réalisé, avec des moyens simples, toujours, nos émetteurs modernes et susceptibles des plus hautes performances.

La modulation ne posera aucun problème si l'on dispose d'un amplificateur de 50 à 60 W (push-pull de EL34 ou de 807 par exemple).

R. PIAT (F3XY)

### VFO A TRANSISTORS (fig. 1)

#### VALEUR DES ELEMENTS

R<sub>1</sub> : 3,3 kΩ ; R<sub>2</sub> : 4,7 kΩ ; R<sub>3</sub> : 2,2 kΩ ; R<sub>4</sub> : 4,7 kΩ ; R<sub>5</sub> : 3,3 kΩ ; R<sub>6</sub> : 2,2 kΩ ; R<sub>7</sub> : 12 kΩ ; R<sub>8</sub> : 1,2 kΩ ; R<sub>9</sub> : 220 Ω.

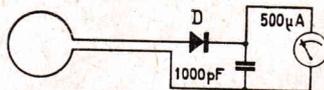


FIG. 7

C<sub>1</sub> : 100 pF ; C<sub>2</sub> : 3 000 pF ; C<sub>3</sub> : 1 000 pF ; C<sub>4</sub> : 100 pF ; C<sub>5</sub> : 470 pF ; C<sub>6</sub> : 10 000 pF ; C<sub>7</sub> : 68 pF ; C<sub>8</sub> : 100 μF 12 V ; CV : v. texte ; C<sub>11</sub> : 2/25 pF Transco - modèle professionnel ; C<sub>12</sub> : 3/30 pF Transco.

L<sub>1</sub> : Accord sur 1,75 MHz : 100 spires jointives, fil émaillé 25/100 mm. Mandrin Métox 14 mm.

L<sub>2</sub> : Accord sur 3,5 MHz : une quarantaine de spires jointives, même fil, mandrin Lipa 8 mm. Sortie sur enroulement secondaire 8 spires, même fil, sur le primaire côté masse.

T<sub>1</sub> : T<sub>2</sub> : T<sub>3</sub> : SFT 317/357 Cosem.

### SECTION EXCITER (fig. 2)

#### VALEUR DES ELEMENTS

R<sub>1</sub> : 150 Ω ; R<sub>10a</sub> : 100 kΩ ; R<sub>3</sub> : 33 kΩ ; R<sub>4</sub> : 2,2 kΩ ; R<sub>5</sub> : 33 kΩ ; R<sub>6</sub> : 4,7 kΩ ; R<sub>7</sub> : 1 kΩ ; R<sub>8</sub> : 150 kΩ ; R<sub>9</sub> : 47 kΩ ; R<sub>10</sub> : 4,7

kΩ ; R<sub>11</sub> : 10 kΩ ; P : 25 kΩ bobiné ; CV<sub>1</sub> : 100 pF miniature ; S<sub>1</sub> : Contacteur stéatite 2 galettes, 4 circuits, 3 positions.

C<sub>1</sub> : 10 000 pF ; C<sub>2</sub> : 10 000 pF ; C<sub>3</sub> : 47 pF ; C<sub>4</sub> : 10 000 pF ; C<sub>5</sub> : 47 pF ; C<sub>6</sub> : 10 000 pF ; C<sub>7</sub> : 10 000 pF ; C<sub>8</sub> : 10 000 pF ; C<sub>9</sub> : 15 pF ; C<sub>10</sub> : 15 pF ; C<sub>11</sub> : 250 pF ; C<sub>12</sub> : 10 000 pF ; C<sub>13</sub> : 10 000 pF ; C<sub>14</sub> : 10 000 pF ; C<sub>15</sub> : 10 000 pF ; C<sub>16</sub> : 10 000 pF ; C<sub>17</sub> : 10 000 pF ; C<sub>18</sub> : 10 000 pF ; C<sub>19</sub> : 470 pF - 500 V.

V<sub>1</sub> : EF184 ; V<sub>2</sub> : EL84 ; V<sub>3</sub> : EL34.

LB : Deux bobines identiques à spires jointives, fil émaillé 8/10 sur mandrin Lipa de 10 mm, fixés verticalement sur le châssis à 20 mm d'axe en axe.

LB<sub>1</sub> : 80 spires, couplage 2 spires à la base.

LB<sub>2</sub> : 45 spires, couplage, 1 spire à la base.

### L'ETAGE FINAL OU PA (fig. 3)

#### VALEUR DES ELEMENTS

R<sub>12</sub> : 4,7 kΩ - 2 W.  
R<sub>13</sub> : 10 kΩ - 10 W.  
R<sub>14</sub> : 100 kΩ - 2 W.  
C<sub>4</sub> : V. texte.  
C<sub>16</sub> : 2 000 pF - 2 000 V.  
C<sub>17</sub> : 1 000 pF Gélосо.  
C<sub>18</sub> : 1 000 pF - 2 000 V.  
C<sub>19</sub> : 470 pF - 500 V.  
L<sub>4</sub> : 16 spires (prises à 6 et 9) diamètre 22 mm fil nu 15/10 mm  
L<sub>5</sub> : 4 spires, fil émaillé 20/10 mm, diamètre 80 mm.  
L<sub>6</sub> : 9 spires, fil émaillé 15/10 mm, diamètre 55 mm, prises à 1,5 et 4,5 spires.

Ch<sub>3</sub> : National R100.  
Ch<sub>4</sub> : Spéciale (Gélosos).  
CV<sub>2</sub> : 100 pF - miniature.  
CV<sub>3</sub> : 250 pF - large espacement (surplus).

CV<sub>4</sub> : 2×490 pF - BCL.  
S<sub>2</sub> : stéatite - 1 circuit - 4 positions.

S<sub>3</sub> : stéatite - 1 circuit - 4 positions.

S<sub>4</sub> : bakélite - 2 circuits - 2 positions.

S<sub>5</sub> : bakélite - 3 positions - 2 circuits.

MA : milliampèremètre Weston (surplus) 15 mA - Ri : 10 Ω.

Sh<sub>1</sub> : 560 Ω - 1 W - Sh<sub>2</sub> : 0,5 Ω - fil résistant, valables seulement pour l'appareil de mesures ci-dessus.

V<sub>4</sub> : 829B.

### LES ALIMENTATIONS (fig. 6)

#### VALEUR DES ELEMENTS

T<sub>1</sub> : NOR. 120 P. Vedovelli 2×300 - 120 mA - 6,3 V - 5 A.

T<sub>2</sub> : 2×250 V - 300 mA - secondaires filaments, libres.

C : 32 μF - 500 V.

R : 16 résistances de 270 kΩ - 1 W.

D<sub>1</sub> à D<sub>14</sub> : SFR156 Cosem.

D<sub>15</sub> : SFR154 Cosem.

S<sub>6</sub> : interrupteur à bascule.

S<sub>7</sub> : bakélite 1 circuit - 3 positions.

R<sub>15</sub> : 5 Ω bobinée 10 W.

R<sub>16</sub> : 15 Ω bobinée 10 W.

R<sub>17</sub> : 100 kΩ - 3 W.

R<sub>18</sub> : 50 kΩ - 10 W.

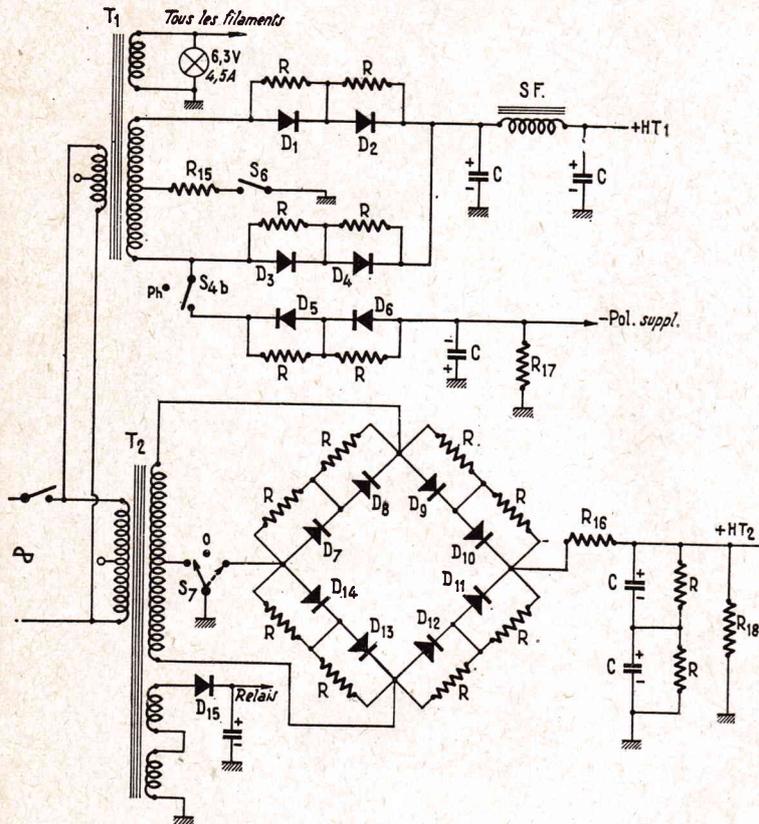


FIG. 6

néreuse mais très largement suffisante pour doubler 80/40.

Le circuit CV<sub>1</sub> - L<sub>3</sub>, permet l'accord sur toutes les fréquences de travail. En position 3, on trouve l'accord sur 21 MHz pour CV<sub>1</sub> engagé au tiers, cependant que sur 28 MHz, les lames sont très peu engagées. Mêmes remarques pour CV<sub>2</sub> - L<sub>4</sub> qui est conçu de la même manière.

La ligne de couplage entre L<sub>3</sub> et L<sub>4</sub>, est constituée du fil de câblage 7/10 mm sous gaine plastique et torsadé. Les boucles des extrémités sont constituées par 2 spires à la base de L<sub>3</sub> et L<sub>4</sub>.

Lorsque CV<sub>1</sub> - L<sub>3</sub> et CV<sub>2</sub> - L<sub>4</sub> sont accordés sur la même fréquence, la lampe finale V<sub>4</sub> étant chauffée (mais non alimentée en haute tension), le milliampèremètre MA, indique le courant grille du tube et sert en même temps d'indication de résonance et d'accord des deux circuits. Le potentiomètre P, permet d'ajuster, dans de très larges limites ce courant dont la valeur normale au repos est de 15 mA, sur toutes les bandes. La puissance délivrée par l'excitateur permet d'obtenir d'ailleurs beaucoup plus. Il reste à

continuer qui fait dévier le microampèremètre. Si on approche cette boucle du circuit final, l'excitateur étant de préférence réglé sur les fréquences élevées (21 ou 28 MHz) la bobine finale étant sur la prise correspondante et CV<sub>4</sub> engagé à fond, toujours sans haute tension, on s'apercevra que, lorsque CV<sub>3</sub> amène le circuit à la résonance, le détecteur de haute fréquence dévie énergiquement. Simultanément on peut remarquer que le courant grille baisse plus ou moins, c'est le signe d'une réaction du circuit de plaque sur le circuit de grille par le fait des capacités internes du tube. Il faut neutraliser ou neutrodyner.

Pour ce faire on crée une capacité antagoniste C<sub>4</sub>, constituée par une lame métal de 1 cm<sup>2</sup>, portée par un fil de 20/10 et faisant vis-à-vis aux lames fixes ou à l'armature de CV<sub>3</sub>. Le fil se poursuit sous le châssis jusqu'à la base de L<sub>4</sub>, supporté par une traversée en céramique. Lorsqu'on approche la petite lame de métal de CV<sub>3</sub> on s'aperçoit que la tension HF varie, augmentant, si on approche trop ou pas assez, et diminuant jusqu'à zéro dans la position optima. Bien entendu CV<sub>3</sub>

# RÉCEPTEURS SARAM

## 5 - 31 ET 5 - 31 B

Les récepteurs SARAM 5-31 B sont des récepteurs de bord destinés à l'écoute des radiophones et des stations météorologiques émettant en A2 ou A3. Ils sont actuellement disponibles dans les surplus (1). Le récepteur SARAM 5-31 B diffère du SARAM 5-31 sur les points suivants :

- Tropicalisation de certaines pièces.
- Adjonction d'un collier métallique sur la sortie d'antenne, permettant l'emploi d'une antenne blindée.

Les deux modèles se présentent sous forme d'un petit coffret métallique laqué noir.

longueur comprise entre 4 et 15 mètres.

L'appareil ne comporte qu'une seule gamme de fréquences s'étalant de 200 à 500 kHz.

Les circuits MF sont accordés sur 142,5 kHz.

Le récepteur comprend les organes suivants :

- Un étage amplificateur HF : 1 tube V1 UF 41.
- Un étage changeur de fréquence : un tube V2 UCH 41.
- Un étage amplificateur MF : 1 tube V3 UF 41.
- Un étage détecteur et amplificateur BF : 1 tube V4 UAF 41 ou UAF 42.

### 2° Amplificateur HF.

Cet amplificateur comporte un tube UF41 (V1 dont le circuit d'anode comprend :

- L'enroulement primaire du transformateur T2 à noyau de fer divisé couplé à l'enroulement secondaire accordé au moyen des condensateurs Cv2-Ca2 en parallèle et du condensateur C6 en série.

- Un filtre HF composé de la bobine de choc L1 et des condensateurs fixes C4-C5.

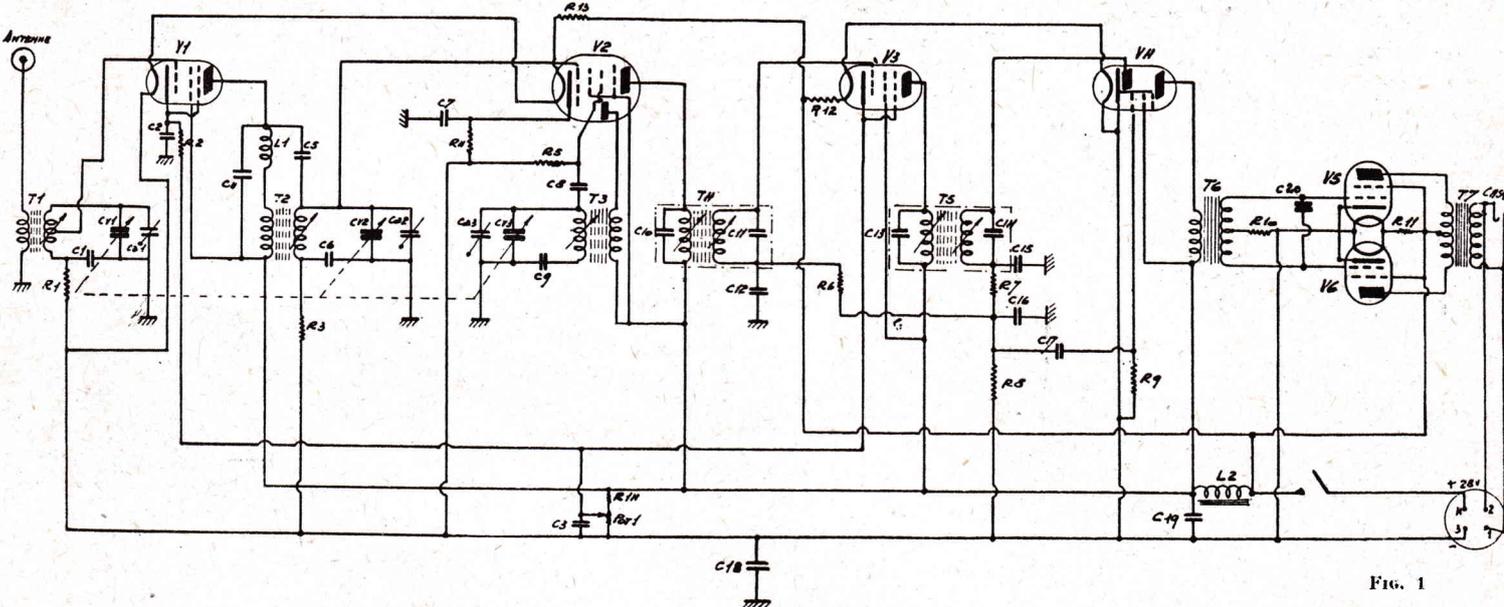
### 3° Changeur de fréquence.

Ce circuit comporte :

- Un tube UCH 41 (V2).
- Un oscillateur local composé du transformateur T3, à noyau de fer divisé, des condensateurs Cv3 et Ca3 montés en parallèle sur le primaire du transformateur, du condensateur C9 en série.

### UTILISATION

L'appareil doit être alimenté par une tension continue de 27,5 V qui est celle des équipements de bord des avions. Les caractéristiques de l'antenne ont peu d'influence sur les performances du récepteur, toutefois, la longueur de l'antenne devra être comprise entre 4 et 15 mètres. L'emploi d'une descente d'antenne blindée de longueur limitée



### SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma général (fig. 1) est le même sur les deux modèles.

Le récepteur SARAM 5-31 est un récepteur à changement de fréquence, à 6 tubes, alimenté directement par le réseau 27,5 V du bord.

L'équipement comprend les organes suivants :

- Le coffret renfermant le récepteur.

- Un câble d'alimentation sortant du coffret et muni d'une fiche de sectionnement type BRONZAVIA permettant son raccordement au réseau du bord.

- Ce câble comporte en outre deux connexions (bornes 1-2) reliées au circuit de sortie du récepteur et permettant l'écoute à distance.

- Un câble d'antenne sortant du coffret et muni d'une fiche de sectionnement permettant son raccordement à l'antenne (éventuellement par l'intermédiaire d'un feeder blindé, le blindage étant relié au collier métallique placé autour du tube de sortie de la connexion d'antenne (5-31 B seulement).

- Une antenne unifilaire de

- Un étage amplificateur BF push-pull de sortie : 2 tubes V5-V6 25L6.

Les organes de commande comportent 2 boutons groupés sur la face avant :

- Un bouton *volume* sert d'interrupteur et permet le réglage du niveau de sortie par variation de la tension de polarisation des tubes amplificateurs HF (V1) et MF (V3).

- Un bouton *accord* permet le réglage en fréquence par l'intermédiaire d'un démultiplicateur.

Ce bouton commande simultanément les accords des 3 circuits HF (antenne, amplificateur HF et oscillateur local).

Le repérage s'effectue sur un cadran phosphorescent gradué en fréquences et étalé sur 346°.

Un jack standard situé également sur la face avant, permet de brancher un casque téléphonique d'impédance 600 Ω.

### 1° Couplage d'antenne.

Cet étage comporte un transformateur T1 à noyau de fer divisé. Le primaire est relié à l'antenne et à la masse, le secondaire est accordé au moyen du condensateur variable à air Cv1 et du condensateur ajustable Ca1 monté en parallèle.

- Un filtre MF composé du transformateur T4 à noyaux de fer divisé, dont le primaire et le secondaire sont accordés par les condensateurs fixes C10 et C11.

### 4° Amplificateur MF.

Cet amplificateur comporte un tube UF 41 (V3) dont le circuit d'anode comprend le primaire du transformateur T5, à noyau de fer divisé accordé par la capacité C13, le secondaire est accordé par la capacité C14.

### 5° Détecteur.

Le circuit détecteur comprend la partie diode d'un tube UAF 41 ou UAF 42 (V4), une résistance fixe R8 et le condensateur fixe C16.

### 6° Amplificateur BF.

Cet amplificateur comporte deux étages :

- Un préamplificateur comprenant la partie pentode du tube UAF 41 ou UAF 42 (V4), le transformateur T6 à noyau de fer et le condensateur fixe C20.

- Un amplificateur final push-pull comprenant deux tubes 25 L6 (V5-V6) et le transformateur T7.

### 7° Filtrage alimentation.

Le circuit comprend la bobine L2 et le condensateur C19.

Les performances du récepteur sont les suivantes :

- Sensibilité à 22 μV sur toute la gamme de fréquences pour 50 mW de sortie, rapport signal/bruit de fond ≥ 26 dB, porteur coupée.

- Sélectivité totale : à 350 kHz la bande passante est supérieure à 3,5 kHz pour un affaiblissement de 6dB, et inférieure à 16 kHz pour un affaiblissement de 40 dB.

est possible : dans ce cas le collier de serrage situé près du boîtier permet de maintenir la gaine métallique à la masse. Pour la mise en œuvre du récepteur, tourner à fond le bouton *Volume*, pour chauffer les tubes et mettre le poste au maximum de sensibilité. Rechercher l'émission en manœuvrant le bouton *Accord* et en amenant au repère du cadran la fréquence désirée. Régler le niveau de sortie au moyen du bouton *Volume*.

*Nota* : Le récepteur doit tous jours être utilisé refermé dans son capot métallique : l'enlèvement du capot à pour effet de détruire l'alignement des circuits accordés.

### VALEURS DES ELEMENTS

Condensateurs :

- C<sub>1</sub> : 0,01 μF - 250 V, papier ;
- C<sub>2</sub> : 0,01 μF - 250 V, papier ;
- C<sub>3</sub> : 0,1 μF - 110/330 V ;
- C<sub>4</sub> : 40 pF - 500 V, céramique ;
- C<sub>5</sub> : 2 pF - 500 V ;
- C<sub>6</sub> : 0,01 μF - 250 V, papier ;
- C<sub>7</sub> : 0,01 μF - 250 V, papier ;
- C<sub>8</sub> : 250 pF - 1500 V ;
- C<sub>9</sub> : 500 pF - 500 V ;
- C<sub>10</sub> : incorporé dans T4 ;
- C<sub>11</sub> : incorporé dans T4 ;

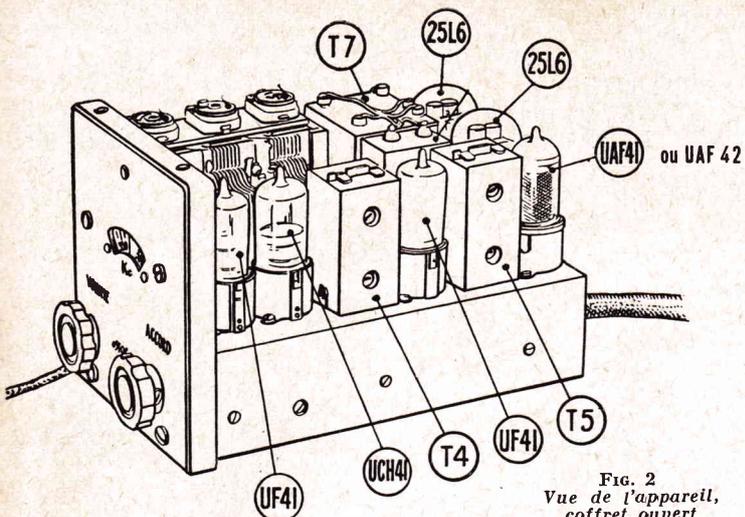


FIG. 2  
Vue de l'appareil,  
coffret ouvert

- C<sub>12</sub>** : 0,01  $\mu$ F - 250 V, papier ;  
**C<sub>13</sub>** : incorporé dans T5 ;  
**C<sub>14</sub>** : incorporé dans T5 ;  
**C<sub>15</sub>** : 250 pF - 1 500 V ;  
**C<sub>16</sub>** : 250 pF - 1 500 V ;  
**C<sub>17</sub>** : 0,01  $\mu$ F - 250 V, papier ;  
**C<sub>18</sub>** : 0,25  $\mu$ F - 175/500 V ;  
**C<sub>19</sub>** : 1  $\mu$ F - 175/500 V ;  
**C<sub>20</sub>** : 1 000 pF ;  
**Ca<sub>1</sub>** : ajustable 4 à 21 pF ;  
**Ca<sub>2</sub>** : ajustable 4 à 21 pF ;  
**Ca<sub>3</sub>** : ajustable 4 à 21 pF ;  
**CV<sub>1</sub>** : variable à air ;  
**CV<sub>2</sub>** : variable à air ;  
**CV<sub>3</sub>** : variable à air ;  
**Résistances** :  
**R<sub>1</sub>** : 100 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>2</sub>** : 630  $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>3</sub>** : 100 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>4</sub>** : 800  $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>5</sub>** : 40 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>6</sub>** : 1 M $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>7</sub>** : 40 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>8</sub>** : 500 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>9</sub>** : 1 M $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>10</sub>** : 40 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>11</sub>** : 5  $\Omega$  bob., 6 W ;  
**R<sub>12</sub>** : 25  $\Omega$ , 0,25 W ;  
**L<sub>2</sub>** : filtre alimentation ;  
**R<sub>13</sub>** : 14  $\Omega$ , 0,25 W ;  
**R<sub>14</sub>** : 12,5 k $\Omega$ , 0,25 W ;  
**Pot. 1** : Potentiomètre 5 k $\Omega$   
 avec inter.  
**Bobinages** :  
**L<sub>1</sub>** : filtre HF ;  
**T<sub>1</sub>** : Transformateur à noyau en  
 fer divisé.  
**T<sub>2</sub>** : Transformateur à noyau en  
 fer divisé.  
**T<sub>3</sub>** : Transformateur à noyau en  
 fer divisé.  
**T<sub>4</sub>** : Nylon - Condensateur mi-  
 cargent enrobé ;  
**T<sub>5</sub>** : Nylon - Condensateur mi-  
 argent enrobé ;  
**T<sub>6</sub>** : Driver ;  
**T<sub>7</sub>** : Transformateur de sortie.  
**Lampes** :  
**V<sub>1</sub>** : UF 41 ou UF 121 ;  
**V<sub>2</sub>** : UCH 41 ou CF 141 ;  
**V<sub>3</sub>** : UF 41 ou UF 121 ;  
**V<sub>4</sub>** : UAF 4, UAF 42 ou D 121 ;  
**V<sub>5</sub>** : 25 L6 ;  
**V<sub>6</sub>** : 25 L6.

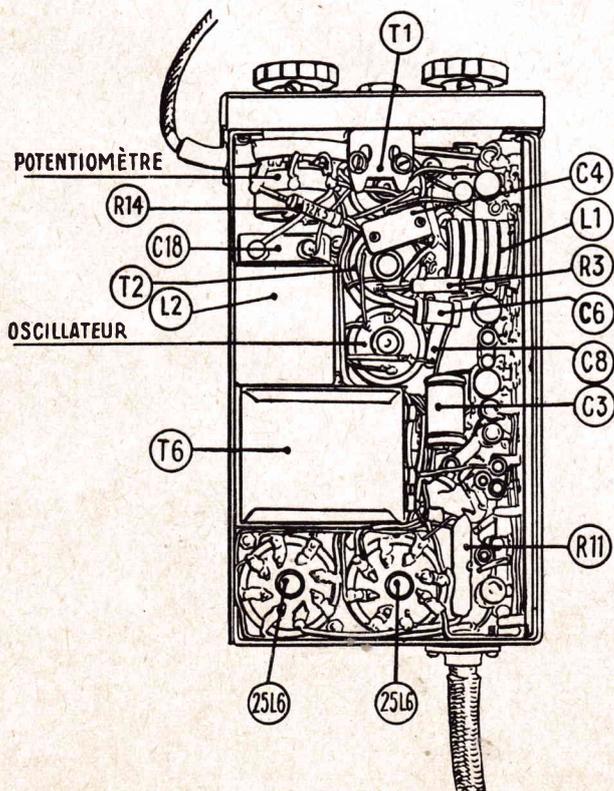


FIG. 3. — Disposition des éléments sous le chassis

# condensateurs électrochimiques de filtrage

## SÉRIE DOUBLEURS DE TENSION

Tubes et cartouches isolés par tube carton.

## SÉRIE TUBES

Bouchon  $\varnothing$  18 ; pas 150 ; négatif cosse longue de 150 V à 500 V.

## SÉRIE "TWIST-PRONG"

Cosses étamées pour soudure au bain.

Capacités maxi pour tube de  $\varnothing$  37, L 80 :

- 360  $\mu$ F - 275/300 V
- 280  $\mu$ F - 325/360 V
- 250  $\mu$ F - 350/385 V
- 150  $\mu$ F - 450/500 V

## SÉRIE CARTOUCHES

Gaine isolante.

Cosses étamées pour soudure au bain de 10 à 500 V.

## SÉRIE MINIATURES

Gaine isolante, fils de sortie  $\varnothing$  0,8 mm, étamés pour soudure au bain ; 4 V à 350 V.

- Tubes de 4,5 x 12 à 14 x 30
- pour montages transistors et télévision,
- modèles non polarisés.

Catalogue sur demande



## CONDENSATEURS ELECTROCHIMIQUES DE FILTRAGE

25, RUE GEORGES BOISSEAU  
CLICHY (SEINE)  
TÉL. 737-30-20

RAPY