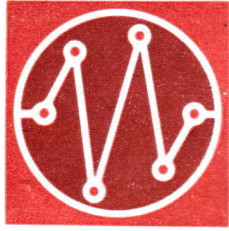


radio/plans



au service de l'amateur de radio de télévision et d'électro

dans ce numéro :

4 dispositifs électroniques avec modules à circuits intégrés - récepteur portatif à 6 transistors - adaptateur d'enregistrement stéréo à transistors - compteur de pièces à cellule - boîtier d'alignement et de mesures - et

	Fabrication Tubes		Fabrication Semi-Conducteurs		Fabrication Composants Electroniques		Fabrication Circuits Intégrés		Construction Matériel Grand Public		Construction Matériel Professionnel
	Construction Matériel Industriel		Radioreception		Télévision Couleurs		Télévision Diffusée		Amplification et Sonorisation (Radio, T.V., Cinéma)		Enregistrement des Sons (Radio, T.V., Cinéma)
	Enregistrement des Images		Télécommunications Terrestres		Télécommunications Maritimes		Télécommunications Aériennes		Télécommunications Spatiales		Signaux
	Radio-Phares		Tours de contrôle		Radio-Guidage		Radio-Navigation		Radiogoniométrie		Câbles Hertzien
	Faisceaux Hertiens		Hyper-fréquences		Radar		Radio-Telecommande		Télécommunications		Electronique
	Simulateurs		Piëzo-Electricité		Photo Electricité		Thermo-		Electronique		Electronique
	Chauffage à Haute Fréquence		Optique Electronique		Métrologie		Technique Analogique		Electronique		Autre
	Electronique quantique (Lasers)		Electronique quantique (Masers)		Micro-miniaturisation		Technique Analogique		Electronique		Autre
	Traitement de l'Information (Calculateurs)		Traitement de l'Information (Ordinateurs)		Physique Electronique et Nucléaire		Electronique		Electronique et Défense Nationale		Autre
	Electronique Médicale		Radio Météorologie		Radio Astronautique		Electronique		Electronique et Défense Nationale		Autre
	Dessin Industriel en Electronique		Electronique et Administration O.R.T.F.		E.D.F.		Electronique		Electronique et Défense Nationale		Autre
	C.N.E.S.		C.N.R.S.		O.N.E.R.A.		- C.E.A. -		Electronique et Défense Nationale		Electronique

quel électronicien serez-vous?
quel électronicien êtes-vous?
quel électronicien voudriez-vous être?

DOCUMENTATION
Infra
24, RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8^e

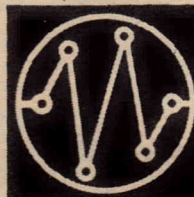
la réponse passe par INFR
Lisez à ce sujet les informations (1)
(Voir pages 20 et 21)

COLLECTION : LES SÉLECTIONS DE radio/plans

- N° 1 **LA PRATIQUE DES ANTENNES DE TELEVISION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
112 pages - 132 illustrations 7 F
- N° 2 **SACHEZ DEPANNER VOTRE TELEVISEUR**
(Nouvelle édition)
124 pages - 102 illustrations 7,50 F
- N° 3 **INSTALLATION DES TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
52 pages - 30 illustrations 3,50 F
- N° 4 **INITIATION AUX MESURES RADIO ET BF**
par Michel LEONARD et G. BLAISE
124 pages - 97 illustrations 4,50 F
- N° 5 **LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRE-
QUENCE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
116 pages - 143 illustrations 6 F
- N° 6 **PERFECTIONNEMENTS ET AMELIORATION DES
TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
84 pages - 92 illustrations 6 F
- N° 7 **APPLICATIONS SPECIALES DES TRANSISTORS**
par Michel LEONARD
68 pages - 60 illustrations 4,50 F
- N° 8 **MONTAGES DE TECHNIQUES ETRANGERES**
recueillis et adaptés par R.-L. BOREL
100 pages - 98 illustrations 6,50 F
- N° 9 **LES DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 56 illustrations 3 F
- N° 10 **CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDELITE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 55 illustrations 3 F
- N° 11 **L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
84 pages - 120 illustrations 6 F
- N° 12 **PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS
ELECTRONIQUES**
par Fred KLINGER
84 pages - 150 illustrations 7,50 F
- N° 13 **LES MONTAGES DE TELEVISION A TRANSIS-
TORS**
par H.-D. NELSON
116 pages - 16,5 × 21,5 - 95 illustrations 7,50 F
- N° 14 **LES BASES DU TELEVISEUR**
par E. LAFFET
68 pages - 16,5 × 21,5 - 140 illustrations 6,50 F
- N° 15 **LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE**
par Fred KLINGER
100 pages - 16,5 × 21,5 - 186 illustrations 8 F
- N° 16 **LA TV EN COULEURS**
selon le dernier système SECAM
par Michel LEONARD
92 pages - 16,5 × 21,5 - 57 illustrations 8 F
- N° 17 **CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS**
par F. KLINGER
164 pages - 16,5 × 21,5 - 267 illustrations 12 F

En vente dans toutes les bonnes librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 43, rue de Dunkerque, PARIS-Xe, par versement au C.C.P. Paris 259-10. Envoi franco.

radio/plans



au service de l'amateur de radio
de télévision et d'électronique

SOMMAIRE DU N° 232 — FÉVRIER 1967

PAGE

-
- 21 Quatre dispositifs électroniques réalisés grâce à des modules à circuits intégrés
- 23 Dépannage des circuits C.A.G. des T.V. à transistors
- 27 A propos de la D.X. TV
- 30 Méthode facile de contrôle d'un transistor
- 30 Adaptateur d'enregistrement stéréophonique à transistors
- 36 Revue de la presse technique étrangère
- 37 Flash sur l'électronique
- 38 Banc d'alignement et de mesures
- 40 Circuits spéciaux de T.V. en couleurs
- 44 Circuits déformateurs
- 49 Nouveautés et informations
- 51 Récepteur portatif à six transistors
- 54 Capacimètre à transistors
- 55 L'évolution du Push-Pull
- 60 Le centre de recherches du C.N.E.T. à Lannion
- 61 Compteur de pièces à cellule photoélectrique

DIRECTION - ADMINISTRATION

43, Rue de Dunkerque
PARIS-X^e - Tél. : 878-09-92
C.C.P. PARIS 259.10

ABONNEMENTS

FRANCE : Un an 16,50 F - 6 mois : 8,50 F
ETRANGER : 1 an : 20 F

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande et 0,60 F en timbres



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

Le précédent n° a été tiré à 48.000 exemplaires

quatre dispositifs électroniques de réalisation facile grâce à des modules à circuits intégrés

On trouve actuellement dans le commerce toute une série de modules à circuits intégrés conçus spécialement pour réaliser un grand nombre de montages électroniques. Chaque module contient les transistors et la plupart des composants passifs entrant dans la composition du montage auquel il se rapporte. Il suffit pour compléter l'appareil de raccorder au module les prises d'entrée et de sortie, l'alimentation, ainsi que les organes de commande : interrupteurs, potentiomètres, etc. Cela se traduit par un travail mécanique d'assemblage très simple et un câblage qui se réduit à la pose de quelques connexions. Grâce à ce procédé même un débutant peut réaliser très rapidement

et sans risque de déboires, le ou les dispositifs de son choix.

Les circuits intégrés mis en œuvre sont noyés dans un enrobage de matière plastique isolante qui les met à l'abri de toute détérioration. Ils se présentent sous la forme d'une pyramide tronquée à angles arrondis dont les dimensions sont 40 x 30 x 15 mm. Les fils de liaison sont accessibles sur la base.

Parmi les nombreux modèles possibles, nous avons décidé de vous présenter sous cette forme nouvelle de montage : un amplificateur porte-voix, un amplificateur de guitare, un avertisseur de vol à sirène électronique, une table d'écoute.

Amplificateur porte-voix

Cet amplificateur met en œuvre un module référence PA9. Raccordé à un microphone, et à un haut-parleur il permet de s'adresser sans effort à un auditoire relativement nombreux. Le microphone peut être indifféremment du type cristal, céramique ou dynamique. L'alimentation de l'amplificateur s'effectue par une batterie de pile de 6 V. Le haut-parleur doit être à aimant permanent avec une impédance de bobine mobile comprise entre 8 et 45 ohms. Les meilleurs résultats seront obtenus

avec un haut-parleur de bonne qualité de 15 à 17 cm de diamètre de membrane.

Le schéma de l'ensemble est donné à la figure 1. Le microphone débite sur un potentiomètre de volume de 500.000 ohms qui est prévu de manière à pouvoir régler la puissance d'audition. Le curseur de ce potentiomètre attaque l'entrée A du module. Le haut-parleur a sa bobine mobile raccordée aux points CD qui constituent la sortie. Un interrupteur ferme ou coupe le circuit de la pile d'alimentation de 6 V dont les points de raccordement sur le module sont B et C.

La réalisation pratique est illustrée par le plan de la figure 2. Sur une plaque de bakélite de 130 x 75 mm on rive les cornières métalliques qui de cette façon constituent le boîtier de branchement des piles cylindriques de 3 V. Vous remarquerez que les deux cornières pliées à angle droit supportent les contacts + et - de raccordement de la batterie. Elles ne doivent donc en aucun cas se toucher sinon elles court-circuiteraient la batterie. Sur la plaque de bakélite on rive encore le relais à deux cosses isolées et trois équerres mé-

talliques. Sur l'une d'elles on fixe la prise H.-P. sur une autre la prise coaxiale « Micro » et sur la troisième le potentiomètre à interrupteur.

On peut alors exécuter le câblage. On soude les fils A, B et C du module sur les cosses du relais. On raccorde une extrémité du potentiomètre, un côté de l'interrupteur et le contact latéral de la prise « Micro » au fil B du module. Le contact central de la prise « Micro » est connecté à l'autre extrémité du potentiomètre. Le curseur du potentiomètre est relié au fil A du module. On connecte le second contact de l'interrupteur au pôle + du boîtier de pile et le pôle - de ce boîtier au fil C du module. On termine en posant les connexions qui doivent raccorder la prise H.-P. aux fils C et D du module.

La liaison avec le microphone sera faite par un câble blindé. Les piles doivent être montées comme nous l'indiquons en pointillé sur le plan de câblage.

Amplificateur de guitare

La guitare électrique est très à la mode actuellement. Grâce au module référence GA9 on peut réaliser un petit amplificateur qui permettra de transformer une guitare sèche, en guitare électrique. Comme vous pouvez le constater sur le schéma de la figure 3 le montage est pra-

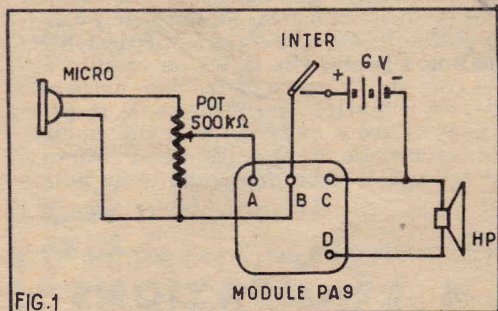


FIG.1

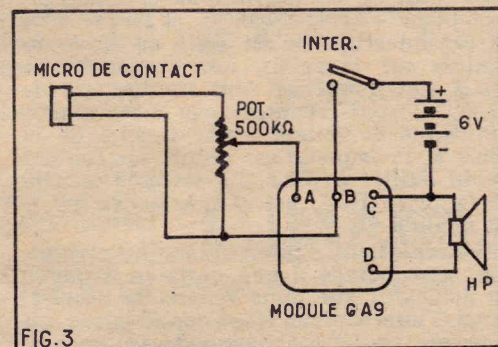


FIG.3

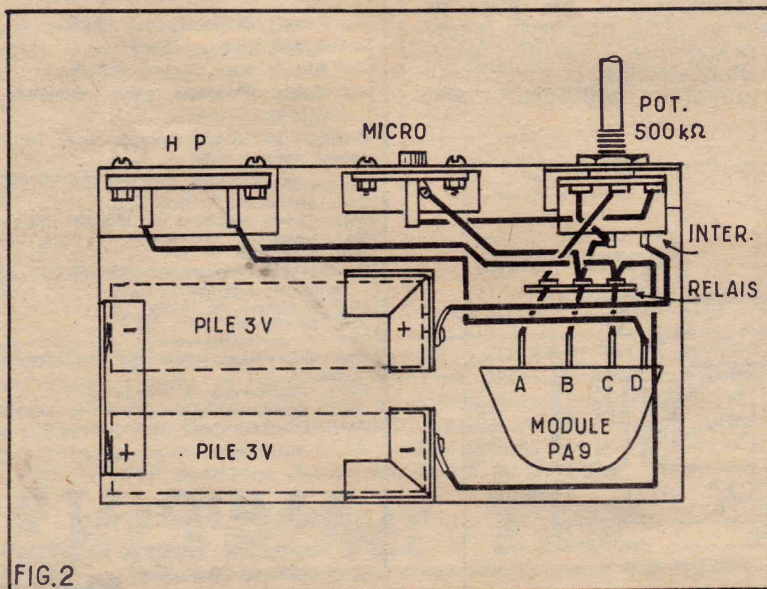


FIG.2

tiquement identique à celui de l'amplificateur porte-voix que nous venons de décrire. Seul le module change. L'alimentation s'effectue par une pile de 6 V. Le micro contact installé sur la guitare doit être relié à la prise micro de l'amplificateur par un cordon blindé.

Le câblage étant identique à celui du dispositif précédent vous devez vous reporter au plan de câblage de la figure 2.

Avertisseur de vol à sirène électronique

Cet avertisseur utilise un module référence SM3 qui contient un oscillateur à transistor fonctionnant sur une fréquence musicale pour actionner un haut-parleur. Ce dispositif comporte en plus de l'interrupteur normal « Arrêt-Marche » un interrupteur (Microswitch ou à noyau mobile) à verrouillage qui se monte sur l'issue à protéger : porte, fenêtre, etc. Le dispositif étant en position de veille, le seul fait d'ouvrir la porte ou la fenêtre ferme le contact à verrouillage qui établit l'alimen-

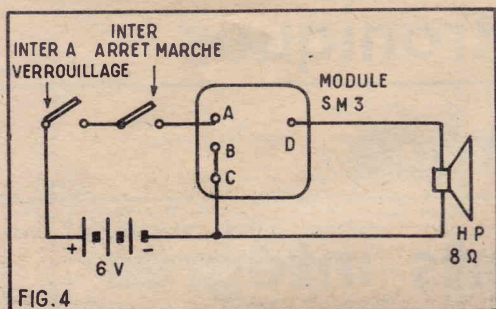
Table d'écoute

Il ne s'agit pas comme le nom pourrait le laisser croire d'un dispositif destiné à surprendre les conversations téléphoniques. Plus simplement cet appareil très sensible permet de surveiller une chambre d'enfant ou de malade. Sa sensibilité est telle qu'il décèle jusqu'aux souffles normaux de la respiration.

Là encore l'âme du montage est un module à circuits intégrés qui cette fois porte la référence BN 9. Le schéma de la figure 6 montre le raccordement de ce module avec les éléments qui lui sont extérieurs.

Un haut-parleur, vous ne l'ignorez pas, a un fonctionnement réversible. Si on fait traverser sa bobine mobile par un courant BF il restitue le son correspondant et si on produit un son devant sa membrane cette bobine mobile produit un courant de fréquence correspondante. Dans ce cas, il constitue un microphone particulièrement sensible. Pour cette table d'écoute on utilise ce moyen pour capter les sons. Le haut-parleur microphone est du type à aimant permanent ; l'impédance de sa bobine mobile peut être comprise entre 8 et 45 ohms. Un diamètre de membrane de 15 à 17 cm procurera les meilleurs résultats. Ce haut-parleur sera bien entendu placé dans la salle à surveiller. Il débite dans un potentiomètre de volume de 5.000 ohms lequel permet de doser le niveau de l'écoute. Le curseur de ce potentiomètre attaque l'entrée de l'amplificateur contenu dans le module (point A). Une extrémité du potentiomètre est reliée au point B. La pile d'alimentation de 6 V est raccordée entre les points B et C. Entre son pôle positif et le point B est intercalé un interrupteur « Arrêt-Marche ». Le haut-parleur témoins du même type que celui servant de microphone est connecté à la sortie du module c'est-à-dire entre les points C et D.

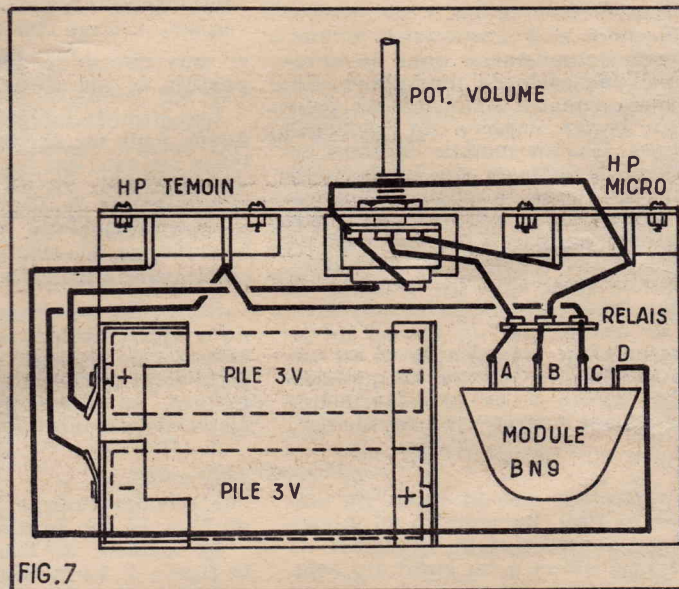
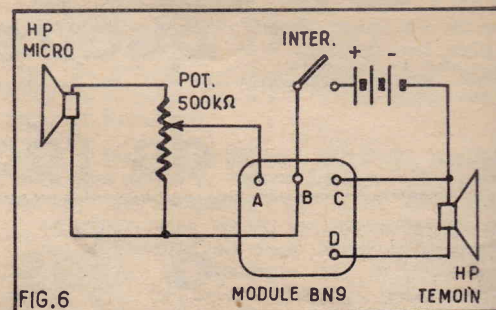
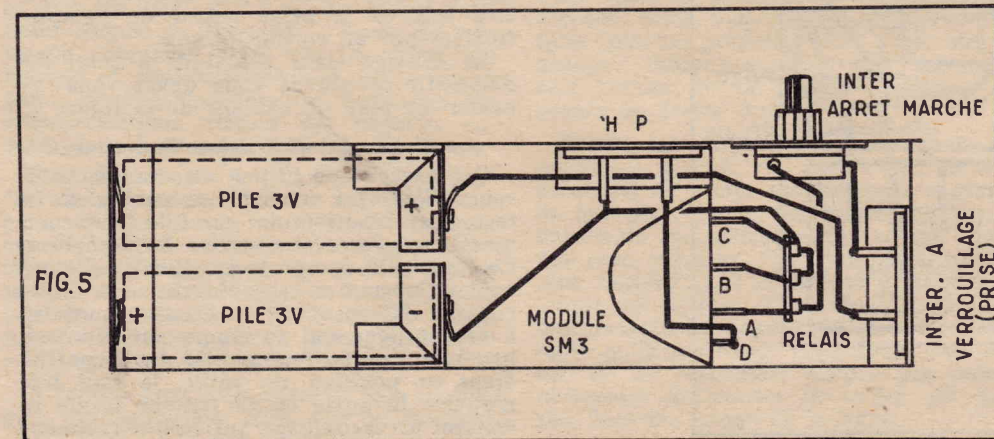
Le plan de câblage de la figure 7 montre comment cette table d'écoute doit être réalisée. Sur une plaquette en bakélite de 130 x 75 mm on commence par river le dispositif de branchement des piles de 3 V qui, placées en série, procurent la tension de 6 V, nécessaire à l'alimentation. Ce dispositif étant semblable à celui utilisé sur les appareils précédents nous



tation et la sirène retentit. Le schéma figure 4 montre comment doit s'effectuer le raccordement du module avec les éléments extérieurs. On y voit que la pile d'alimentation de 6 V a son pôle négatif raccordé aux points B et C du module ; son pôle positif peut être mis en liaison avec le point A par les interrupteurs. Ces derniers sont branchés en série de sorte qu'il faut que celui « Arrêt-Marché » soit fermé (position veille) pour que celui à verrouillage puisse déclencher l'alarme. Le haut-parleur de 8 ohms d'impédance de bobine mobile se raccorde aux points D et C du module.

Le montage doit être exécuté selon le plan de câblage de la figure 5. Le support général est une plaque de bakélite de 180 x 50 mm. Sur cette plaque on rive le dispositif de logement des piles qui est constitué exactement comme celui décrit précédemment. On sertit également 3 petites équerres métalliques. Sur l'une d'elle on fixe la prise « H.-P. », sur une autre la prise de raccordement de l'interrupteur à verrouillage et sur la troisième on monte l'interrupteur « Arrêt-Marché ». On rive encore un relais à deux cosses isolées sur la plaque de bakélite. Sur ce relais on soude les fils A, B et C du module ce qui assure sa fixation en même temps que son raccordement. Le contact + du boîtier à pile est connecté à une broche de la prise « Inter à verrouillage », l'autre broche de cette prise est connectée à un côté de l'interrupteur « Arrêt-Marché » et l'autre côté de cet interrupteur est relié au fil A du module sur le relais. Les cosses de ce relais sur lesquelles sont soudés les fils B et C sont réunies par une courte connexion et reliées à une broche de la prise H.-P. laquelle est réunie au contact - du boîtier à piles. La seconde broche de la prise H.-P. est connectée au fil D du module.

Généralement, l'interrupteur à verrouillage sera installé à une certaine distance du dispositif que nous venons de décrire. Aussi, l'interrupteur étant mis en place, on raccorde un fil à chacune de ses bornes. On tire ces fils jusqu'à l'endroit où doit être fixé le système d'alarme et on soude à leur extrémité la prise mâle qui s'adapte sur la prise femelle du dispositif.



n'insisterons pas sur sa mise en place. Sur un des grands côtés de la plaque de bakélite on rive les équerres métalliques sur lesquelles on fixe les prises « H.-P. Micro » « H.-P. témoin » et le potentiomètre de 5.000 ohms à interrupteur. Sur cette plaque on rive encore un relais à deux cosses isolées. Sur ce relais on soude les fils A, B et C du module. On connecte le pôle + du boîtier à pile à une extrémité de l'interrupteur. Par des fils isolés on réunit l'autre côté de l'interrupteur, une extrémité du potentiomètre, une broche de la prise « H.-P. Micro » et la cosse B du module. L'autre broche de la prise « H.-P. Micro » est reliée à la seconde extrémité du poten-

(Suite page 26.)

DEVIS DES 4 RÉALISATIONS

décrites ci-contre :

- Ampli de porte-voix (PA9)
- Ampli guitare (GA9)
- Avertisseur de vol (SM2)
- Table d'écoute pour chambre d'enfant (BN9)

CHAQUE MONTAGE, complet avec HP, potentiomètre, piles **77,40**

et tous les modules EURISTOR :

SM1. Sirène électronique	49,00
SM3. Sirène électronique, pr modèles réduits.	49,00
SM4. Détecteur d'incendie	71,00
PH7. Ampli BF 2 W	49,00
PAA2. Ampli porte-voix. Plusieurs centaines de mètres	49,00
MP7. Préampli de micro	49,00
IC9. Interphone	49,00
TA9. Ampli téléphone	49,00
BB8. Clignoteur double 100 scintillements minute	36,00
MN4. Métرونome à transistor	36,00
WC5. Oscillateur radio émet. de signaux	49,00
WP5. Emetteur pour tourne-disques	49,00

Catalogue Pièces détachées et Kits contre 2 timbres à 1,00

RADIO-STOCK

6, rue Taylor - PARIS (10^e)
NOR. 83-90 et 05-09 - C.C.P. 5379-89

dépannage des circuits CAG des téléviseurs à transistors

par N.-D. NELSON

CAG pour HF et MH image

On a étudié dans le précédent article, les circuits de CAG (commande automatique de gain) des récepteurs de son-TV à transistors. Il convient de remarquer que le récepteur de son bénéficie également de l'action de la CAG qui s'exerce sur les blocs HF (rotacteur et tuner) étant donné que ceux-ci reçoivent en même temps les signaux d'image et ceux de son.

La commande de gain de ces blocs s'effectue toutefois en fonction de l'intensité du signal image et non celui de son. En général la variation des signaux de son et d'image, qui sont transmis séparément mais sur des fréquences voisines, s'effectue de la même manière.

Lorsque le son est à FM (modulation de fréquence), cas des émissions CCIR « européennes » et des émissions américaines, l'amplificateur MF son n'est pas soumis, en général à la CAG mais l'action des CAG appliquées aux blocs HF produit l'effet désiré sur l'ensemble de réception du son mais d'une manière moins prononcée que dans le cas où la CAG est également appliquée à la MF son.

Pour l'image, la CAG est moins simple que dans le cas du son car les signaux d'image se composent de deux parties :

a) les signaux synchro dont l'amplitude est proportionnelle à l'intensité du signal et représente environ 25 % du signal total,

b) Les signaux de modulation de lumière dont l'amplitude maximum est de 75 % du signal total mais cette amplitude n'est maximum que de temps en temps et non pendant toutes les périodes de ligne et d'image.

On notera que dans les standards à polarisation positive (français, anglais, belge) le maximum du signal VF linéaire correspond au blanc (75 %) et le minimum au noir (0 %) du signal total de lumière, celui de synchronisation restant toujours

à 25 % et s'ajoutant à celui de lumière.

La figure 1 A montre le signal à polarisation positive pendant quelques lignes. L'image ne présente des points blancs que lorsque la modulation VF a atteint 100 %. Si par exemple, une image est transmise pendant un temps prolongé en sombre (gris, noir) la modulation de lumière n'atteint pas 100 %.

Il est donc clair que ce signal ne peut être utilisé tel quel pour la CAG. Par contre si l'on élimine du signal total la partie variable, la modulation de lumière, en ne conservant que les signaux synchro c'est-à-dire la partie du signal comprise entre 0 % et 25 %, on disposera d'un excellent signal pour la commande de CAG.

Le signal HF à polarisation négative est indiqué par la figure 1 B.

Il est facile de voir que, quelle que soit la luminosité de l'image, le signal total est toujours à 100 % de modulation car les signaux synchro se trouvent sur la modulation comprise entre 75 % et 100 %.

Malgré cette particularité avantageuse, on utilise dans les téléviseurs modernes, quel que soit le standard, le même procédé : élimination des signaux de modulation de lumière et emploi des signaux synchro.

Procédés d'élimination

Comme signal d'origine pour la CAG, on se sert du signal VF obtenu après détection MF image, autrement dit l'enveloppe supérieure ou inférieure du signal MF.

Le procédé le plus simple de suppression de la modulation de lumière est celui utilisé d'une manière générale dans les circuits de séparation, comme on l'a vu au cours de l'étude du dépannage de ces circuits.

Le premier transistor du circuit de séparation a pour mission de ne conserver que les signaux synchro.

Pour la séparation-synchronisation, ce qui est utilisé de ces signaux, c'est surtout leur fréquence et leur forme en vue de la synchronisation des bases de temps.

Pour la CAG, on est intéressé surtout par leur amplitude, ce qui est évident.

Disposant de ces signaux on les transformera en une tension continue variable qui sera la tension de réglage de CAG.

On remarquera que quel que soit le standard, le signal VF est le même : 25 % de synchro et 75 % de modulation de lumière. L'enveloppe supérieure du signal A (fig. 1) correspond à l'enveloppe inférieure du signal B et celle inférieure de A à l'enveloppe supérieure de B.

Dans les téléviseurs multistandards, il est donc nécessaire pour obtenir ce même signal VF, d'inverser la diode détectrice

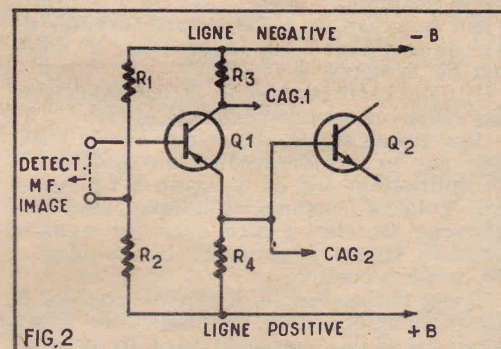


FIG.2

MF image pour avoir l'enveloppe supérieure d'un signal et l'enveloppe inférieure de l'autre.

Le deuxième procédé pour supprimer la modulation de lumière du signal total est d'agir sur le temps et non sur l'amplitude comme indiqué plus haut. Pour cela, supposons que le signal VF complet est appliqué à un transistor. A l'aide d'un procédé convenable, le transistor transmettra le signal pendant les périodes de retour seulement et sera bloqué pendant celles d'aller, ce qui donnera évidemment, à la sortie, les signaux synchro uniquement.

Nous allons analyser des schémas utilisant pour la CAG image, les deux procédés mais il convient de savoir que c'est surtout le deuxième qui est de plus en plus utilisé dans tous les téléviseurs modernes : à transistors, à lampes, en noir et blanc et en couleurs.

Les deux procédés de CAG : directe et inverse, sont adoptés, comme pour le son, dans les montages d'image.

Exemple de CAG avec élimination par l'amplitude

En premier lieu, il faut déterminer le point de la partie VF où est prélevé ce signal qui sera utilisé pour la CAG.

La figure 2 donne un exemple d'amplificateur VF avec « sortie CAG ». On n'a donné le schéma complet que pour le premier étage à transistor Q₁, le transistor final étant Q₂. Les liaisons sont directes et la base de Q₁ est polarisée par le diviseur de tension R₁ - R₂, par l'intermédiaire du circuit de sortie détectrice.

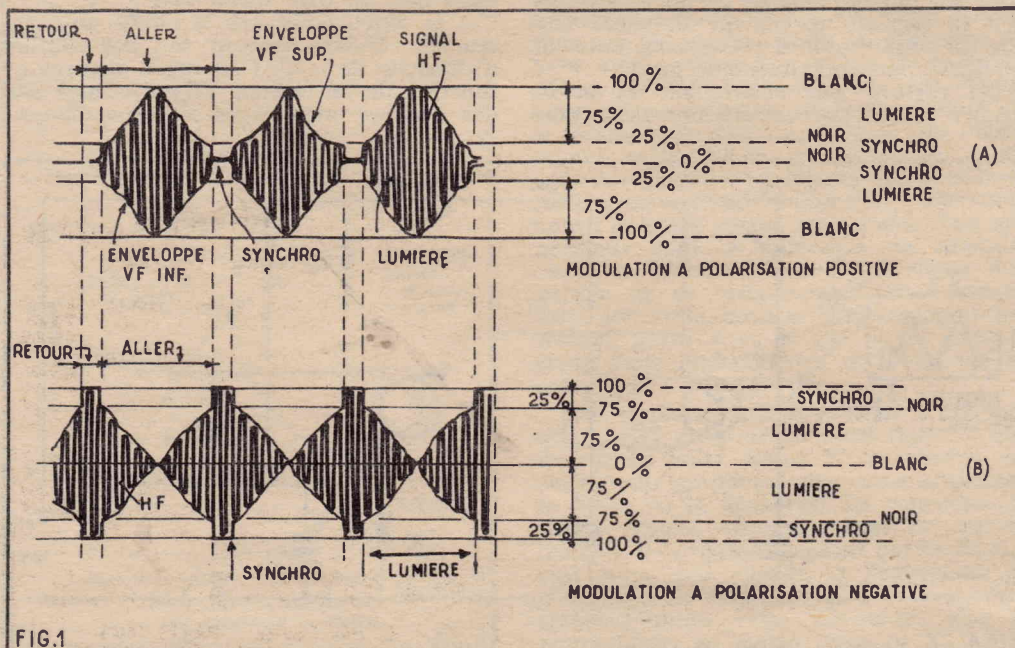


FIG.1

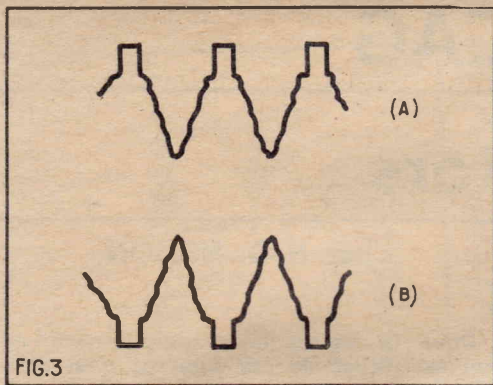


FIG.3

Q_1 , en ce qui concerne la VF à transmettre à Q_2 , est monté en collecteur commun, le signal VF étant transmis de l'émetteur de Q_1 à la base de Q_2 .

Au même point, c'est-à-dire sur l'émetteur, on dispose d'un signal VF pouvant être utilisé pour la CAG. On a indiqué ce point de sortie par CAG 2.

Dans d'autres réalisations, on utilise le collecteur de Q_1 pour obtenir un signal de CAG, désigné par CAG 1.

Il est évident que ces deux signaux sont opposés. Si l'un est comme celui de la figure 3A, l'autre est comme celui de la figure 3B. Leur amplitude est à peu près la même et parfois on utilise les deux signaux.

Le montage de CAG associé à celui de VF de la figure 2 est indiqué par le schéma de la figure 4.

Il comprend une diode D_1 , un transistor Q_3 , NPN, et un transistor Q_4 , PNP.

Il y a une entrée du signal VF de CAG pris sur le collecteur du transistor Q_1 de l'amplificateur VF de la figure 2. Ce signal est polarisé comme l'indique l'oscillogramme O_1 , c'est-à-dire avec les signaux synchro lignes négatifs et la modulation de lumière positive.

Il est indispensable, lorsqu'on analyse le fonctionnement d'un montage VF, CAG, séparation, de bien connaître la polarité des signaux.

Deux sortes de tensions de réglage continues variables de CAG sont prévues, l'une est utilisée pour commander le gain des transistors de l'amplificateur MF, l'autre pour celle des amplificateurs HF et parfois des mélangeurs des blocs VHF et UHF.

Deux réglages de mise au point sont inclus dans ce montage, R_1 et R_2 , résistances variables réalisées avec des potentiomètres.

Voici, sommairement, comment fonctionne ce montage.

Le signal VF ayant la forme O_1 , est appliqué à la diode D_1 . Cette diode fonctionne comme une résistance de circuit intégrateur, associée au condensateur C_1 de 25 μF relié à la ligne d'alimentation négative.

L'intégration du signal O_1 donne sur l'anode de D_1 et sur la base de Q_3 reliée directement à cette anode, le signal O_2 issu du premier par suppression de la partie VF lumière. Le signal O_2 conserve la même polarité que le précédent, il est à impulsions négatives de ligne.

L'impédance de sortie de la diode est élevée tandis que celle, sur la base de Q_3 , est faible. Pour cette raison on a disposé Q_3 entre la diode et Q_4 , effectuant en même temps l'adaptation et l'inversion de la polarité du signal.

Dans le circuit intégrateur, le condensateur C_2 se charge et une tension composante continue apparaît à ses bornes avec le + vers la base de Q_3 et le - vers la ligne négative.

Plus le signal d'antenne est intense, plus la base de Q_3 devient positive. L'effet in-

verseur de Q_3 , donne sur le collecteur un signal continu variable qui se traduit par le fait que plus le signal d'antenne est intense, plus le collecteur, dont le courant augmente, est négatif par rapport à la ligne positive, ou, si l'on préfère, moins positif par rapport à la ligne négative.

Il en est de même de la base de Q_4 , transistor PNP. Le résultat du fonctionnement de Q_4 comme amplificateur de continu est le suivant :

1° Le collecteur a un courant décroissant donc la tension sur le collecteur devient plus négative. Cette tension de réglage de CAG est appliquée aux transistors PNP de l'amplificateur HF du rotacteur, comme CAG *directe*. En effet, lorsque les bases des transistors PNP, HF image deviennent plus négatives, les courants des collecteurs augmentent, V_{CE} diminue (voir notre précédent article) et le gain diminue.

2° L'émetteur, sous l'influence du même courant décroissant, devient plus positif car la chute de tension dans R_3 diminue. Il en résulte une tension de CAG plus positive. En l'appliquant comme tension de CAG *inverse* aux bases des transistors MF du type PNP, les courants des collecteurs de ces transistors diminuent et les gains également car, comme on l'a expliqué précédemment, V_{CE} varie peu et le gain est en rapport direct avec le courant de collecteur.

Mise au point et dépannage

Si le montage est en bon état, ce qui signifie que tous les composants sont corrects et que le schéma a été réalisé sans erreurs, il doit fonctionner normalement en réglant R_1 et R_2 .

Le potentiomètre R_1 détermine le point de fonctionnement du transistor Q_3 , c'est-à-dire le courant de repos de l'émetteur et du collecteur, les deux courants étant à peu près égaux. Connaissant la valeur de ce courant, on réglera R_1 pour l'obtenir. Il n'est pas nécessaire d'intercaler un milliampèremètre dans le circuit d'émetteur ou de collecteur car on connaît la valeur de R_1 (3,3 k Ω dans ce montage) donc si I est le courant requis, il suffira de mesurer la tension aux bornes de R_1 . Cette tension étant E le courant est $E/R_1 = I$.

Le potentiomètre R_2 règle le seuil. Par son réglage il modifie la polarisation d'émetteur de Q_3 et par conséquent celle de la base de Q_4 , ce qui fait varier le gain de Q_4 et permet d'obtenir des tensions de réglage variant autant que nécessaire. Pratiquement ce réglage de seuil permet, pour les signaux faibles, de faire agir très peu la tension de réglage de CAG afin que les amplificateurs commandés puissent conserver leur maximum de gain.

On réglera, par conséquent R_1 et R_2 , jusqu'à ce que les courants des deux tran-

sistors atteignent leurs valeurs correctes indiquées par le constructeur du téléviseur.

La vérification du fonctionnement du circuit peut s'effectuer sans l'intervention de l'amplificateur VF, il suffira de brancher une source de tension continue variable aux bornes de C_2 , avec les polarités comme celles du condensateur, et de constater la variation des deux tensions de CAG disponible aux sorties de Q_4 .

Le dépannage se déduit des considérations précédentes. Si le téléviseur, dans sa partie vision, a tendance à l'oscillation et produit des images défectueuses et généralement avec une définition réduite, on peut penser que la CAG fonctionne mal.

Il convient alors de vérifier d'abord les amplificateurs MF et HF : alignement, largeur de bande, neutrodynage (qui n'existe pas généralement avec les lampes pentodes en MF).

Appliquer ensuite un signal HF modulé aux bornes antenne du téléviseur et faire varier l'amplitude de ce signal, par exemple entre 10 μV et 1 mV. Un indicateur branché aux bornes de sortie du détecteur devra prouver, si la CAG fonctionne, que le signal de sortie n'est pas proportionnel à celui d'entrée. Ce signal de sortie doit varier peu lorsque celui d'entrée varie beaucoup. Il n'en est pas ainsi si la CAG n'agit pas.

Vérifier ensuite que le signal VF de CAG (collecteur de Q_1 , fig. 2) est bien transmis à la diode D_1 (fig. 4). Vérifier la diode.

Ces essais peuvent être faits avec un oscilloscope qui présente l'avantage d'indiquer l'amplitude des signaux et leur forme.

Pour les tensions continues variables, obtenues à partir de la base de Q_4 , le meilleur indicateur est le voltmètre électronique. Avec des transistors, toutefois les circuits étant à faible résistance dans la plupart des cas, un voltmètre ordinaire à 10 k Ω par volt ou plus, donnera lui aussi des indications valables.

Avec ce voltmètre on vérifiera aussi, sans signal, les tensions en différents points du montage de CAG ce qui fera connaître, selon les anomalies constatées, les organes R , C , ou semiconducteurs défectueux.

Lorsque le montage sera remis en état, vérifier une seconde fois le fonctionnement général de la CAG d'après les résultats obtenus en faisant varier le signal de générateur appliqué aux bornes antenne, aussi bien en UHF qu'en VHF.

A ce sujet, noter que la notice du constructeur fournit souvent soit des courbes d'efficacité de la CAG (tension d'entrée en fonction de la tension VF de sortie) soit des données numériques correspondantes.

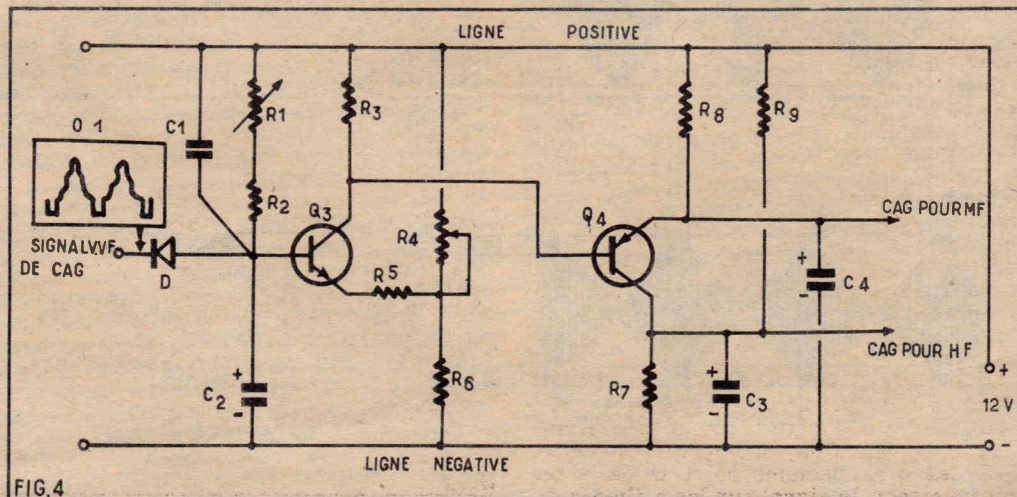
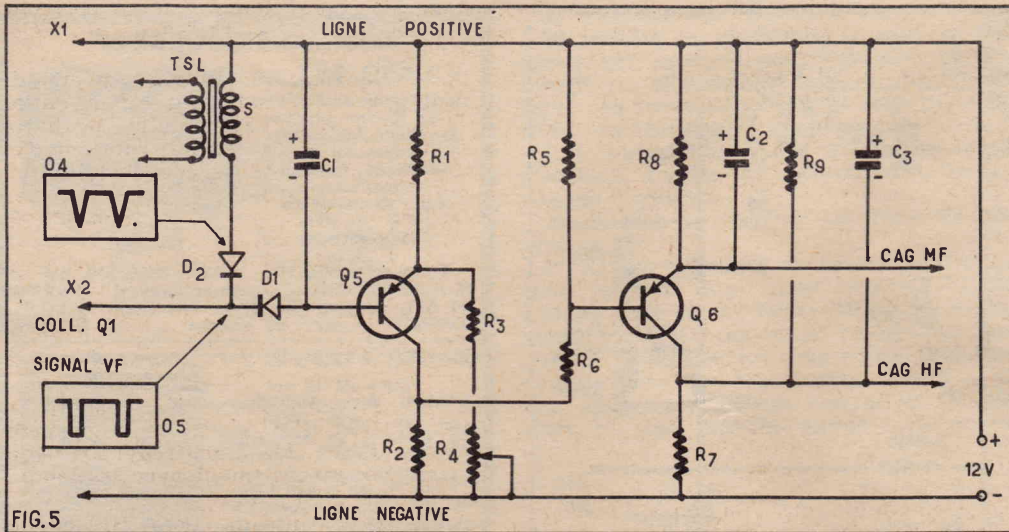


FIG.4



CAG verrouillée

Le second procédé de CAG consiste à utiliser un montage comme celui de la figure 4 mais auquel on applique pendant le retour de ligne, une impulsion provenant généralement de la base de temps lignes. Cette impulsion est prise le plus souvent sur un enroulement du transformateur de sortie de la base de temps lignes (voir nos précédentes études sur les circuits de balayage horizontal).

Le schéma du montage « générateur » de tensions continues variables de CAG est donné par la figure 5. Il présente des analogies avec le précédent, toutefois, les deux transistors Q_5 et Q_6 sont des PNP et un nouveau circuit est disposé à l'entrée, constitué par la diode D_1 recevant des impulsions négatives de ligne, comme celles montrées par l'oscillogramme O_5 . On a indiqué le secondaire S et une partie du transformateur de sortie base de temps lignes.

Les deux bornes de S sont libres et c'est selon leur branchement que l'on obtient l'impulsion négative ou positive dont on a besoin.

Le signal O_4 est transmis à la diode D_2 de la manière suivante : pendant les allers de ligne l'anode de D_2 est positive par rapport à la cathode donc la diode est conductrice et sa résistance, en série avec celle très faible de S , sont en parallèle sur le circuit disposé entre les points X_1 (ligne positive) et X_2 (entrée du signal VG). Si l'on se reporte au schéma de l'amplificateur VF de la figure 6 convenant comme source de signaux VF pour ce type de CAG, on constate qu'entre ces points se trouve la résistance de charge de collecteur du transistor VF, résistance de l'ordre de 1500 Ω . Celle-ci est donc pratiquement court-circuitée par la diode D_2 et S et le signal VF pendant l'aller est supprimé, ce signal étant celui de modulation de lumière.

Finalement, on voit que grâce à D_2 et S , seul le signal synchro peut parvenir à la diode D_1 qui, par intégration, comme dans le montage précédent donne à la base de Q_5 (fig. 5) une tension continue variable.

Comme précédemment, cette tension continue sera amplifiée par Q_5 et Q_6 et on obtiendra les deux tensions de CAG, l'une pour les MF (CAG inverse) sur l'émetteur de Q_6 , l'autre pour les HF (CAG directe) sur le collecteur du même transistor.

Le fonctionnement du circuit Q_5 - Q_6 est analogue à celui de la figure 4.

La vérification et le dépannage sont à effectuer comme déjà indiqué avec, en plus, ceux du fonctionnement du circuit.

Après vérification du bon état de D_2 et D_1 - S des branchements corrects de S (et non inversés), le signal sur les cathodes de

D_1 et D_2 ne doit comporter que des impulsions synchro lignes négatives comme ceux de l'oscillogramme O_5 . Si l'on trouve trace de modulation de lumière, le fonctionnement de D_2 est défectueux. Vérifier si elle est montée dans le bon sens et si elle est bonne.

Performances des circuits de CAG

A titre d'exemple, voici l'ordre de grandeur des données numériques concernant les circuits de CAG image.

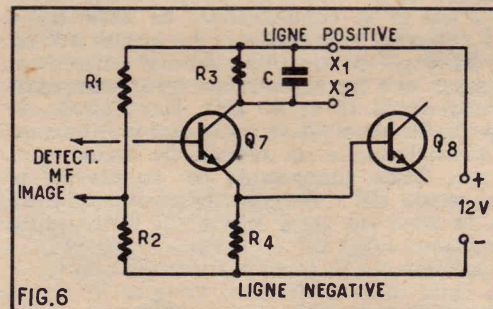


FIG.6

Lorsque la tension appliquée à la borne antenne du téléviseur passe de 20 μ V à 100 μ V, le signal VF obtenu à la sortie détectrice MF image, ne varie que de 1,2 à 1,6 V autrement dit, pour une variation de cinq fois du signal d'antenne, grâce à la CAG, le signal VF ne varie que de 1,6/1,2 = 1,32 fois.

Cette faible variation serait à peine perceptible sous forme sonore (3 décibels) mais se constate quand même sur la luminosité de l'image avec un peu d'attention et si l'image est fixe (mire). Sur les images de spectacle, on peut se contenter

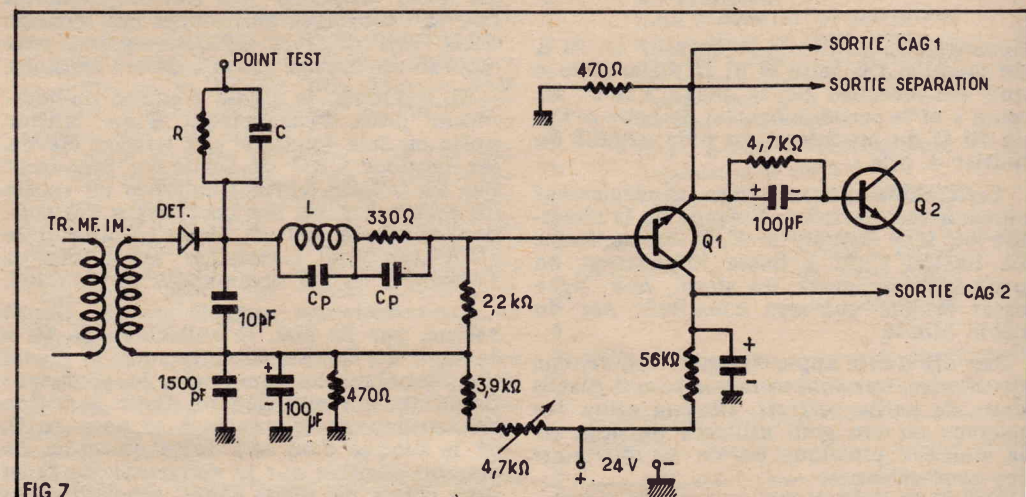


FIG.7

des résultats obtenus et ne pas toucher au réglage de contraste.

Le procédé à CAG verrouillée est évidemment le plus efficace lorsque l'image présente des brusques passages de noir au blanc ou inversement.

Valeur des éléments des montages

Fig. 2 : $R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 470 \Omega$; $R_4 = 470 \Omega$; $Q_1 = 159 \text{ T1}$; $Q_2 = 20 \text{ T2}$.

Fig. 4 : $R_1 = 470 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 330 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 3,3 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 2,5 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 100 \Omega$; $R_7 = 820 \Omega$; $R_8 = 100 \Omega$; $R_9 = 1,2 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 1 \mu\text{F}$; $C_2 = 25 \mu\text{F}$; $C_3 = 10 \mu\text{F}$; $Q_2 = 2\text{N}338$; $Q_4 = 2\text{N}396$.

Fig. 5 : $R_1 = 470 \Omega$; $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega$; $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$; $R_5 = 10 \text{ k}\Omega$; $R_6 = 22 \text{ k}\Omega$; $R_7 = 3,9 \text{ k}\Omega$; $R_8 = 470 \Omega$; $R_9 = 5,6 \text{ k}\Omega$; $C_1 = 2 \mu\text{F}$; $C_2 = 25 \mu\text{F}$; $C_3 = 10 \mu\text{F}$; $Q_5 = 2\text{N}338$; $Q_6 = 2\text{N}396$; $D_1 = 15\text{P1}$; $D_2 = 1\text{N}64$.

Fig. 6 : $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 100 \Omega$; $R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$; $C = 47 \text{ pF}$; $Q_1 = 2\text{N}706$; $Q_2 = 20\text{T2}$.

Montage à tension élevée

Dans les montages récents de TV à transistors, la tension d'alimentation est souvent plus élevée que 12 V, l'emploi des transistors épitaxiaux planars autorisant cette élévation de tension. La source primaire étant le secteur alternatif, il est aussi facile d'obtenir 30 V que 12 V.

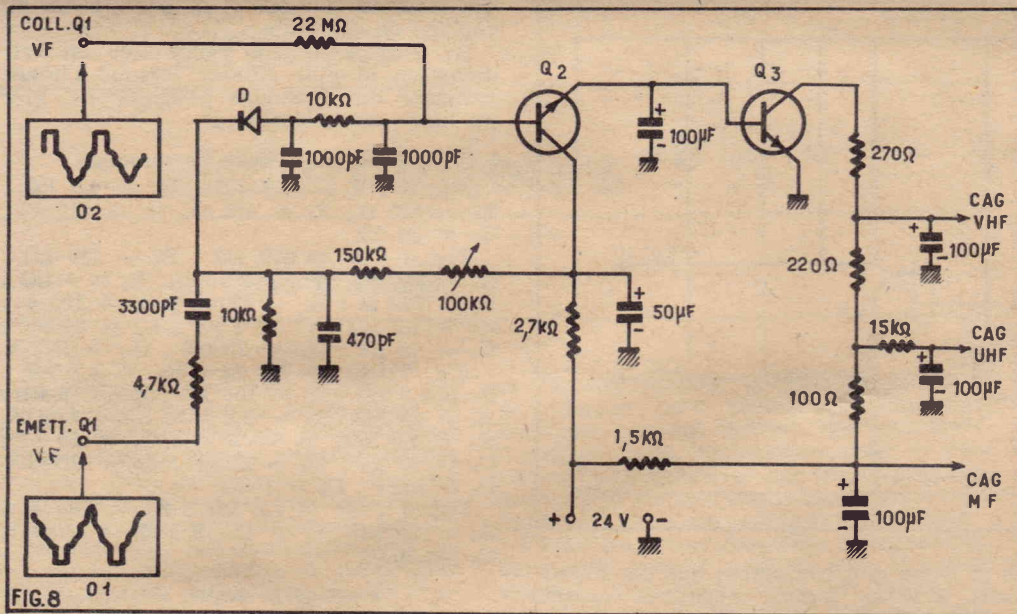
La figure 7 donne le schéma de la partie détectrice MF image et premier étage VF à transistor. Le signal VF de CAG est pris sur l'émetteur et sert également comme signal VF à appliquer aux circuits synchro. Une deuxième sortie de CAG est effectuée sur le collecteur de ce même transistor.

On peut constater que le schéma est classique. Le détecteur est monté avec la sortie sur la cathode. Le signal VF fourni par le détecteur est 2 V crête à crête en moyenne, avec CAG appliquée aux étages amplificateurs HF et MF. La liaison entre détecteur et Q_1 , type FW4297, NPN, comporte une bobine de correction série et une résistance. On peut constater que la base de Q_1 est soumise à la variation de la composante continue du signal détecté.

On remarquera que le constructeur a prévu un point d'essai (point « test ») permettant la vérification du montage sans avoir à modifier ou aménager celui-ci.

Le signal sur la base de Q_1 est à impulsions négatives de ligne et modulation positive de lumière. La même forme est obtenue sur l'émetteur de Q_1 et sur la base de Q_2 , type BF 108, NPN également.

Ce deuxième transistor inverse le signal, ce qui donne la polarité correcte pour l'attaque de la cathode du tube cathodique, la sortie de Q_2 s'effectuant sur le collecteur.



La figure 8 donne le circuit de CAG donnant à la sortie des tensions continues variables de CAG à appliquer aux MF, VHF et UHF. Il y a trois sorties de CAG séparées, permettant de donner le maximum d'efficacité au réglage automatique de gain, chaque transistor commandé recevant la tension qui lui convient.

Le montage comprend une diode D type 12P2 et deux transistors : Q₁ = FW4297 et Q₂ = FW4707, tous deux des planars NPN. Le premier est monté en collecteur commun et le second en émetteur commun.

Deux signaux VF sont appliqués à ce dispositif de CAG différents des deux autres analysés précédemment.

L'un est à impulsions positives de lignes, provient du collecteur du premier transistor VF (Q₁, fig. 7) et est appliqué à la base de Q₂ (signal O₂).

Le second provient de l'émetteur de Q₁, il est à impulsions négatives de ligne et est appliqué à travers la diode et un réseau RC, à la base de Q₂, également et à travers un autre réseau RC au collecteur de ce même transistor (signal O₁).

Considérons d'abord le signal O₁ provenant de l'émetteur de Q₁ sur basse impédance. Il est transmis par la résistance de 4,7 kΩ et le condensateur de 3300 pF à la cathode de la diode D. Le circuit 4,7 kΩ - 3300 pF est un filtre sélectif ne laissant passer que les signaux de fréquence comprise entre 15 et 20 kHz. Sur l'anode de la diode apparaît la composante continue, proportionnelle au niveau du signal synchro. Cette composante est au niveau de la partie HF du signal. Elle est appliquée à la base de Q₂ à travers le filtre, pour continu, 1000 pF - 10 kΩ - 1000 pF. La variation de la tension continue appliquée à cette base s'effectue, lorsque le signal d'antenne augmente, de manière à ce que la base devienne plus négative. Le transistor étant un NPN, le courant de collecteur de Q₂ diminue et il en est de même de ceux de base et de collecteur de Q₁ donc, la tension de ce dernier collecteur augmente la chute de tension dans le diviseur de tension de sortie devenant moindre. Finalement, les trois tensions de réglage CAG deviendront plus positives par rapport à la masse (ligne négative de l'alimentation de 24 V).

Considérons maintenant le signal VF à impulsions positives O₂ provenant du collecteur de Q₁ premier transistor VF. Ce circuit est destiné à pallier l'inconvénient dû à la présence des fortes capacités (100 μF) disposées aux sorties des tensions CAG (VHF, UHF et MF), nécessaires pour assurer un filtrage parfait de ces tensions.

Si, toutefois, le signal d'entrée du téléviseur passe brusquement d'une tension nulle ou très faible, à une tension élevée, les tensions CAG de sortie ne prendront pas les valeurs correspondantes en raison du retard apporté par les charges des condensateurs de 100 μF. Il en résulterait la saturation des transistors amplificateurs UHF, VHF et MF commandés par la CAG.

Le remède est apporté par le circuit reliant par 22 MΩ, le collecteur de Q₁ à la base de Q₂. En effet, lorsque le signal d'antenne est au maximum, le collecteur de Q₁ devient plus négatif. Cette variation de tension est transmise à la base de Q₂ et le bloque d'où une forte variation de tension positive sur le collecteur de Q₂ et aux points de sortie CAG, bloquant tous les étages commandés.

dispositifs électroniques

(Suite de la page 22)

tiomètre. On connecte le curseur au fil A du module. On relie le fil D du module à une des broches de la prise « H.P. témoin » et la seconde broche de cette prise, au fil C du module et au pôle négatif du boîtier à pile.

Cette table d'écoute sera généralement située à une certaine distance de la chambre où sera installé le H.P. microphone. La liaison étant à basse impédance, on peut utiliser, entre les deux, une ligne assez longue qui sera constituée par du câble blindé.

Les différents appareils que nous venons de décrire, une fois terminés seront placés dans de petits coffrets. Chacun selon ses moyens ou son goût utilisera du bois, de la matière plastique ou de la tôle pour les confectionner.

A. BARAT

OSCILLO BICOURBE BF
« LABO 102 »
(Décrit dans Radio-Plans de février 1966)
Sensibilité horizontale 210 mm par volt
Sensibilité verticale 190 mm par volt
Base de temps de 10 à 300 KHz
Bande passante 5 Mc/s
TUBE DE 7 cm Ø 330 x 250 x 200 mm
LE COFFRET SEUL et les fournitures... 247.
EN KIT, complet en pièces détachées... 729.
COMPLET, en ordre de marche... 840.

OSCILLO « LABO 99 V »
Tube de 16 cm
(Décrit dans Radio-Plans de février 1965)
6 gammes de fréquences
Bande passante 4 MHz -
Sensibilité bases de temps de 10 Hz à 400 kHz
Relaxateur incorporé
Coffret, châssis, plaque avant, etc. 285,00
PRIX EN « KIT » 615,00
EN ORDRE DE MARCHÉ 735,00

470 x 430 x 270 mm

OSCILLO PORTATIF MABEL 63 A
Tube 7 cm
6 gammes de fréquences.
Bande passante 2 MHz.
Sensibilité bases de temps de 10 Hz à 120 kHz.
Relaxateur incorporé
Coffret, châssis, plaque avant, etc. 91,90
EN « KIT »... 350,00
EN ORDRE DE MARCHÉ : 420,00
230 x 210 x 145 mm

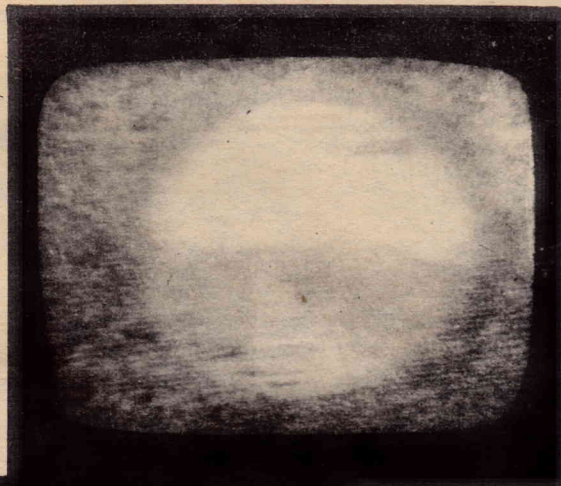
MIRE PORTATIVE 819/625 LIGNES
EN COFFRET
Type 104
Sorties : VHF bande 3 - UHF bande 4 -
Sorties vidéo : 819/625 lignes - Atténuateur 4 positions signaux blanding.
Dimensions : 350 x 230 x 200 mm
ABSOLUMENT EN « KIT » 485,00
COMPLET EN ORDRE DE MARCHÉ... 585,00

UN OUTIL DE TRAVAIL
Remboursé au premier achat
CATALOGUE COMPLET 1967
30 Modèles d'appareils de mesure en KIT et en ordre de marche
Contrôleurs, Oscilloscopes, Générateurs, Appareils de mesure à encastrer - Milliampères - Voltmètre - Vu-mètres

GRAND CHOIX D'AMPLIS HI-FI
Enceintes • Platinas TD standard et professionnels
Télé portatifs en KIT et en ordre de marche • Postes à transistors en KIT et en ordre de marche • Meubles de rangement • HP HI-FI • Electrophones • Platinas magnétophones • Magnétophones piles/secteur • Interphones piles/secteur • Émetteurs-récepteurs • Lampes et transistors • Tubes image • Micros cristal et dynamiques • Pieds pour micros • Tuners FM mono et stéréo • Décodeur FM • Outillage • Valise de dépannage • Postes auto-radio • Régulateurs de tension.
TOUS LES COMPOSANTS RADIO, TELE SCHEMAS... etc...
Envoi contre 10 timbre à 0,30

Mabel 35, rue d'Alsace PARIS (10^e)
LA BOUTIQUE JAUNE
Service C
Téléphone : 607-83-23, 83-21
Métro : Gares de l'Est et du Nord C.C.P. 3246-25 Paris
En sus : taxes, port et emballage
CREDIT SUR DEMANDE

à propos de la DX-TV



Nous recevons les photos de notre correspondant de Libourne M. Clérat, auteur de l'article sur la DX-TV du n° 228. Il les a prises sur son téléviseur à Libourne alors qu'elles provenaient de l'émetteur de Sollube Bilbao qui est distant de 265 km. Une autre photographie représente la mire de l'émetteur de Moscou dont il a également capté les émissions. La qualité de ces réceptions montre que la définition en CCIR est acceptable sans les réjecteurs que l'on préconise généralement. Il semble donc inutile de compliquer la transformation d'un appareil français classique, en CCIR et qu'il suffit comme l'a fait M. Clérat de lui adjoindre tout simplement un adaptateur à lampes ECF80.

N.D.L.R.

La figure 1 représente le schéma de la platine adaptatrice Oréga qui est équipée avec une triode-pentode ECF80. Ce module comporte également la commutation permettant de passer du standard français au standard CCIR. Sans entrer dans le détail on peut facilement se rendre compte que la partie triode est utilisée pour déphaser la vidéo fréquence de manière à avoir une modulation d'image négative qui est une des caractéristiques du standard CCIR.

Il faut également être en mesure de recevoir le son qui est modulé en fréquence. Pour cela on a recours au système intercarrier. En raison de la largeur

de la bande vision des téléviseurs français les porteuses image et son sont transmises et amplifiées par la chaîne image du récepteur. Ces porteuses étant à 5,5 MHz l'une de l'autre en CCIR, leur passage dans le circuit de détection vidéo fait apparaître un battement de cette fréquence, battement qui est modulé en fréquence. Cette composante modulée en fréquence est mise en évidence par un transfo accordé sur cette fréquence. Elle est ensuite amplifiée par la partie pentode de la ECF80 et ensuite appliquée à un discriminateur qui fait apparaître le signal BF correspondant au son. Il ne reste plus qu'à l'appliquer à l'amplificateur BF du téléviseur.

Sur le schéma de la figure 1 a été représentée la barrette de raccordement de cette platine.

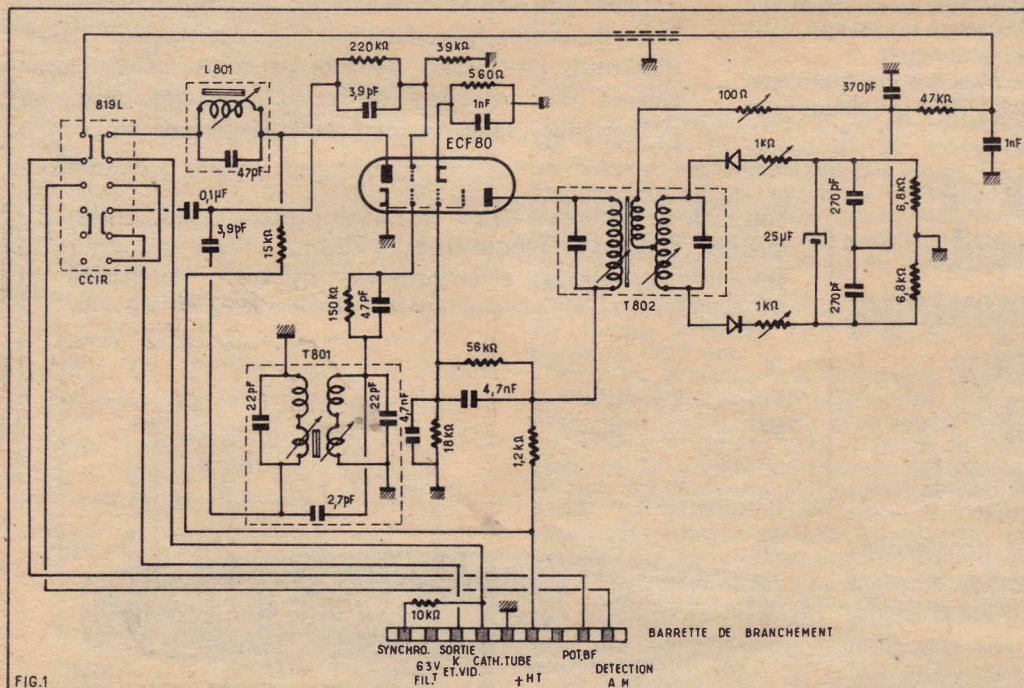
A titre d'exemple, la figure 2 montre la transformation en multistandard d'un téléviseur courant en l'occurrence celui décrit dans le n° 206 de « Radio-Plans ». Ce schéma est suffisamment explicite pour pouvoir se passer de longs commentaires. En effet, il suffit de sectionner 3 conducteurs et de souder les extrémités ainsi obtenues sur le peigne de branchement de la platine adaptatrice. Vous pouvez constater que les fils à sectionner sont :

1° Celui allant de la sortie K de l'étage vidéo à la cathode du tube. La sortie K est connectée au point 7 du peigne et la cathode du tube au point 6.

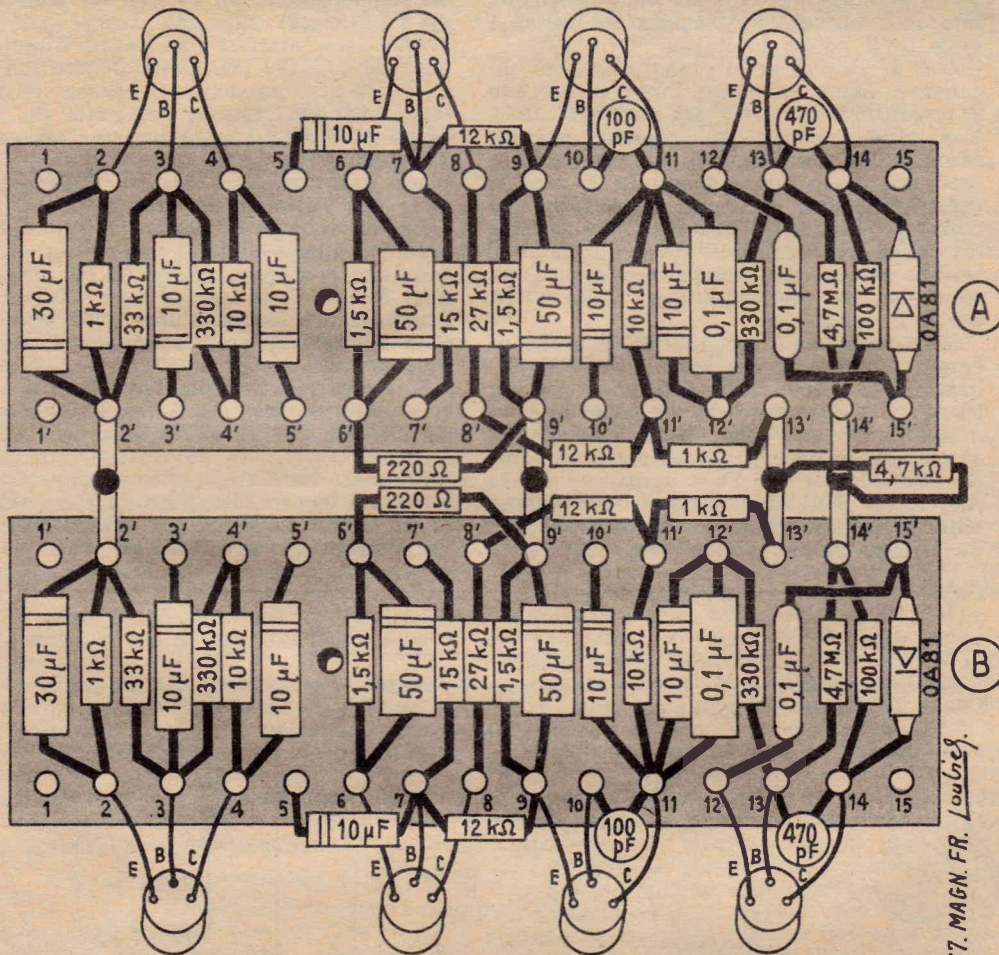
2° Celui allant de la sortie « Synchro » de l'étage vidéo à la séparatrice. Ce fil est soudé sur le point 9 du peigne de la platine.

3° Celui allant de la sortie détection « Son » et allant au potentiomètre de volume. La sortie détection est reliée au point 1 du peigne et le potentiomètre au point 2. Ces deux liaisons doivent se faire avec du câble blindé dont la gaine est soudée à la masse.

Il faut également relier le point 5 du peigne à la masse du téléviseur, le point 4



VUE DESSUS



VUE DESSOUS

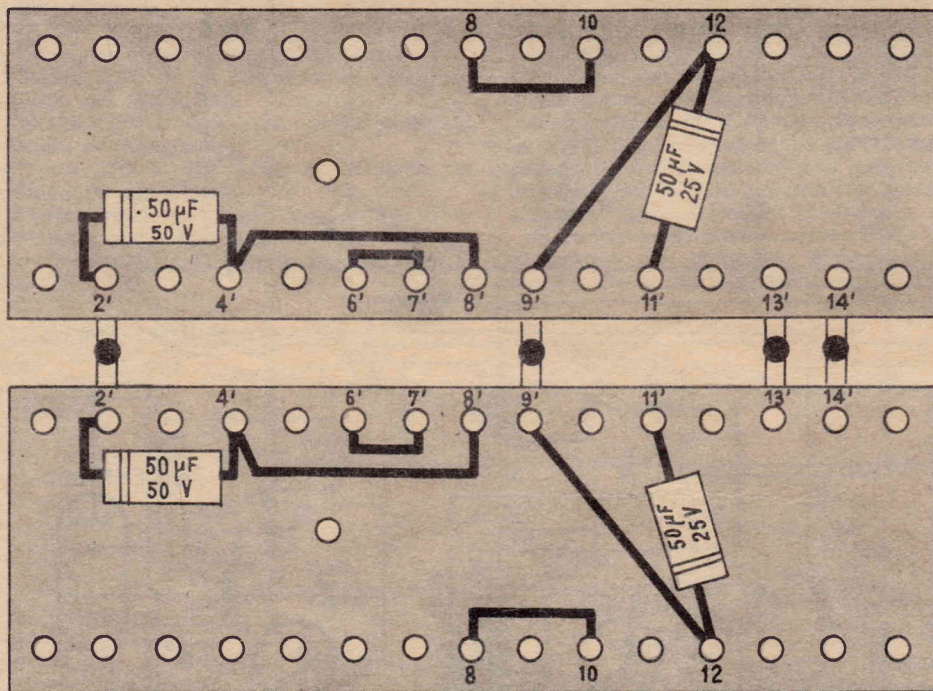


FIG. 2 - CABLAGE DE LA PLAQUETTE ENR./LECT.

relèvement des « Graves ». En position « Enregistrement » le circuit de contre-réaction est formé d'une 47 000 ohms et d'un 0,22 μF en dérivation vers la masse. Il a pour effet de relever les aiguës.

Ces deux compensations procurent une courbe de réponse très favorable. Dans les deux cas, un condensateur de 10 μF évite le report sur l'émetteur de l'AC182 (2) de la tension de collecteur de l'AC182 (3). La sortie du préamplificateur est un conden-

sateur de 0,1 μF shunté par un 10 μF qui aboutissent au commun d'une troisième section du commutateur E-L. En position enregistrement cette section relie la sortie du préamplificateur à la tête E-L à travers une 100 000 ohms et le commutateur « ST-1-2 » dont nous avons vu le rôle plus haut.

En position « Lecture » la sortie du préamplificateur est reliée à la prise de sortie BF par l'intermédiaire d'un poten-

tiomètre de gain BF de 50 000 ohms, pris sur laquelle sera raccordée l'entrée de l'amplificateur de puissance avec lequel doit fonctionner cet adaptateur.

Le collecteur de l'AC182 (3) attaque à travers le 0,1 μF shunté par un 10 μF et en série avec une résistance de 330 000 ohms, le vumètre servant au contrôle de la modulation. A l'enregistrement ce contrôle peut s'effectuer auditivement. Vous pouvez, en effet, remarquer que l'extrémité chaude du potentiomètre de volume enregistrement est relié au sommet du potentiomètre de « Gain BF » par une résistance de 10 000 ohms. On peut ainsi entendre les signaux BF appliqués aux prises d'entrées (10 mV et 1 V).

Le vumètre. — L'amplificateur du vumètre met en œuvre un transistor AC182 dont la base attaquée à travers une 330 000 ohms par le signal BF, est polarisée par une résistance de 4,7 mégohms venant de la ligne « — Alimentation ». Notons que le transistor est alimenté à travers une résistance de 4 700 ohms. L'émetteur est relié à la masse et le circuit collecteur est chargé par une résistance de 100 000 ohms. Un condensateur de 470 pF est prévu entre collecteur et base pour supprimer les résidus HF. Le signal BF recueilli sur le collecteur est appliqué pour redressement à une diode OA81. Ce redressement développe aux bornes d'un condensateur de 0,1 μF une tension proportionnelle à l'amplitude de la modulation, tension qui est appliquée à la grille de commande d'un tube indicateur EMM801. Ce tube nécessitant une tension plus élevée que les transistors, celle-ci est obtenue grâce à un enroulement spécial prévu sur le transformateur. Cette tension est redressée par une diode 1WE8. Un condensateur de 8 μF - 500 V est placé entre la sortie de ce redresseur et la masse.

L'oscillateur d'effacement et de prémagnétisation

Cet oscillateur qui doit être présent sur tout enregistreur magnétique est équipé, ici, d'un transistor NPN 2N1990 associé à un bobinage assurant l'entretien de l'oscillation et déterminant sa fréquence. Un des enroulements possède une prise intermédiaire. Une partie de l'enroulement située d'un côté de la prise est accordée par un condensateur de 1 nF et l'autre partie est insérée dans le circuit collecteur du transistor. L'autre enroulement, dit d'entretien, est placé dans le circuit de base en série avec une résistance de polarisation de 20 000 ohms shuntée par un 0,1 μF . Le circuit émetteur contient une résistance de 100 ohms (en réalité deux 200 ohms bobinées en parallèle) shuntée par un 50 μF . Prise sur le collecteur du transistor, l'oscillation ultrasonore est appliquée à la tête d'effacement par l'intermédiaire de deux autres sections du commutateur « ST-1-2 ». En position ST, il met en service les sections 1 et 2 de la tête, ce qui est normal puisque cette position correspond à une utilisation stéréophonique. En position 1, seule la section 1 de la tête d'effacement est mise en circuit (monophonie par le canal 1 et en position 2, c'est la section 2 qui est mise en service, (monophonie par le canal 2).

Pour la prémagnétisation de la tête d'enregistrement, on applique à celle-ci à travers des condensateurs ajustables de 30 pF et les deux sections du commutateur « ST-1-2 » l'oscillation ultrasonore prélevée à l'extrémité de l'enroulement accordé du bobinage.

L'alimentation. — Elle est obtenue à partir d'un secteur alternatif 110 ou 220 V grâce à un transformateur possédant au primaire les prises nécessaires à l'adaptation à ces tensions. Cet organe comporte

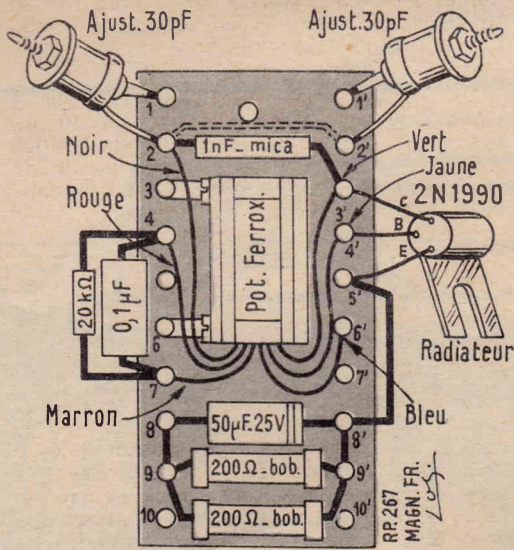


FIG. 3 - CABLAGE OSCILLATEUR

3 secondaires ; un, nous l'avons déjà vu, sert à l'alimentation HT de l'indicateur de modulation EMM801, un autre sert au chauffage du filament de ce tube et le troisième délivre la tension d'alimentation des transistors. Cette tension est redressée par un pont formé de 4 diodes 1WE2. Une résistance de protection de 40 ohms est placée à la sortie du redresseur. Le condensateur de sortie de cette alimentation est un électrochimique de 1000 μF. En position « Enregistrement », la tension d'alimentation est prise en ce point. En position « Lecture », le préamplificateur est alimenté sous une tension réduite de façon à réduire le souffle. Cette tension réduite est prélevée après une résistance de 4700 ohms découplée par un condensateur de 100 μF. Cette résistance est mise en service par une section du commutateur « E-L ».

Réalisation pratique

Cet adaptateur est composé de plusieurs sous-ensembles qu'il convient tout d'abord de câbler et ensuite de raccorder les uns aux autres.

Câblage des préamplificateurs. — Rappelons qu'il s'agit d'un adaptateur stéréophonique et par conséquent, le préamplificateur que nous avons examiné au cours de l'étude du schéma, doit être réalisé en deux exemplaires qui seront réunis comme le montre la figure 2. Le câblage est exécuté sur des plaquettes serties de deux rangées de 15 cosses. Il y a lieu de remarquer que le câblage de la plaquette A est symétrique à celui de la plaquette B. C'est là, la seule différence entre eux, mais il est primordial de respecter cette disposition si on veut pouvoir ensuite raccorder ces deux plaquettes comme l'indique la figure.

On commence par exécuter le câblage situé sous les plaquettes. On relie ensemble les cosses 8 et 10, 4' et 8', 6' et 7', 9' et 12'. Sur la même face on soude deux 50 μF-50 V : un entre 2' et 4' et l'autre entre 11' et 12'.

Sur l'autre face on soude : une 1000 ohms et un 30 μF entre 2 et 2', une 33000 ohms entre 2' et 3, un 10 μF entre 3 et 3', une 330000 ohms entre 3 et 4', une 10000 ohms entre 4 et 4', un 10 μF entre 4 et 5', un autre 10 μF entre 5 et 7, une 1500 ohms et un 50 μF entre 6 et 6', une 220 ohms entre 6' et 9', une 12000 ohms entre 7 et 9, une 15000 ohms entre 7 et 7', une 27000 ohms entre 8 et 8', une 12000 ohms entre 8' et 11', une 1500 ohms et un 50 μF entre 9 et 9', un 100 pF entre 10 et 11, un 10 μF entre 10'

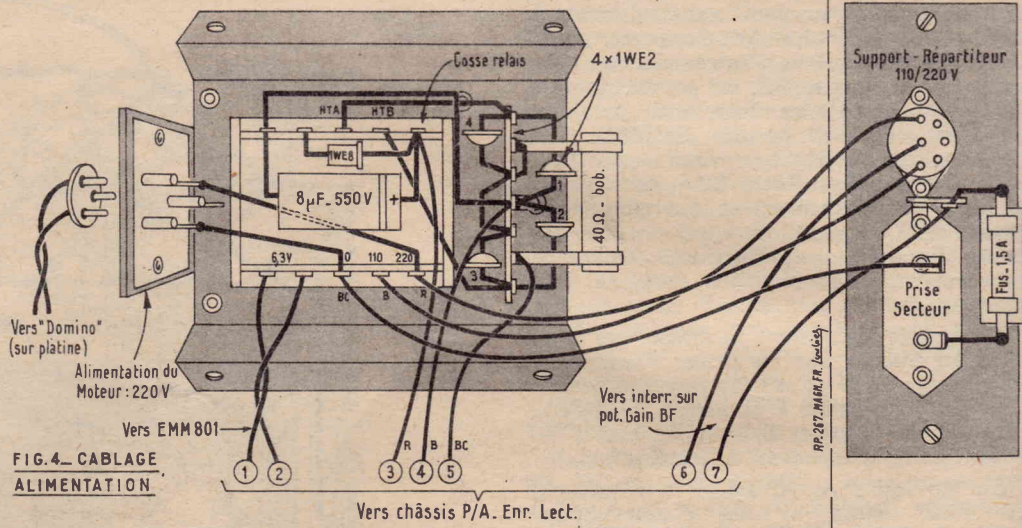


FIG. 4 - CABLAGE ALIMENTATION

et 11, une 10000 ohms entre 11 et 11', un 10 μF et un 0,1 μF entre 11 et 12', une 1000 ohms entre 11' et 13', un 0,1 μF entre 12 et 15', une 330000 ohms entre 12' et 13, un 470 pF entre 13 et 14, une 4,7 megohms entre 13 et 14', une 100000 ohms entre 14 et 14' et une diode OA81 entre 14 et 15'. Les deux plaquettes ainsi équipées, sont réunies en soudant ensemble leurs cosses 2', 9', 13' et 14'. On soude une 4700 ohms entre les cosses 13' et 14'. On termine par la mise en place des 8 transistors.

Câblage de l'oscillateur d'effacement. — Cet oscillateur est commun aux deux voies et par conséquent, n'est à réaliser qu'en un seul exemplaire. Le câblage s'exécute suivant la figure 3 sur une plaquette à deux rangées de 10 cosses. On pose les connexions entre 2 et 2' et entre 5' et 8'. On fixe le bobinage en soudant ses pattes sur les cosses 3 et 6. On soude son fil noir sur 2, son fil vert sur 3', son fil rouge sur 4, son fil marron sur 7, son fil jaune sur 4' et son fil bleu sur 6'. On met en place les deux ajustables 30 pF, l'un sur 1 et 2, l'autre sur 1' et 2'. On dispose un 1 nF mica entre 2 et 3'. Entre 4 et 7, on soude une 20000 ohms et un 0,1 μF. Entre 8 et 9 d'une part, et 8' et 9' d'autre part, on soude deux 200 ohms et un 50 μF. Sur les cosses 2', 4' et 5', on soude les

fils du transistor 2N1990 en respectant bien entendu le brochage indiqué. On munie ce transistor d'un clips radiateur.

Câblage de l'alimentation. (fig. 4). — L'alimentation est supportée par un petit châssis métallique sur lequel on commence par fixer le transformateur. Sous ce châssis, on monte le relais à 6 cosses isolées et la prise « Alimentation du moteur ». Sur le relais, on soude les 4 diodes 1WE2 et la résistance bobinée de 40 ohms et on effectue le raccordement avec l'enroulement HTB du transfo. Un côté de l'enroulement HTA est connecté à la patte du relais. On soude la diode 1WE3 entre l'autre côté et une cosse relais du transfo. On pose le condensateur de 8 μF-550 V. On connecte la prise « Alimentation Moteur » entre les cosses 0 et 220 V du primaire du transfo. On soude sur l'enroulement 6,3 V le cordon (1-2) d'alimentation filament du tube EMM801 et celui à 3 conducteurs 3-4-5 sur la cosse relais du transfo et sur le relais supportant les 4 diodes. On soude également le cordon à trois conducteurs raccordant le primaire du transfo au répartiteur de tension et à la prise secteur. Tous ces cordons doivent être soudés avant la mise en place de l'alimentation dans le coffret car les points de raccordement ne seront plus accessibles.

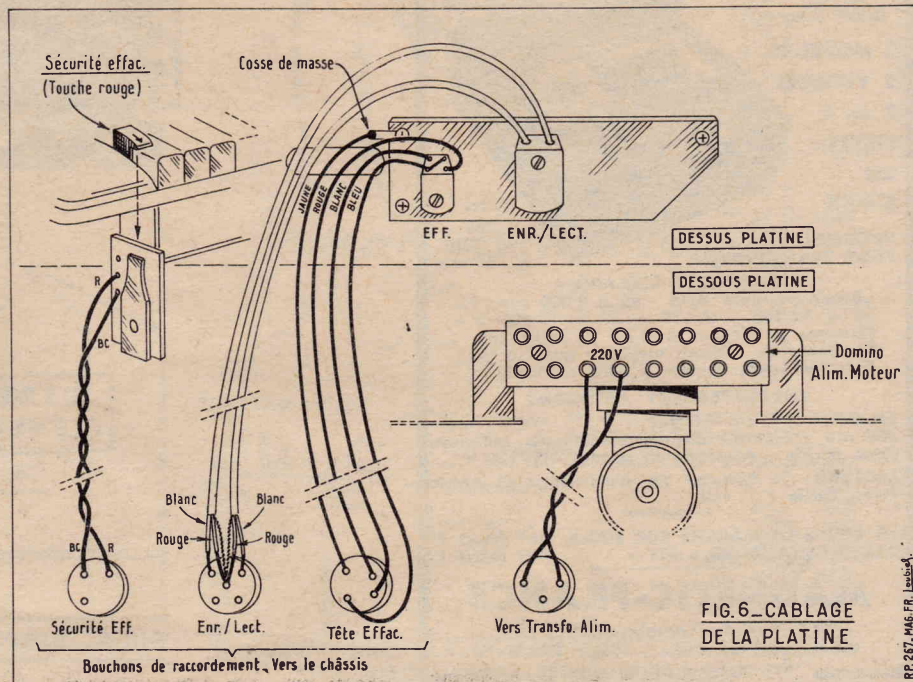
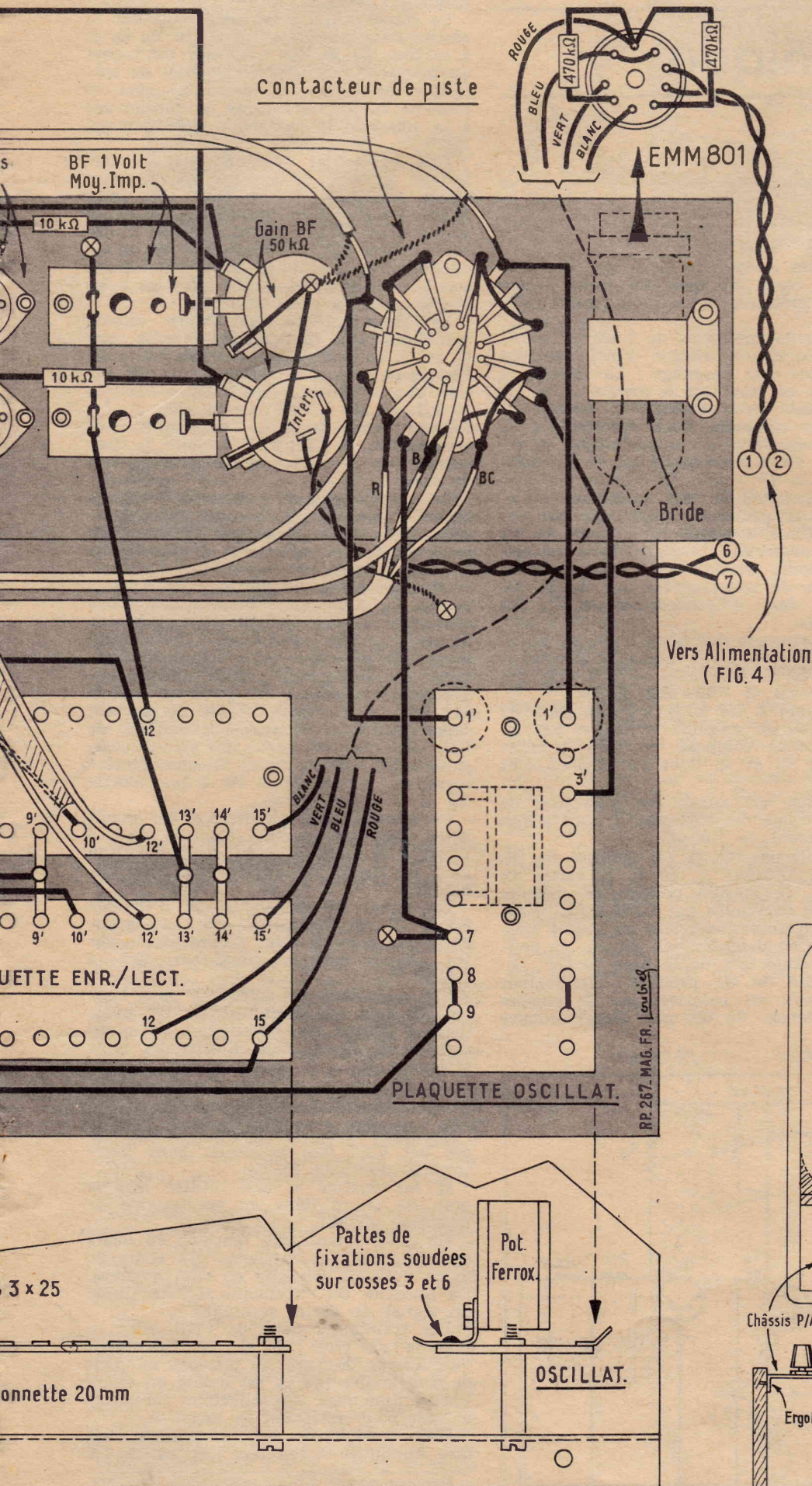


FIG. 6 - CABLAGE DE LA PLATINE



1 V. On soude les résistances 10 000 ohms entre les prise 1 V et le point chaud des potentiomètres Gain BF et on relie les curseurs de ces derniers aux prises « Sortie BF ». On effectue entre les plaquettes du contacteur de piste qui sont indiquées puis celles entre ce contacteur et la plaquette « oscillateur ». La cosse de cette dernière est reliée au châssis. Par un fil blindé double, on raccorde la prise E/L à ce contacteur, puis, à l'aide d'un cordon blindé à 3 conducteurs, on raccorde la prise « Têtes Eff » également à ce contacteur. Les gaines de tous les fils blindés doivent être soudées aux points indiqués sur le schéma. On raccorde la cosse 8 et 9 de la plaquette « Oscillateur » à une broche de la prise « Sécurité Eff ».

Par un cordon à 4 conducteurs, on raccorde le support EMM801 aux plaquettes « Enr/Lect ». Sur ce support, on soude les résistances de 470 000 ohms.

La figure 6 montre comment doivent être raccordés sur la platine les bouchons mâles destinés au raccordement de ce support avec le châssis principal et l'alimentation.

La figure 7 indique la position du châssis « Alimentation » dans le coffret, vous pouvez remarquer que cette position est inclinée de manière à éviter toute interférence avec les têtes. Sur un côté du coffret on fixe une plaque métallique supportant le répartiteur et la prise « Secteur ». Le raccordement de ces éléments avec le transformateur et l'interrupteur solidaire du potentiomètre de gain BF est indiqué sur la figure 4. On soude les fils 1 et 2 venant de l'enroulement 6,3 du transformateur sur les broches « filament » du tube EMM801 puis les fils 3, 4 et 5 sur le relais A la cosse 15 d'une plaquette « Enr/Lect ».

Lorsque tous les raccordements sont faits conformément aux plans de câblage, il reste plus qu'à mettre en place, dans le coffret, le châssis et la platine selon les indications de la figure 7.

A. BARAT

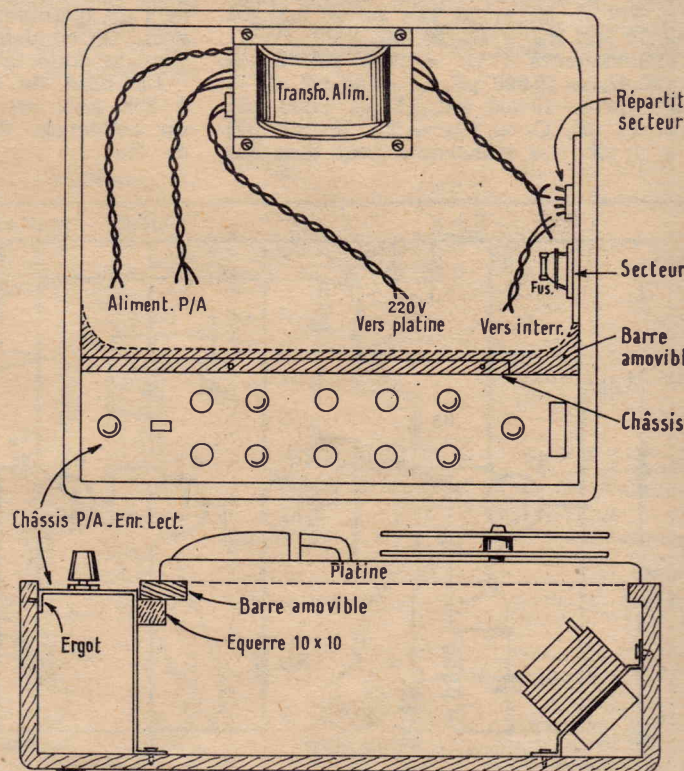


FIG. 7. DISPOSITION DES ELEMENTS DANS LA MALETTE

revue de la presse technique étrangère

CIRCUIT INTEGRE POUR TV

L'emploi des circuits intégrés est envisagé dans les téléviseurs à transistors. Des essais sont effectués dans le monde entier notamment aux U.S.A., en Allemagne, Italie, Japon et bien entendu, dans les laboratoires des spécialistes français de la TV et des transistors.

Comme montage d'essai, on choisit souvent la partie MF son qui, étant à peu de chose près analogue à celle d'un radio-récepteur FM, permet dans de nombreux cas l'essai dans les deux sortes d'appareils, la seule différence, l'accord MF (10,7 MHz pour la radio et 5,5 MHz pour la TV standard européen avec son FM) étant déterminé par des circuits extérieurs au montage intégré qui, en principe ne comporte pas de bobinages.

Aux Etats-Unis, des montages à circuits intégrés ont été réalisés par la R.C.A. pour leur emploi en télévision. En Allemagne, la société Standard Elektrik Lorenz a réalisé un montage FM-TV-son, dont le schéma est donné par la figure 1.

Ce montage représente l'amplificateur MF son, depuis la sortie 5,5 MHz réalisée généralement sur une électrode du premier transistor amplificateur VF (émetteur ou collecteur) selon le procédé interposeuses.

La partie Q_1 à Q_4 est suivie du détecteur et le circuit intégré fournit le signal BF à appliquer à un amplificateur convenable de contraction quelconque.

Voici d'abord les valeurs des éléments.
Résistances : $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 680 \Omega$, $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 820 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 470 \Omega$, $R_7 = 12 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = R_{11} = 56 \text{ k}\Omega$.

Condensateurs : $C_1 = 750 \text{ pF}$, $C_2 = 150 \text{ pF}$, $C_3 = 10\,000 \text{ pF}$, $C_4 = 56 \text{ pF}$, $C_5 = 1 \mu\text{F}$, $C_6 = 10\,000 \text{ pF}$, $C_7 = 1\,000 \text{ pF}$, $C_8 = 39 \text{ pF}$, $C_9 = C_{10} = C_{11} = 100 \text{ pF}$, $C_{12} = 1 \text{ pF}$. Les transistors sont tous des

NPN dont le type ne porte pas de désignation étant fabriqués en même temps que les éléments R et C du circuit intégré.

Une seule bobine L_1 de $1 \mu\text{H}$ est extérieure au circuit intégré. Voici comment fonctionne ce montage. Le signal à 5,5 MHz est appliqué à travers R_1 et C_1 , à la base du transistor Q_1 , monté en émetteur commun, avec émetteur à la masse à laquelle est reliée la ligne négative de l'alimentation de 15 V du montage.

Le transistor Q_1 est monté en changeur de fréquence. Le signal incident est à 5,5 MHz et appliqué sur la base comme précisé plus haut. Le signal local est engendré par réaction entre collecteur et base, par le montage Hartley de la bobine L_1 de $1 \mu\text{H}$, accordée par C_1 sur 5,75 MHz.

Du battement des deux signaux, 5,5 et 5,75 MHz résulte le signal différence : $5,75 - 5,5 = 0,25 \text{ MHz} = 250 \text{ kHz}$ qui apparaît sur le collecteur de Q_1 .

Ce signal à 250 kHz, à modulation de fréquence, est amplifié et limité par un amplificateur composé de trois transistors, Q_2 , Q_3 et Q_4 , dont les liaisons sont directes.

En effet, en partant du collecteur de Q_1 , on trouve des éléments R mais aucun condensateur de liaison.

Le collecteur de Q_1 est polarisé par R_1 , reliée à la ligne + 15 V. A partir du point A, la tension positive est réduite par R_2 et découplée par C_5 et C_6 , C_6 étant de $1 \mu\text{F}$ (élément extérieur au circuit intégré). Le condensateur C_2 sépare, en continu, le collecteur de la base de Q_1 .

La base de Q_2 , premier amplificateur à 250 kHz est polarisée par la tension du collecteur de Q_1 , par l'intermédiaire de R_3 .

On peut voir que Q_2 est monté en collecteur commun, cette électrode étant reliée directement à la ligne positive, à droite du point B.

Le signal amplifié est disponible sur R_4 , résistance commune à l'émetteur de Q_2 et à la base de Q_3 . Ce transistor est monté en émetteur commun. La charge de collecteur de Q_3 est R_5 , commune avec la base de Q_4 . L'émetteur de ce dernier est à la masse et la charge de collecteur est R_6 .

Une boucle de réaction entre le collecteur de Q_4 et la base de Q_2 est constituée par $R_4 - C_{12} - R_3 - R_5$. Cette réaction est positive, en effet si le signal sur la base de Q_2 est, par exemple croissant, il l'est également sur la base de Q_3 , décroissant sur la base de Q_4 et croissant sur le collecteur de Q_4 . Le gain est augmenté grâce à cette réaction.

Le transistor Q_5 fonctionne comme transformateur d'impédance tandis que Q_2 et Q_4 sont des amplificateurs-limiteurs. On obtient un gain global de 60 dB sur une bande comprise entre $250 - 200 = 50 \text{ kHz}$ et $250 + 200 = 450 \text{ kHz}$.

Cette bande large est nécessaire pour transmettre le signal FM dont la fréquence varie au rythme de la BF qui le module.

Le discriminateur comprend la diode D, et le transistor Q_5 ; comme on le constate il est d'un type très différent de ceux connus (« rapport », Foster-Seely, Travis, tous à bobinages).

Chaque déviation positive de tension charge C_8 . A la déviation négative, C_8 se décharge à travers l'émetteur de Q_5 , monté en base commune. Le courant moyen de collecteur de ce transistor traverse R_8 . Il représente deux signaux superposés, un signal en dents de scie à 250 kHz et le signal BF. Ce dernier est séparé par le filtre passe-bas composé de $R_{10} - R_{11} - C_9 - C_{10} - C_{11}$ qui arrête le signal à 250 kHz en dents de scie. Finalement, on dispose de la BF à la « sortie BF ».

La sensibilité de ce montage est excellente. Pour une tension d'entrée de 2 à 7 mV, on obtient à la sortie environ 12 V de signal MF appliqué au discriminateur.

Le signal BF de sortie est d'environ 0,5 V. Il est du même ordre de grandeur que ceux fournis généralement par les discriminateurs classiques (0,5 à 2,5 V).

Son amplitude est suffisante pour l'entrée de tous les amplificateurs BF habituels, à lampes ou à transistors. Ce montage a été décrit dans Electronics (voir référence 1).

Générateur de tension en dents de scie

Ce générateur, voir figure 2, a été étudié par C.C. Hoo et décrit dans Electronics (référence 2).

Il est destiné à être utilisé comme base de temps dans un oscilloscope de mesures portatif.

On peut obtenir des tensions en dents de scie dont la fréquence est comprise entre 6 Hz et 450 kHz en cinq gammes. La linéarité est excellente et l'amplitude du signal de sortie constante.

Les transistors, tous de PNP, sont au nombre de trois. Q_1 et Q_2 constituent l'oscillateur donnant les tensions en dent de scie tandis que Q_3 est monté en émitodyne (montage en collecteur commun) et sert pour améliorer la linéarité.

Une tension de synchronisation doit être appliquée à l'entrée. Elle est de 0,5

Références :

- (1) Electronics 17 octobre 1966, p. 223.
- (2) Electronics 19 septembre 1966, p. 124.

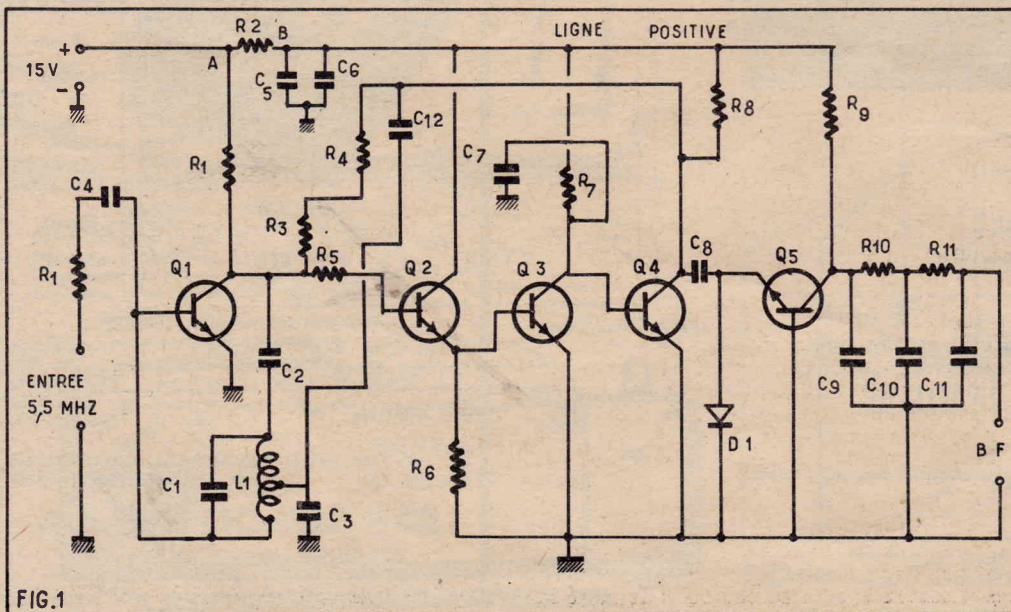
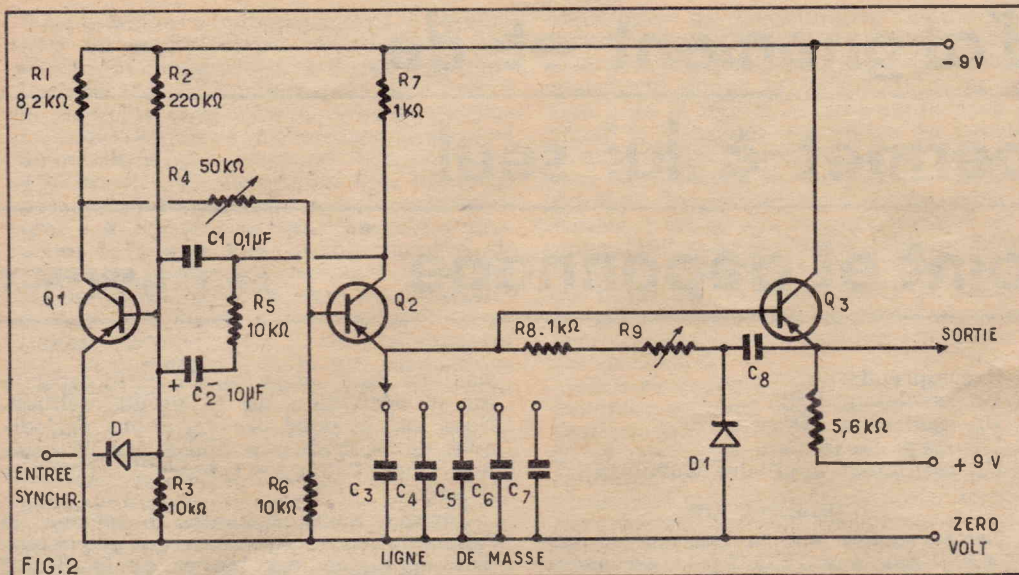


FIG.1



à 5 V efficaces et est transmise à la base de Q_1 .

On peut facilement reconnaître le montage en multivibrateur de Q_1 - Q_2 . En effet, le premier couplage est réalisé par C_1 - C_2 - R_5 entre le collecteur de Q_2 et la base de Q_1 , le second couplage étant effectué par R_4 entre le collecteur de Q_1 et l'abase de Q_2 .

Au moment du branchement des tensions, les courants dans R_1 et R_2 rendent Q_2 conducteur. Les capacités C_1 et C_2 sont chargées par ce courant à travers R_5 . Comme la valeur de R_5 est faible, le temps de charge est faible par rapport à

la durée de la période de la dent de scie.

La tension, divisée, par R_7 , C_1 et C_2 est transmise à la base de Q_1 , qui devient plus positive ce qui bloque ce transistor.

Les capacités C_3 à C_7 , auxquelles peut être connecté l'émetteur de Q_2 à l'aide d'un commutateur déterminant la gamme de fréquences d'oscillation.

Lorsqu'une de ces capacités par exemple C_3 est connectée, elle se charge et le courant de collecteur de Q_2 diminue de sorte que le courant dans R_1 rend Q_1 conducteur; la chute de tension aux bornes de R_1 fait passer Q_2 à l'état bloqué. La capacité C_3 se décharge, alors,

dans R_2 et R_2 jusqu'au potentiel de C_1 . Dès que C_1 est déchargée, C_2 tend à rendre à nouveau conducteur Q_2 et le cycle recommence.

Pendant que Q_2 est conducteur, C_2 est chargé à travers C_1 et la diode conductrice D_1 . Lorsque l'aller de la dent de scie commence la base et l'émetteur de Q_2 deviennent moins négatives. Comme C_2 est de valeur élevée, il reste chargé pendant toute la période d'aller de sorte que la tension sur R_2 et R_2 est constante pratiquement. Il en résulte que le courant traversant ces résistances est également constant ce qui donne la linéarité de la tension en dent de scie.

La linéarité peut être réglée avec R_9 , résistance ajustable à variation logarithmique inverse. La résistance R_9 , également ajustable, agit sur l'amplitude et sur la fréquence dans la gamme déterminée par la capacité C_3 à C_7 en circuit.

On obtient les résultats suivants : non linéarité inférieure à 1 % de 20 à 200 Hz, de 15 % de 6 Hz à 450 kHz tension de sortie 3 V crête à crête, tension de synchronisation 0,5 à 5 V efficaces (tension sinusoïdale).

Les valeurs des éléments non indiquées sur le schéma sont : $C_3 = 8 \mu\text{F}$ gamme 6 à 48 Hz, $C_4 = 0,68 \mu\text{F}$ gamme de 47 Hz à 630 Hz; $C_5 = 68\,000 \text{ pF}$ gamme 470 Hz à 5,9 kHz; $C_6 = 6\,800 \text{ pF}$ pour 4,7 à 59 kHz; $C_7 = 560 \text{ pF}$ pour 50 à 450 kHz.

Les transistors au germanium sont des AF 117. R_1 est de l'ordre de 5 k Ω , C_1 est à déterminer expérimentalement, par exemple 1 μF . Il faut deux sources de tension de 9 V chacune. Celle de « + 9 V » est connectée avec le - à la masse, l'autre avec le + à la masse. Elles débitent chacune 3,6 mA.

FLASH SUR L'ÉLECTRONIQUE

« On peut affirmer qu'il n'existera plus d'ici quelques années d'activité scientifique ou industrielle qui ne soit pas tributaire de l'Électronique. »

Au-delà des extensions que nous entrevoions, pensons à toutes celles qui nous échappent complètement et dont l'avènement est cependant une certitude. »

Louis de BROGLIE
de l'Académie Française
Secrétaire Perpétuel
de l'Académie des Sciences

FORMATION ET CARRIÈRES DE L'ÉLECTRONICIEN D'AUJOURD'HUI

L'évolution rapide du progrès engendre à tout moment des situations nouvelles, des changements d'emploi. Elle impose des reconversions d'industrie.

Rares sont ceux qui, à l'heure actuelle, peuvent prévoir leur orientation exacte et affirmer qu'ils travailleront toute leur vie dans telle partie, dans tel domaine.

Source des plus belles carrières, la Radio, Télévision, Électronique, plus que n'importe laquelle des techniques modernes, conduit le candidat vers un large éventail de situations différentes, inattendues même, dans la profession dont il croyait connaître tous les débouchés.

Ses perspectives d'avenir, ses possibilités de promotion, ne sont plus subordonnées aux méthodes d'une seule entreprise et au bon vouloir d'un seul patron.

Dès lors, le choix définitif d'un métier, l'engagement complet dans une voie implique que le candidat puisse s'adapter rapidement et aisément à n'importe quelle technique spécialisée, qu'il sache au besoin apprendre, chaque fois que cela est nécessaire, d'autres particularités de sa profession.

Les multiples branches auxquelles tout technicien est appelé à collaborer exigent donc une formation intelligente sans « œillères ». Cette formation doit préparer un ensemble de spécialisations, dans le cadre d'un métier : elle devra être polyvalente.

Il s'agira d'une formation professionnelle « culturelle ». Elle rendra possible l'adaptation aux conditions changeantes d'une carrière, l'éducation permanente et le « recyclage ». Elle permettra même de changer complètement de métier, de se « reconverter », donnant ainsi une grande liberté de choix au technicien.

N'oublions pas, en effet, que certaines industries peuvent se transformer rapidement, d'autres se créer, d'autres encore, s'écrouler, disparaître même, en fonction de l'évolution scientifique et économique. Il faut donc être prêt à affronter plusieurs carrières.

Cette culture générale rendra le technicien ouvert aux réalités de la vie moderne et lui permettra d'acquérir des connaissances spéciales, au moment où il en aura besoin. Elle préparera aux mouvements d'idées. Elle développera l'imagination, l'ouverture d'esprit et permettra au technicien de dominer sa profession.

Sans culture générale, le technicien ne peut espérer ni progrès, ni perfectionnement dans son métier. Bientôt il ne pourra plus « suivre » et sera même « dépassé ».

Comme beaucoup, il risquera de stagner, asservi, prisonnier de son emploi.

Suivre, par exemple, un cours de dépannage en télévision ou encore étudier un cours d'automatisme seulement, est à l'heure actuelle une vue étroite et relève d'une ambition exagérément limitée.

L'exemple frappant est le bouleversement survenu il y a quelques années par l'implantation des transistors. Combien de techniciens, faute d'une formation de base prévoyante, n'ont pu s'y adapter. En revanche, combien aussi, parmi ceux qui ont pu rapidement se spécialiser et asseoir les nouvelles connaissances sur un fonds solide, ont acquis des situations de premier plan.

Les nouvelles techniques d'action digitale ont depuis moins d'une année conquis 50 % du marché de l'électronique. Circuits intégrés en bloc, télévision en couleur, révolutionnent le monde et nécessitent de véritables techniciens.

Chaque jour de nouvelles découvertes transforment l'industrie et exigent des connaissances toujours plus étendues. Il est impossible de les connaître toutes et on est obligé à tous les niveaux du savoir, de faire du recyclage.

L'enseignement technique sous toutes ses formes doit être ouvert sur l'avenir. Il ne doit pas conduire d'emblée à une spécialisation unique, mais former l'élève en vue d'une culture technique profonde et générale avec laquelle il pourra choisir dans le faisceau des différentes branches industrielles offertes, la meilleure éventualité professionnelle.

E. SARTORIUS,
Fondateur et Chef d'Institution
du Centre d'Enseignement
par correspondance INFRA

ce banc d'alignement et de mesures permet à lui seul mise au point et dépannage

par L. MARPEAUX

Le dispositif qui va être décrit rassemble en un montage unique les différents appareils nécessaires à la mise au point d'un récepteur et à son dépannage.

1° Alignement de la partie HF avec contrôle des courbes de réponse par un générateur pouvant émettre à volonté une onde pure, modulée en amplitude, ou en fréquence.

2° Mise au point de la partie BF à l'aide d'un générateur d'ondes sinusoïdales de 20 à 20 000 Hz.

3° Mesures de tensions en continu ou alternatif grâce à un voltmètre électronique.

Chacune de ces parties est, dans une certaine mesure, indépendante des autres ; de sorte que l'amateur désargenté pourra sans difficultés envisager une construction par étapes de cet ensemble. A noter que l'utilisation d'une alimentation unique et la réalisation « tout amateur » rendent cet appareil très économique.

I. — GENERATEUR HF/VHF (Figure 1)

5 gammes d'onde :

VHF, de 88 à 102 MHz, onde modulée en fréquence.

OC, de 5,5 à 18 MHz, onde pure ou modulée, en amplitude ou en fréquence.

PO, de 0,65 à 1,8 MHz, onde pure ou modulée en amplitude.

GO, de 130 à 350 kHz, onde pure ou modulée en amplitude.

FI, de 300 à 800 kHz, onde pure ou modulée en amplitude.

D'autre part, la mise en service d'un oscillateur auxiliaire permet d'obtenir une onde modulée en fréquence de 100 à 1 700 kHz.

Il comprend :

Un oscillateur VHF.

Un oscillateur MF.

Un étage de sortie.

Un oscillateur auxiliaire wobulateur.

1) Oscillateur VHF

Cette fonction est assurée par le tube ECC81/1 monté en ECO (fig. 1). Le condensateur CV3 est un condensateur variable de 12 pF. Il est particulièrement commode qu'il soit porté par le même axe que le condensateur variable CV4 de 490 pF.

On peut pour cela utiliser un condensateur prévu pour les récepteurs AM/FM en ne se servant que d'une cage. La solution plus économique que j'ai adoptée consiste à prendre un condensateur 2 x 490 pF et à retirer dans l'une des cages toutes les lames fixes sauf la première. On dispose ainsi sur le même axe de deux condensateurs : l'un de 490, l'autre d'environ 12 pF. Cet axe devra être muni d'une aiguille se déplaçant devant un cadran et d'un bon démultiplicateur.

Comme on peut le voir, cet étage n'est alimenté en haute tension que pour la position FM de la section B du commutateur de gammes C. D'autre part, le point chaud du circuit oscillant est relié au travers d'un ajustable de 5 pF à la section A du même commutateur et, de là, à une diode à capacité variable BA 102.

Cette diode, déjà décrite dans les pages de cette revue, possède la particularité de présenter entre ses bornes une capacité proportionnelle à la tension qui lui est appliquée (entre certaines limites).

Si nous soumettons cette diode à une différence de potentiel périodique, nous aurons donc une variation également pé-

riodique de la capacité. Or cette capacité est en dérivation sur le circuit oscillant. Nous aurons donc des variations périodiques de la fréquence émise par l'oscillateur (modulation en fréquence ou wobulation).

Lorsque nous étudierons le schéma de l'alimentation nous constaterons que la tension appliquée aux bornes de la BA102 est prélevée au secondaire du transformateur d'alimentation grâce à un pont diviseur. Un potentiomètre P, permet de régler l'amplitude de la différence de potentiel subie par la diode, donc l'amplitude de l'excursion en fréquence. La fréquence de modulation est évidemment celle du secteur, soit 50 Hz.

Toute cette partie du montage devra être câblée le plus court possible. Et c'est la raison pour laquelle elle a été décrite d'abord. Les positions respectives du commutateur C, du condensateur variable et de la lampe ECC81 devront être étudiées afin de réduire au maximum la longueur des fils.

On notera enfin les selfs L₁ et L₂ associées aux deux condensateurs de 150 pF. Ces éléments ont pour but d'éviter le vagabondage des courants VHF dans le circuit de chauffage.

Il n'a pas été prévu pour ce montage d'étage de sortie. A des fréquences de cet ordre la moindre connexion fait office d'antenne d'émission, et l'énergie rayonnée est parfaitement captée par le récepteur placé à côté du générateur à condition bien sûr que ce dernier ne soit pas enfermé dans un boîtier métallique. Si tel est le cas, il faudrait alors disposer au voisinage du circuit oscillant une boucle, reliée à un fil extérieur d'une dizaine de centimètres, faisant office d'antenne, l'autre extrémité de la boucle allant à la masse.

2) Oscillateur HF et étage de sortie HF

La seconde portion de la lampe ECC81 assure la fonction oscillatrice. Le montage est comme précédemment un ECO.

Les sections C et D du commutateur de gamme C, assurent la liaison entre les électrodes du tube et le bobinage correspondant à la gamme choisie (GO, FI, PO et OC). La section B du même commutateur relie la plaque du tube à la haute tension (l'oscillateur VHF est alors déconnecté). Le signal est prélevé sur la plaque. Il est envoyé à l'entrée du récepteur à régler par l'intermédiaire de l'étage de sortie (partie heptode de la ECH81). De cette manière, la liaison avec le récepteur ne risque pas de provoquer un glissement de fréquence nuisible à la précision de l'alignement. Ce glissement se produirait de façon à peu près inévitable si la plaque de l'ECC81 était reliée directement à l'entrée du récepteur, à cause des inductances et capacités du circuit d'entrée qui seraient venues se superposer aux capacités interélectrodes du tube oscillateur.

Le signal de sortie est recueilli sur la plaque du tube ECH81. Le potentiomètre P, permet d'en régler l'amplitude. La liaison avec l'extérieur se fait par l'intermé-

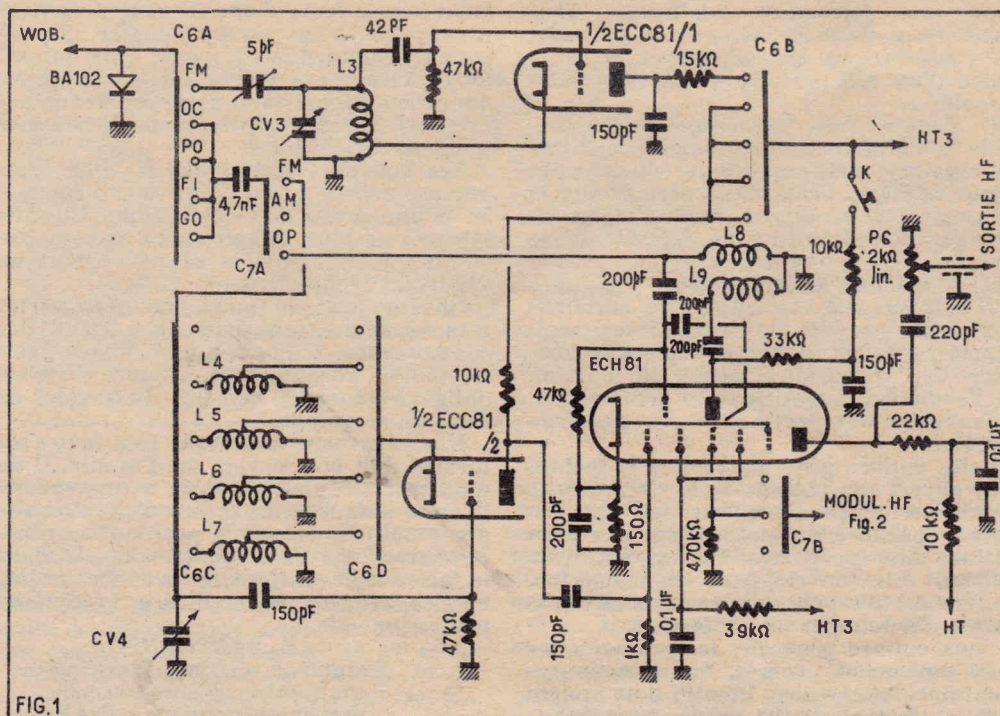


FIG. 1

diaire d'une prise coaxiale et d'un fil blindé ou, mieux d'un câble d'antenne télévision.

La grille n° 3 du tube de sortie est par ailleurs reliée à la section B du commutateur de fonctions C, et, de là, lorsque celui-ci est sur la position AM (modulation d'amplitude) à la sortie du générateur BF (branchement indiqué : modulation HF sur le schéma).

Selon que C, sera en position OP (onde pure) ou AM, nous obtiendrons donc — soit un signal non modulé — soit un signal modulé en amplitude, la fréquence de modulation pouvant être choisie entre 20 et 20 000 Hz.

D'autre part, la section A du commutateur de gammes C, relie sur l'une des positions qui nous intéressent (GO à OC) la diode BA102 à la section A du commutateur de fonctions C. Lorsque celui-ci est sur la position FM (modulation en fréquence), nous constatons que la capacité variable de la diode se trouve en dérivation sur le circuit oscillant. Il y a donc bien modulation en fréquence du signal émis (fréquence de modulation 50 Hz comme plus haut).

Cette modulation en fréquence est destinée à permettre l'examen à l'oscillographe de la courbe de réponse des circuits HF et FI du récepteur. Pour un récepteur à modulation d'amplitude le tracé complet de cette courbe exige une excursion d'environ 10 kHz de part et d'autre de la fréquence d'accord N, soit une variation de la fréquence émise de 20 kHz au total.

Cette fréquence N est liée aux caractéristiques du circuit oscillant (inductance L, capacité C) par la relation :

$$N = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Si nous souhaitons une variation ΔN de la fréquence, il nous faudra faire varier la capacité d'une quantité ΔC telle que :

$$\Delta C = \frac{2\Delta N}{N} C$$

Relation valable si ΔC est petit devant C.

Nous allons l'appliquer au cas où le condensateur CV, a sa capacité maximum 490 pF (que nous arrondissons à 500 pour le calcul). Avec $\Delta N = 20\,000$ Hz, nous obtenons les résultats suivants (les fréquences N ayant été arrondies).

$$N = 100 \text{ kHz (bas gamme GO) : } \Delta C = \frac{2 \times 20\,000 \times 500}{100\,000} = 200 \text{ pF}$$

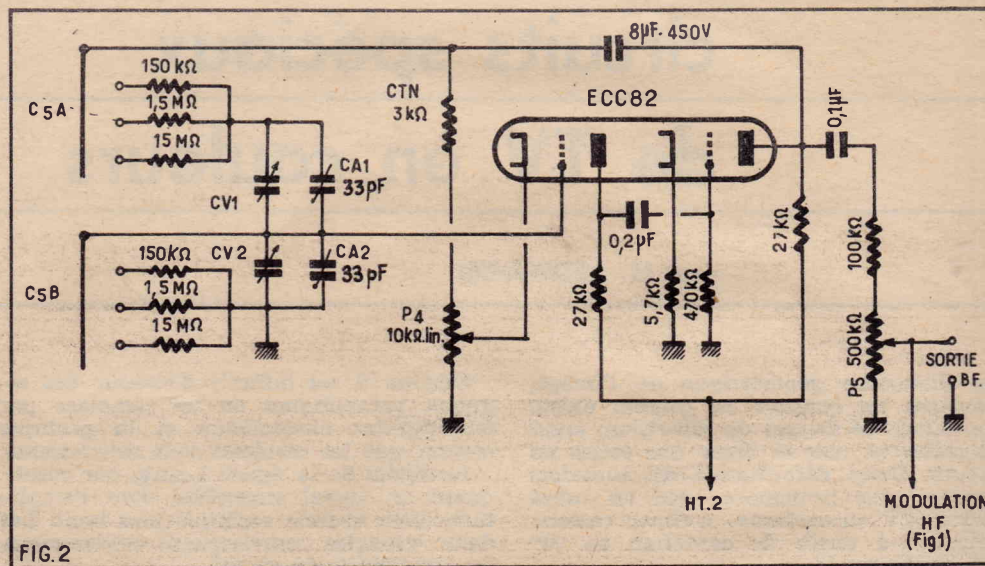
$$N = 300 \text{ kHz (bas gamme FI) : } \Delta C = \frac{2 \times 20\,000 \times 500}{300\,000} = 66 \text{ pF}$$

$$N = 600 \text{ kHz (bas gamme PO) : } \Delta C = \frac{2 \times 20\,000 \times 500}{600\,000} = 33 \text{ pF}$$

$$N = 5 \text{ MHz (bas gamme OC) : } \Delta C = \frac{2 \times 20\,000 \times 500}{5\,000\,000} = 4 \text{ pF}$$

ΔC représente ici la variation de la capacité de la diode BA102. Si nous consultons maintenant le catalogue du constructeur, nous constatons que la variation de capacité réalisable varie de 30 à 60 pF, selon les échantillons.

Il apparaît clairement que le montage proposé convient parfaitement en OC mais que le contrat n'est pas rempli pour les autres gammes. Cette difficulté a été tournée grâce à l'utilisation d'un oscillateur auxiliaire utilisant la partie triode de la ECH81. Cet oscillateur est accordé sur une



fréquence voisine de 1,9 MHz. La tension d'oscillation est appliquée sur la grille 3 de la section heptode de la lampe de sortie. Nous recueillons sur la plaque de cette lampe une oscillation dont la fréquence est égale à la différence entre la fréquence de l'oscillateur principal et celle de l'oscillateur auxiliaire, selon le principe bien connu du changement de fréquence. En utilisant les différentes gammes de l'oscillateur principal, il sera donc possible de produire une oscillation couvrant les gammes PO, FI et GO du récepteur. A noter que bien sûr, la gamme de fréquence est couverte à l'envers : les fréquences les plus basses sont obtenues lorsque l'oscillateur principal est réglé sur le haut de la gamme PO, les fréquences les plus élevées lorsque cet oscillateur est réglé sur le bas de la gamme GO.

C'est l'oscillateur auxiliaire qui sera modulé en fréquence.

Le commutateur C, est alors disposé sur la position OP et on constate que sa section A relie alors la BA102 au circuit de l'oscillateur auxiliaire. Comme le circuit ne comprend aucune capacité autre que les capacités parasites et celle — variable — de la BA102, la variation de fréquence obtenue est très largement suffisante. Ce qui était d'ailleurs nécessaire. Si nous voulons que cette variation de fréquence reste proportionnelle à la tension appliquée à la BA102 à chaque instant, nous avons intérêt à limiter la variation de la capacité au maximum. L'interrupteur K permet de mettre hors circuit l'oscillateur auxiliaire lorsque l'appareil est utilisé pour autre chose que pour un tracé de la courbe de réponse des circuits GO, PO ou FI.

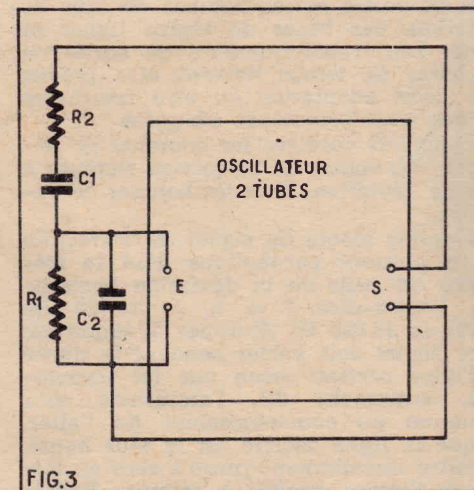
II. — GENERATEUR BF (Figure 2)

Le dispositif retenu pour assurer l'oscillation est le montage dit à pont de Wien, dont le principe est le suivant : si on relie l'entrée à la sortie d'un amplificateur, celui-ci « accroche », ce qui est une façon d'exprimer le fait qu'il entre en oscillation. Cette oscillation est en général complexe et ne ressemble nullement à un signal sinusoïdal.

Pour qu'une oscillation spontanée prenne naissance, il est nécessaire qu'un signal qui se présente à l'entrée de l'amplificateur se trouve renforcé à chaque instant par le signal correspondant recueilli à la sortie de l'amplificateur. Il faut donc que le signal incident et le signal amplifié recueilli à la sortie de l'amplificateur, soient rigoureusement en phase. Si nous interposons entre l'entrée et la sortie un cir-

cuit produisant un déphasage variable avec la fréquence, nous ne rendrons l'oscillation possible que pour une fréquence bien déterminée.

Le schéma de principe est représenté figure 3. L'amplificateur comporte 2 étages. Le signal à la sortie est sensiblement en phase avec le signal incident. Le réseau R₁, C₁, R₂, C₂ crée un déphasage variable avec la fréquence entre la tension à la sortie de l'amplificateur et le signal injecté à l'entrée. Ce déphasage ne sera que pour une fréquence bien déterminée.



Cette fréquence dépend des valeurs R₁, C₁, R₂, C₂ selon la relation :

$$N^2 = \frac{1}{4\pi^2 R_1 C_1 R_2 C_2}$$

Si nous choisissons :
R₁ = R₂ valeur commune appelée R
C₁ = C₂ valeur commune appelée C
La fréquence obtenue sera :

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

Il est possible de faire varier N en faisant varier C. Les deux condensateurs C₁ et C₂ seront dans le montage les 2 cages CV, et CV, d'un condensateur variable 2 × 490 pF.

La variation de fréquence est toute limitée. Il est alors possible de faire varier R. Ce qui est réalisé grâce aux sections A et B du commutateur de gammes BF.

La gamme totale couvre alors les fréquences de 20 à 20 000 Hz. On notera qu'ajustables CA₁ et CA₂ dont le rôle est précisé plus tard.

(Suite page)

circuits spéciaux de TV en couleurs

par M. LEONARD

La distorsion géométrique de l'image, produisant un contour en coussin existe dans toutes les images de télévision, aussi bien celles en noir et blanc que celles en couleurs. Cette déformation est toutefois beaucoup plus prononcée avec les tubes de TVC (TV en couleurs) à écran rectangulaire et à angle de déviation de 90° selon la diagonale.

Il est donc indispensable de prévoir un dispositif correcteur. Celui-ci agira surtout pour la déformation verticale en coussin qui est la plus prononcée.

Un montage de correction a été décrit précédemment. La RCA a étudié également, un circuit plus simple qui présente l'avantage de pouvoir être incorporé dans un téléviseur en couleurs existant dont le tube « rond » doit être remplacé par un tube « rectangulaire ».

Principe du montage

Le circuit de correction en coussin se monte en association avec les transformateurs de sortie et les bobines du bloc de déviation, des bases de temps lignes et trame. Les transformateurs de sortie de ces bases de temps doivent être prévus pour cette adaptation ou être remplacés par des transformateurs adéquats.

Il s'agit de corriger les courants de déviation. Le signal de correction s'ajoute à ceux de déviation, dans les bobines de déviation.

La forme idéale du signal de correction est un courant parabolique dont la fréquence est celle de la déviation horizontale, c'est-à-dire $f = f_L = 15750$ Hz (USA) ou 15 625 Hz (Europe). L'amplitude de ce signal doit varier pendant la durée de l'aller vertical selon une loi triangulaire, autrement dit, l'amplitude sera maximum au commencement de l'aller, lorsque la ligne décrite est la plus haute, décroître linéairement jusqu'à zéro au milieu de l'image, croître à nouveau linéairement de zéro au même maximum qu'au début, pendant la moitié inférieure de l'image.

Ce courant de correction possède, par conséquent deux périodes, celle de trame et celle de ligne.

Si l'on examine ce courant à l'oscilloscope, la base de temps de celui-ci étant réglée sur la fréquence de trame, on obtient un oscillogramme comme celui de la figure 1.

Sur cette figure T , est la période de trame à l'aller et T_L celle de ligne. Il est évident qu'en raison du nombre élevé des lignes (625/2), l'oscillogramme présentera les traits verticaux très serrés et le tout apparaîtra comme une tache à deux triangles lumineux ayant comme contour celui de la figure 1.

En dilatant l'oscillogramme on pourra toutefois distinguer les trajets verticaux du spot sur l'écran de l'oscilloscope. Cet oscillogramme représente l'intensité du courant de correction, en fonction du temps pendant une période de trame T .

Cette forme de courant peut s'obtenir en modulant le courant de déviation verticale avec celui de déviation horizontale.

Comme il est difficile d'obtenir des signaux paraboliques on les remplace par des signaux sinusoïdaux et la pratique montre que les résultats sont satisfaisants.

Le signal de la figure 1 sera, par conséquent un signal sinusoïdal dont l'amplitude varie comme expliqué plus haut. Les deux triangles représentent, évidemment, les enveloppes du signal.

Ce courant étant obtenu, on l'introduit dans les bobines de déviation verticale. Ces bobines sont montées symétriquement et l'introduction du courant de correction en coussin ne rompt pas la symétrie du montage.

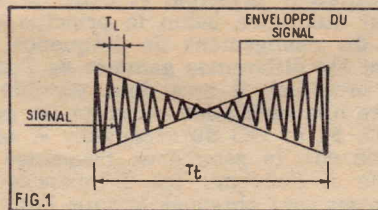


Schéma pratique

Le montage pratique, utilisé dans un téléviseur en couleurs commercial, est celui de la figure 2.

Le schéma représente la lampe finale, V_0 , de sortie de la base de temps trame, le transformateur de sortie T_1 de cette base, le transformateur spécial de correction en coussin, T_2 , et la lampe modulatrice V_1 fournissant sur la plaque le signal bitriangulaire indiqué par la figure précédente.

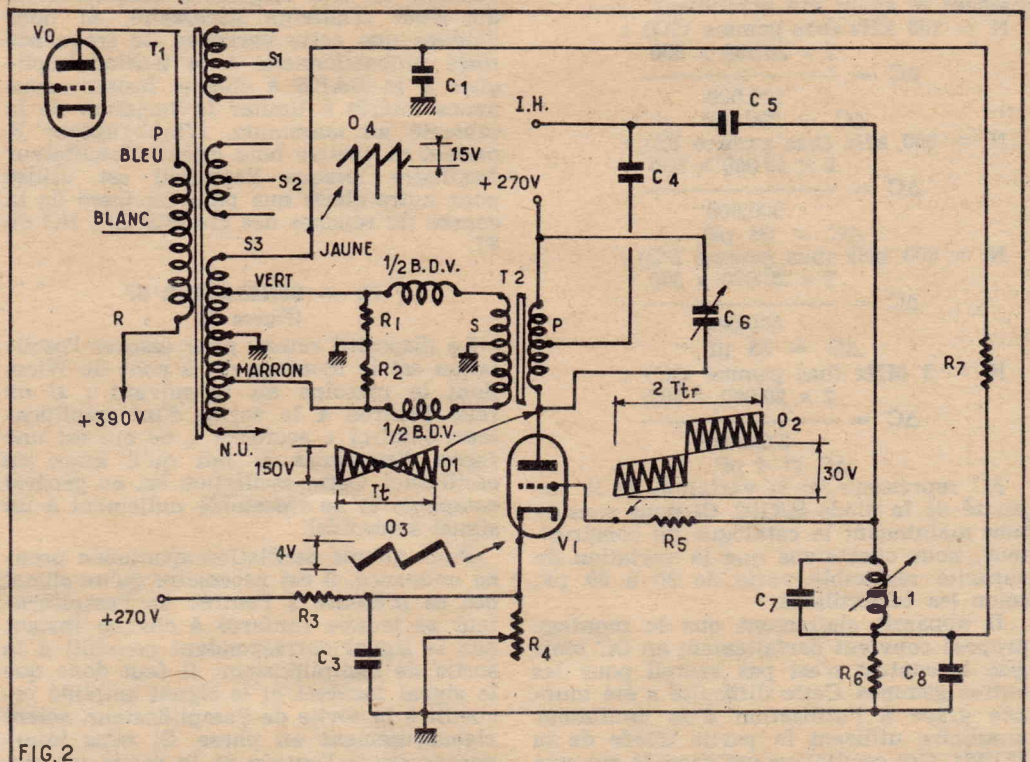


FIG. 2

Considérons d'abord le circuit de sortie de base de temps trame. Le transformateur T_1 possède plusieurs secondaires, S_1 et S_2 , servant généralement pour fournir les signaux des circuits de convergence verticale et S_3 , pour fournir le courant de déviation verticale aux deux demi-bobines 1/2 BDV montées normalement en série.

Dans le présent montage, on a intercalé dans le circuit des demi-bobines, un enroulement du transformateur correcteur T_2 .

Le secondaire S_3 possède 3 prises, celle du milieu est équipotentielle, et reliée à la masse. Les prises « vert » et « marron » sont connectées aux demi-bobines de déviation verticale et à deux résistances égales, R_1 et R_2 , reliées à la masse. Le fil NU n'est pas utilisé tandis que l'autre extrémité, fil jaune, est utilisée pour prélever un signal en dents de scie à la fréquence de trame, de 15 V d'amplitude pour la partie du signal en dents de scie. On voit que ce signal comporte également des impulsions négatives de retour qui devront être éliminées.

Ce signal O_1 est transmis par R_1 au circuit de grille de la lampe modulatrice V_1 .

Le transformateur T_2 reçoit aussi, sur l'autre enroulement, à sa prise médiane, par l'intermédiaire de C_4 , des impulsions, à la fréquence de lignes, prélevées en un point convenable de la base de temps lignes.

Ces impulsions sont également transmises par C_5 , à la résistance R_3 , reliée à la grille modulatrice.

Le montage comprend encore C_6 qui, avec d'autres capacités accorde l'enroulement primaire sur f_L fréquence de déviation horizontale. Ces capacités sont, la capacité C_2 , rapportée sur le primaire et diverses capacités parasites de T_2 .

Un autre circuit accordé sur f_L est $L_1 - C_7$. Ces deux circuits accordés sont réglables, le premier par C_4 , variable en ajustable et le second pour L_1 , ajustable par noyau de ferrite.

Le montage est alimenté par la HT de 270 V reliée à un point extrême de T_1 , et à la résistance R_4 .

Pour la polarisation positive de la cathode de V_1 , on a disposé le diviseur de tension $R_5 - R_6$, monté entre + 270 V et masse. R_5 est une résistance variable permettant de régler la polarisation de la ca-

triode. Le condensateur C₂ assure le découplage du circuit.

Les valeurs des éléments sont : R₁ = R₂ = 150 Ω 0,5 W, tolérance 5 % ; R₃ = 39 kΩ, 2 W, 10 % ; R₄ = potentiomètre de 5 kΩ 1 W ; R₅ = 1 kΩ, 1 W, 20 % ; R₆ = 0,22 MΩ, 0,5 W, 5 % ; C₁ = 33 000 pF ; C₂ = 22 000 pF ; C₃ = C₇ = 0,1 μF ; C₄ = 220 pF ; C₅ = 330 pF ; C₆ = ajustable 600 à 1 600 pF ; C₈ = 47 000 pF.

L₁ = bobine ajustable entre 0,5 et 1,7 mH ; T₂ = transformateur de correction dont les caractéristiques sont données plus loin ; T₁ = transformateur de sortie de base de temps trame utilisé par la RCA, type 6312 ou équivalent.

Fonctionnement

L'impulsion à la fréquence de ligne, est appliquée au point I.H. Le condensateur C₁ la transmet à la prise médiane du primaire de T₂ et C₂ la transmet, à travers R₂, à la grille du modulateur V₁. L'amplitude de cette impulsion appliquée à T₂ est augmentée par l'action élévatrice de l'auto-transformateur. Le circuit accordé est constitué par ce primaire associé à C₁ et la capacité du secondaire rapportée au primaire. Il y a alors oscillation à la fréquence f_L et production de signaux sinusoïdaux qui sont transmis par le secondaire de T₂ aux demi-bobines de déviation. Le rapport primaire, relié à la plaque de V₁ à secondaire, de T₂, relié aux bobines est abaisseur et effectue une adaptation à la faible impédance de la bobine de déviation, ce qui assure le maximum de transfert de puissance.

Pour obtenir le signal de correction en coussin (oscillogramme O₁) appliqué à la

bobine de déviation, on procède comme suit : un signal en dents de scie de 15 V (oscillogramme O₁) est prélevé sur le fil jaune de S₃. Ce signal est transmis à la grille de V₁ par le circuit intégration composé de R₁ et C₃ qui supprime l'impulsion négative de retour du signal O₁, et au circuit accordé L₁-C₇. La tension en dents de scie fait varier le point de fonctionnement de la triode ce qui module en amplitude le courant de plaque de cette lampe.

L'impulsion horizontale appliquée à la grille par l'intermédiaire de C₄ et R₃ est transformée en signal sinusoïdal grâce au circuit accordé sur f_L composé de C₇ et L₁. Il y a inversion de phase, par la triode, du signal sinusoïdal ; ainsi il y a tendance vers l'annulation des oscillations produites par le primaire de T₂. Le degré d'annulation est déterminé par l'amplitude des signaux sinusoïdaux inversés commandée par la tension de modulation en dents de scie à la fréquence de trame.

Le réglage de polarisation de V₁, effectué avec R₄, permet de trouver le point de fonctionnement de la triode correspondant à l'annulation complète du signal de correction au milieu de la période d'aller trame. Il faut que la polarisation de V₁ varie entre celle d'annulation et zéro volt.

Du milieu vers le haut de la déviation verticale du spot, le signal inversé sinusoïdal fourni par la triode V₁ est le courant prédominant dans le primaire P de T₁ et le courant de correction horizontale qui en résulte, appliqué à la bobine de déviation a une polarité opposée à celle produite par l'impulsion de ligne.

Le réglage de L₁ parachève celui de phase pour obtenir l'annulation au centre du signal O₁.

Considérations pratiques

La triode convenant le mieux dans ce montage est la 6FQ7 ou 6GH8A ou une triode similaire à pente moyenne.

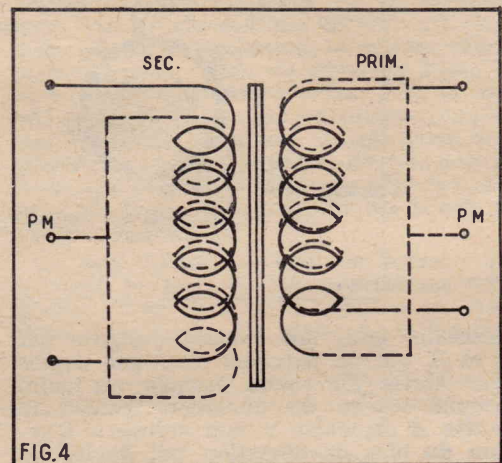
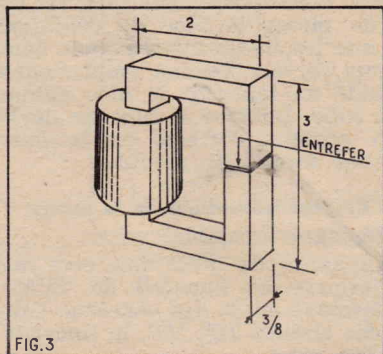
La lampe finale V₁ est du type 6GF7 dans l'appareil considéré, alimentée à la plaque sous 390 V.

Pour l'impulsion lignes appliquée au point I.H. qui est transformée, comme on l'a montré plus haut en signal sinusoïdal, on peut utiliser un point de sortie de la base de temps lignes, par exemple la ligne de HT augmentée non filtrée, la bobine d'efficiency du circuit de convergence horizontale ou encore, une prise du transformateur de sortie lignes.

Pour la mise au point, entraînée par la correction en coussin on tiendra compte des considérations suivantes :

1° Les valeurs optima de C₁ et C₂ dépendent de la source du signal à impulsions lignes. On les modifiera éventuellement pour obtenir les amplitudes convenables (oscillogramme O₁) sur la grille de V₁.

2° Le courant de correction engendré par le dispositif décrit peut créer une surcompensation, donc on atténuera la contre-déformation pour obtenir la compensation correcte sur les deux moitiés de la trame.



3° Le transformateur T₂ se réalise comme l'indique la figure 4. Si certaines modifications se produisent par rapport au modèle original utilisé par la RCA (transformateur de la C.P. Electronics Inc., avec ferrite, type X 920), on modifiera éventuellement la valeur de C₁ et l'amplitude du signal O₁.

Le noyau de ferrite a les dimensions, en pouces, indiquées par la figure 3. Un pouce = 2,54 cm.

Pour les enroulements, indiquons les caractéristiques suivantes : primaire réalisé avec deux enroulements identiques bobinés avec « 2 fils en main », la fin de l'un étant reliée au commencement de l'autre, ce qui constituera la prise médiane. Coefficient de self-induction entre les deux extrémités libres : 33 mH. Résistance : 10 à 15 Ω. Courant continu moyen : 3 à 4 mA.

Le secondaire a 3,5 fois moins de spires que le primaire et est bobiné de la même manière.

Résistance totale inférieure à 5 Ω.

Le transformateur de sortie de la base

de temps trame est le type n° 6312. (voir référence 1).

Le réglage de la pureté

Dans la précédente étude, nous avons mentionné le réglage de la pureté des faisceaux apparaissant sur l'écran trichrome d'un tube cathodique tricanon à masques.

La définition exacte de la pureté est la suivante : une image est dite pure lorsque les faisceaux provenant des 3 canaux, signés par canon rouge, canon vert, canon bleu, passant par les trous du masque, parviennent sur des éléments de phosphore de l'écran trichrome, de couleur correspondante et non d'une autre couleur.

L'emplacement des canons, leur orientation, la disposition des trous du masque et celle des trios d'éléments de phosphore sont réalisés avec le maximum de précision par le fabricant du tube. Cette précision ne donne pas automatiquement la pureté requise mais permet de l'obtenir à l'aide des réglages effectués méthodiquement.

Lorsque la pureté est obtenue, les faisceaux ne passent pas obligatoirement par un même trou du masque. Ils peuvent passer par des trous différents. Ceci est le réglage de convergence, qui, comme nous l'indiquons, fera passer en chaque point, les trois faisceaux par le même trou.

Le réglage de pureté se fait avant celui de convergence et après celui de la compensation de la distorsion comme expliqué plus haut.

On peut considérer que le réglage de pureté se compose de trois réglages distincts, un par système de couleur, celui de la compensation de la distorsion, celui de la convergence, celui de la pureté. Le réglage de pureté est indépendant de la loi suivant laquelle dévie le faisceau, mais les déviations verticale et horizontale sont nécessaires pour régler la pureté.

L'aimant de pureté est l'accessoire permettant ce réglage. Voici quelques détails sur ce composant.

Aimant de pureté

Sa forme est circulaire et se présente comme une bague que l'on enfle sur le col du tube cathodique.

Sur ce col, à partir du ballon vers le culot, les composants sont disposés dans l'ordre suivant : bloc de déviation, bloc de convergence radiale, bloc de convergence latérale, aimant de pureté. C'est dans cet ordre que ces composants doivent être enfilés sur le col du tube.

Les bobines de déviation, constituant un bloc unique, sont, en principe, poussées fond contre le ballon. Les autres bobines doivent être disposées et orientées selon les indications du constructeur du téléviseur et du fabricant du tube. Ces emplacements seront légèrement retouchés au cours des réglages de cadrage, pureté, convergence. En réalité, l'accessoire nommé aimant de pureté se compose de deux bagues pouvant tourner d'une manière indépendante de sorte que l'on peut faire varier les champs magnétiques engendrés par la composition des champs de chaque bague.

Les champs engendrés par les bagues de pureté sont orientés de façon que les lignes de force soient perpendiculaires à l'axe du tube, comme le montre la figure 5 :

1 = patte de réglage de la position de la bague 3 ;

2 = patte de réglage de la position de la bague 4 ;

3 et 4 = les deux bagues glissant l'une contre l'autre ;

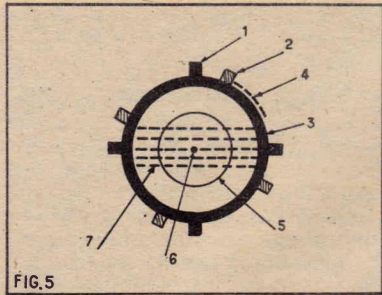


FIG. 5

5 = col du tube vu en coupe transversale ;

6 = axe du tube ;

7 = orientation du champ magnétique.

La position de ces bagues l'une par rapport à l'autre permet d'augmenter ou de diminuer l'intensité du champ magnétique. Leur position, déterminé par rotation, agit sur les faisceaux.

La non-pureté est due généralement à plusieurs causes :

1° une légère imprécision des emplacements des canons due à la construction ;

2° l'effet du champ magnétique terrestre sur les faisceaux cathodiques ;

3° l'influence des nombreux champs magnétiques continus ou alternatifs créés par divers composants du téléviseur : transformateur d'alimentation, bobines de filtrage et d'une manière générale, tous bobinages parcourus par des courants.

Vérification de la pureté

Avant de vérifier la pureté, procéder à la désaimantation du tube cathodique. Régler ensuite la position du bloc de déviation pour que l'image soit bien cadrée.

Faire apparaître une image en couleurs quelconque ou une mire « blanc et noir » avec barres verticales et horizontales ou points.

La vérification consiste à supprimer deux faisceaux sur les trois pour n'en laisser qu'un seul, à l'aide d'un procédé comme celui indiqué en bas sur la figure 6 ou tout autre recommandé par le constructeur.

On sait que l'image rouge, par exemple, est obtenue en appliquant aux cathodes le signal de luminance Y et au wehnelt du canon rouge, le signal R-Y, ce qui donne, par addition des deux signaux, le signal VF chrominance rouge. De la même manière, on obtient les signaux VF chrominance vert et bleu.

A l'aide des interrupteurs I_R et I_V et I_B , on peut supprimer deux faisceaux.

Pratiquement, le montage de vérification de la figure 6 comprend trois pinces crocodile PC que l'on attache aux broches correspondant aux wehnelts. Lorsque I_R et I_V sont fermés, les wehnelts correspondants sont mis à la masse à travers 100 k Ω et qui modifie la polarisation de ces deux wehnelts et éteint les spots bleu et vert.

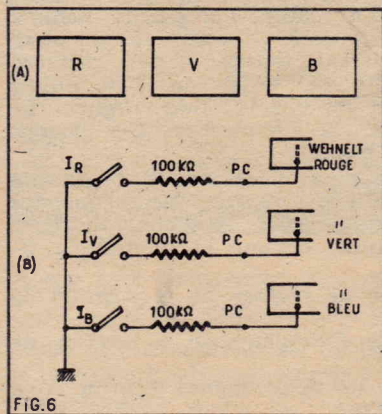


FIG. 6

Dans la plupart des appareils de TVC, toutefois, il existe trois interrupteurs d'extinction et il n'est pas nécessaire de réaliser un dispositif extérieur comme celui indiqué.

Vérification de la pureté rouge : on éteint les spots créés par les canons bleu et vert.

L'image apparaissant sur l'écran du tube doit être uniformément rouge sur toute la surface de l'écran si le faisceau « rouge » frappe les phosphores rouges et non des phosphores bleus et verts. Des « contaminations » de couleur se présentent aussi lorsque le faisceau « rouge » tombe partiellement sur deux phosphores de couleur différente.

Finalement, après trois vérifications, si la pureté est bonne, on obtiendra 3 images l'une rouge, l'une verte et l'une bleue comme on le voit sur la figure 6 en haut.

Si l'image transmise est une mire en blanc et noir, lorsque les trois faisceaux sont tous en activité, celle obtenue sur l'écran ne sera blanche qu'après avoir réglé la convergence.

Centre de déviation

La figure 7 montre en (A), pour plus de clarté deux canons seulement, le rouge et le bleu, engendrant les faisceaux correspondants. En (B) de la même figure, les trois canons sont montés en coupe transversale du col. Les aimants de pureté sont placés correctement, le bloc de déviation est poussé à fond vers le ballon. Les

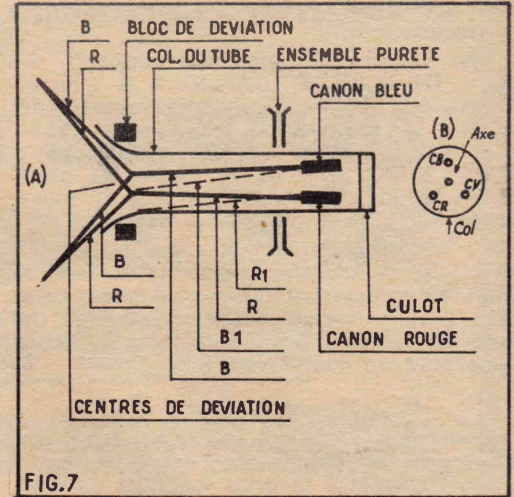


FIG. 7

placent perpendiculairement aux lignes de force du champ magnétique.

Il est ainsi possible de faire passer les faisceaux par les trois centres de déviation.

Ce passage ne se voit pas, évidemment, mais se décode par l'observation de la pureté sur l'écran du tube cathodique.

Considérons aussi le bobinage de déviation dont l'emplacement détermine le plan des centres de déviation des trois faisceaux.

La figure 9 montre le col du tube, deux canons CR = canon rouge, CB = canon

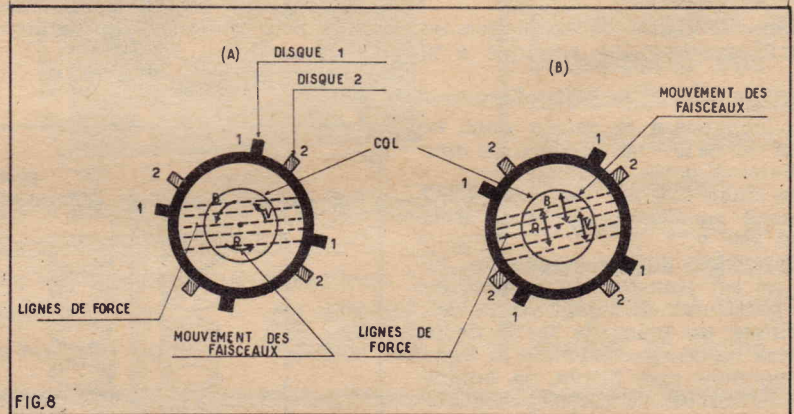


FIG. 8

faisceaux issus des canons, désignés par R et B, ont un parcours rectiligne depuis leur sortie du canon jusqu'à un point nommé centre de déviation (centre R, centre B et centre V non indiqué). L'action du bloc de déviation fait dévier les faisceaux à partir des centres de déviation et donne les trajectoires RB indiquées à gauche de la figure.

Le réglage de pureté agit de manière à ce que les centres de déviation se placent correctement en fonction de la direction des faisceaux issus des canons. Ainsi, si les faisceaux auraient des trajectoires comme celles indiquées en pointillés (B, R₁), les aimants de pureté doivent leur donner les directions correctes.

La figure 8 montre l'effet produit par le réglage des aimants de pureté.

Un des disques (ou bagues) est dessiné en noir, c'est le disque vu par l'observateur. Il possède quatre ergots permettant de le tourner autour du col.

Le disque arrière n'est visible que par les ergots 2.

En A, on montre le déplacement circulaire des faisceaux R, B et V lorsqu'on tourne les deux bagues à la fois sans que l'une se déplace par rapport à l'autre.

En B, on montre l'effet sur les faisceaux lorsqu'on tourne une bague par rapport à l'autre. Dans ce cas, les faisceaux se dé-

bleu. Le vert est omis. Si le bloc de déviation est placé correctement, position indiquée en traits pleins, il détermine le plan des centres de déviation qui se trouve à un niveau situé entre les extrémités avant et arrière du bloc.

Si le bloc est déplacé vers le culot en prenant la position indiquée en pointillés, le plan des centres de déviation suit le même déplacement et les faisceaux se dirigent selon les trajectoires indiquées en pointillés. Il en résultera, des positions extrêmes des faisceaux frappant le col du tube. Les faisceaux ne pouvant atteindre l'écran, il manquera des parties de l'image. Le réglage de pureté ne sera pas possible. On remarquera aussi qu'il est nécessaire de placer le bloc de déviation de façon que les lignes apparaissent horizontales sur l'écran. Le bon emplacement se détermine en tournant le bloc autour du col du tube. Lorsque le bloc de déviation est en position correcte on le fixera à l'aide des dispositifs prévus.

Réglage méthodique de la pureté

1° Réglages préalables.

a) l'appareil de TVC doit être mis au point comme un appareil de TVM (TV monochrome) en ce qui concerne l'alignement des circuits HF, MF, la linéarité des balayages, etc. ;

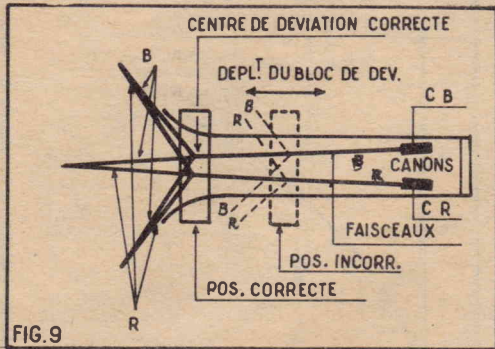


FIG.9

b) les réglages du décodeur et ceux du tube cathodique seront effectués : concentration, centrage, cadrage, amplitude, etc.

2° Désaimantation. L'effectuer manuellement si l'appareil ne possède pas de dispositif automatique (voir notre précédente étude). On peut considérer que tous les appareils de TVC qui sortiront seront munis du dispositif automatique. Avant la désaimantation, l'appareil sera placé à l'endroit du local où il devra fonctionner par la suite. Ne plus déplacer par la suite.

3° Régler la convergence statique avant celle de pureté, c'est ce que des spécialistes compétents conseillent actuellement. Ceci se justifie car il sera plus facile de régler la pureté ensuite. De toutes façons, ces deux réglages s'influencent l'un l'autre et il faut le plus souvent les effectuer alternativement jusqu'à obtention de la pureté et de la convergence statique correctes.

4° Faire apparaître une image rouge sans modulation VF. Pour cela :

a) éteindre les faisceaux bleu et vert ;
b) réduire au minimum le gain en MF image, par exemple, court-circuiter un bobinage ou, si possible, enlever une lampe. Avec des transistors, ceci ne sera pas possible, les transistors étant soudés.

Les opérations a et b s'exécuteront, d'ailleurs, d'après les indications de la notice de l'appareil.

5° Libérer la fixation du bloc de déviation.

6° Régler la pureté au centre de l'image pour obtenir une zone centrale rouge comme celle de la figure 10 A, au moins, en agissant sur les deux bagues du dispositif de pureté. La zone rouge doit être centrée avec une très bonne précision. Si elle apparaît excentrée comme en (B), figure 10, agir sur les aimants de pureté

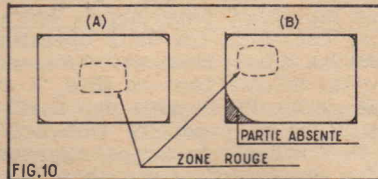


FIG.10

pour que le faisceau rouge se centre par un mouvement radial (voir fig. 8 à droite).

7° Corriger si nécessaire la position du bloc de déviation et le fixer.

8° Recommencer les opérations avec le canon vert seul, puis avec le canon bleu seul. Finalement, un compromis doit donner des images entièrement rouges, vertes ou bleues.

Référence : Note d'Application R.C.A., n° ST 2766 par M. Adams (R.C.A. - Radio-Equipements, Paris).

banc d'alignement

(Suite de la page 39)

L'amplificateur est constitué par les deux triodes d'une ECC82.

Deux contre-réactions ont été prévues dans le schéma afin d'éviter toute distorsion du signal.

D'une part les résistances de cathodes ne sont pas shuntées par le condensateur habituel.

D'autre part le signal recueilli à la sortie de l'amplificateur, et qui est appliqué à la grille de la première triode est également appliqué à la cathode de cette lampe grâce au pont diviseur constitué par P₁ et la résistance CTN. Si nous appliquons deux signaux en phase l'un sur la grille, l'autre sur la cathode d'une lampe, l'effet produit sera le même que si nous avions appliqué à la grille seule un signal égal à la différence des deux. Ce circuit de cathode va donc produire un effet de contre-réaction qui va limiter l'amplitude de l'oscillation, ceci était nécessaire, car pour une amplitude trop grande, les signaux se seraient trouvés écrêtés, soit que la grille de l'un des tubes devienne positive à certains moments, soit qu'au contraire nous ne dépassions pas pour l'une d'elle la tension de cut-off.

Le réglage de P₁ permettra d'obtenir une valeur correcte du taux de contre-réaction. Pas trop élevé sinon l'oscillation ne peut se produire. Assez toutefois pour que le signal reste sinusoïdal. Ce réglage est d'ailleurs à faire une fois pour toutes. P₁ sera donc disposé à l'arrière du châssis, accessible seulement pendant la mise au point.

La résistance CTN permet de maintenir

le réglage correct malgré les variations de la tension d'alimentation. Toute augmentation de la tension de sortie de l'amplificateur se traduit dans la CTN par un courant plus intense, donc une température plus élevée.

La résistance de la CTN décroît alors, augmentant le taux de contre-réaction. Ce qui tend à réduire l'augmentation de la tension de sortie. De la même manière, une diminution de la tension de sortie pourrait être jugulée.

Le signal BF est recueilli sur la plaque de la seconde triode, et son amplitude réglée à volonté grâce au potentiomètre P₂.

Ce signal est envoyé, d'une part à la sortie BF, d'où elle pourra être dirigée vers un amplificateur dont on voudra étudier les caractéristiques, d'autre part vers la grille de la ECH81 afin, comme nous l'avons montré, de moduler le signal MF produit par ailleurs.

A noter que les résistances de 150 KΩ, 1,5 MΩ, 15 MΩ utilisées dans le circuit déphaseur seront de préférence des résistances de précision (1 % si possible). Si les résistances ne sont pas rigoureusement égales deux à deux, il faudrait grâce à des résistances ajustables, rétablir cette égalité selon la méthode qui sera indiquée plus loin.

A noter également que la résistance CTN devra de préférence être disposée ailleurs qu'au voisinage immédiat des tubes, qui constituent d'importantes sources de chaleur.

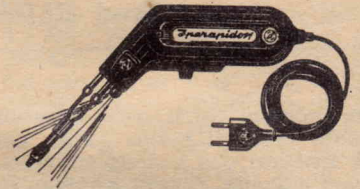
(Dans le prochain numéro : Utilisation d'un voltmètre électronique.)

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 93

au prix de gros

25% moins cher



For à souder à chauffe instantané

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages altern. 110-220 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 la manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévisi- téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an dans un élégant sachet en matière plastique fermeture éclair. Poids : 830 g.

Valeur : 99,00 NET 78

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

RADIO-VOLTAIR

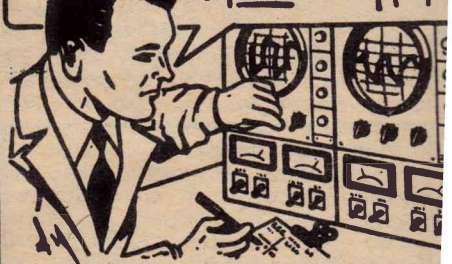
155, avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI^e

ROQ. 98-64

RAPY

Pour RÉUSSIR dans l'électronique

il faut des MATHS



★... vous les apprendrez sans peine grâce à MATH'ELEC, la méthode pratique de Fred KLINGER

Devenez plus rapidement agent technique ou sous-ingénieur en électricité ou électronique.

Suivez ce cours fait pour ceux qui doivent employer les maths comme un outil. Fred KLINGER, à la fois praticien de l'électronique et professeur de mathématiques vous en donnera en quelques mois la maîtrise totale.

(Essai gratuit. Résultat garanti). Retournez-lui ce bon à l'

ECOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES
20, rue de l'Espérance - PARIS XIII^e

GRATUIT

sans frais ni engagement, notre notice explicative n° 924 concernant MATH'ELEC

NOM _____

PRÉNOM _____

ADRESSE _____

circuits déformateurs

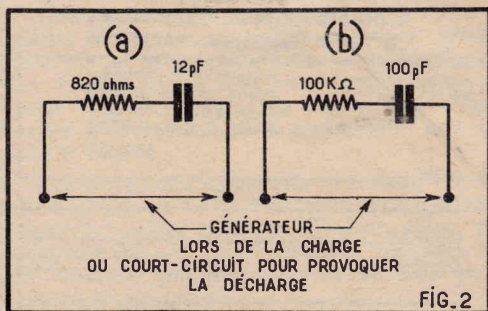
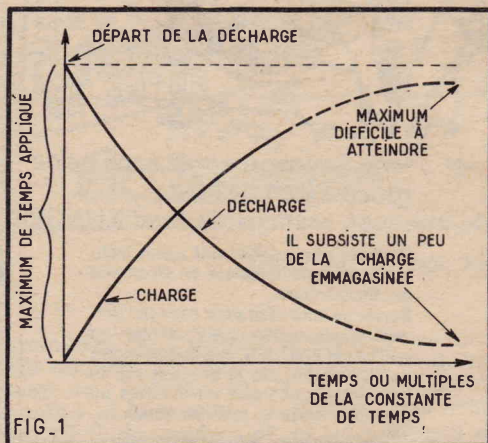
par Fred KLINGER

A un moment où il n'est question que de fidélité plus ou moins haute, donc de respect intégral des formes adoptées pour les divers signaux, il peut sembler étrange d'accepter des déformations, et plus étrange encore de prévoir des circuits spéciaux pour provoquer précisément de telles déformations. Or, les oscillateurs, en général, et les relaxateurs, en particulier, la télévision, en général, et la TV-couleurs, en particulier, ne peuvent absolument pas se passer de signaux de formes bien déterminées et de formes qui s'écartent de leur aspect initial. Si vous voulez, nous parlerons donc de mise en forme, plutôt que de déformations.

Constante de temps

Il ne suffit pas d'appliquer une source de tension, fût-elle la plus continue possible, aux bornes d'un condensateur, pour trouver immédiatement à ses bornes la totalité de ce potentiel; de même, il s'écoulera un certain temps avant de voir disparaître ce potentiel, lorsque, après avoir supprimé le générateur, on réunit les deux armatures de ce condensateur, afin d'en provoquer la décharge.

Des formules bien précises permettent de connaître à chaque instant, ou bien le potentiel qui déjà a pris possession de ces armatures, ou bien celui qui y subsiste encore au bout d'un certain temps: ce sont les lois bien connues de la charge et de la décharge des condensateurs, lois qui, d'une part, prennent une allure exponentielle (fig. 1) et qui font donc intervenir



ce fameux nombre e (environ 2,718) et qui, d'autre part, restent indépendantes, dans une certaine mesure, des caractéristiques même du condensateur pour ne s'attacher qu'au temps et aux résistances qui, dans un tel circuit, pourraient « entraver » l'une ou l'autre de ces deux opérations.

Parmi les divers moments d'observation, dans cette infinité peut-on dire, il en est un que, uniquement pour des besoins de comparaison, on considère tout spécialement, la *constante de temps*, exprimée en secondes et correspondant au produit de la valeur ohmique de la résistance (de toutes les résistances-série du circuit) par la capacité (et non pas sa capacitance! qui ferait intervenir, au moins, la fréquence du signal appliqué).

Lorsque la capacité est donnée en picofarads (ou micromicrofarads, donc la millionième partie d'un microfarad) et la résistance en milliers d'ohms, le temps, la constante de temps, s'obtient directement en millièmes de microsecondes et notre figure 2-a contient ainsi un circuit dont la constante de temps est de:

$$R' \times C' = 0,820 \times 12 = 9,84 \text{ millièmes de microsecondes.}$$

Avec ces mêmes concessions, le deuxième circuit, celui de la figure 2-b, admettrait une constante de temps égale à

$$R'' \times C'' = 100 \times 100 = 10.000 \text{ millièmes de microsecondes} = 10 \text{ microsecondes,}$$

donc une valeur bien différente, qui permettra précisément de distinguer entre eux ces deux signaux obtenus. Auparavant, nous devons cependant nous pencher un peu plus sur les formes, disons normales, prises par chacun de ces signaux.

Charge et décharge

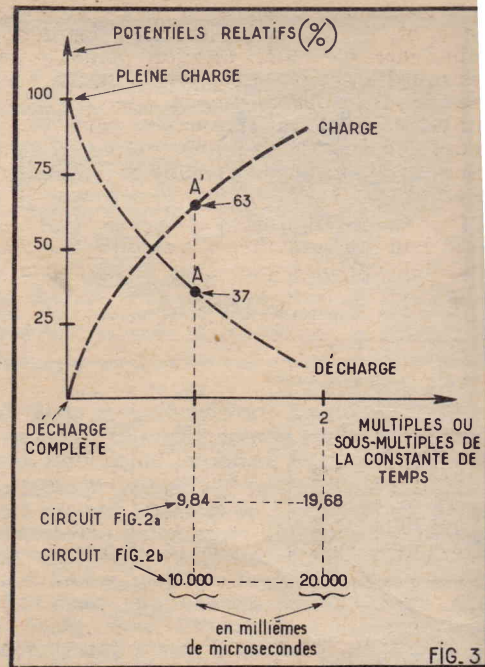
Quelles que soient les durées, quelle que soit la fréquence des tensions appliquées aux bornes d'un tel circuit, il ne faudra jamais renoncer à en tracer des graphiques précis: ce n'est pas, parce que notre esprit quelque peu lourdaud n'est pas en mesure de concevoir des durées aussi réduites que, dans le monde de l'électron, ces phénomènes ne connaissent pas une existence parfaitement réglée; c'est, d'ailleurs, indirectement, pour cette raison, que toutes ces données s'expriment par des pourcentages plutôt qu'en valeurs absolues.

Prenez le cas de la décharge, dont les données peuvent se déduire de la formule (un peu modifiée par rapport à sa forme traditionnelle).

$$\frac{v}{V} = \frac{1}{e^{t/RC}}$$

qui indique le *pourcentage* de tension subsistant aux bornes du condensateur au bout d'un temps quelconque, à partir du début de la décharge.

Nous voyons qu'en donnant à t la valeur même que nous venons de dégager pour cette constante de temps, l'exposant du nombre e devient tout simplement « un » et le rapport entre les deux tensions (début de décharge et moment d'ob-



servation) correspond alors à $1/2,718$, soit environ 37%: c'est là le point A de notre figure 3.

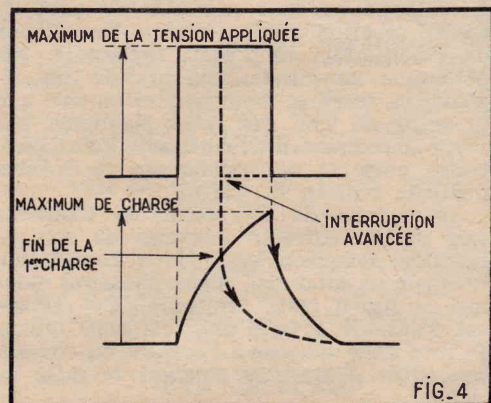
Le calcul proprement dit est des plus simples, malgré la présence de termes aussi rébarbatifs que e , des puissances de e , des quotients, etc.

Voyons, d'abord, des puissances entières de e , ou encore, pour reprendre cette même condition sous un angle un peu plus mathématique: voyons les instants où t correspond à des multiples entiers du produit RC , la constante de temps, puis déterminons directement l'inverse de ces quantités. Nous obtenons ainsi le tableau A, sur lequel il nous semble tout de même assez superflu de beaucoup insister. Les valeurs ainsi obtenues, nous pouvons même les reporter d'emblée sur un graphique, ce que notre figure 4-a fait immédiatement.

TABEAU A

t	t/RC	et/RC (environ)	$\frac{1}{e^{t/RC}}$
RC	1	2,718	0,37
2RC	2	7,4	0,134
3RC	3	20	0,05
4RC	4	52	0,018
5RC	5	150	0,0067
6RC	6	400	0,0025

Il resterait alors, pour plus de précision, à rechercher par des procédés identiques, des points intercalaires en se bornant, par exemple, à des temps d'observation tels que chacune de ces constantes de temps

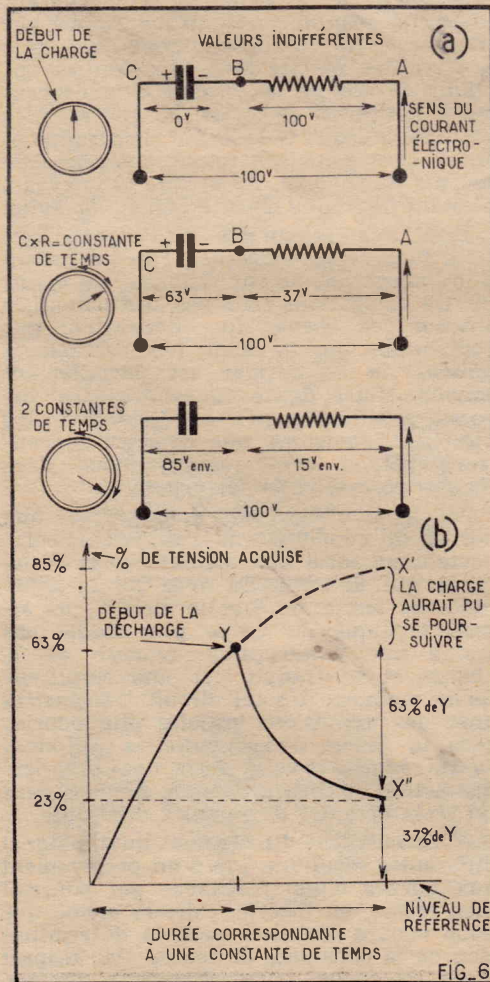
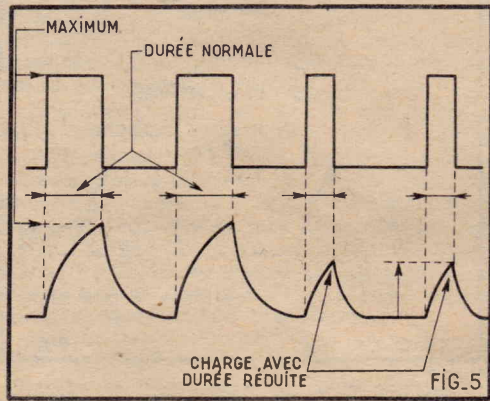


se trouve augmentée de 50 %. Dans ce cas, en effet, il suffirait de modifier les dénominateurs de notre relation générale en les multipliant par 1,65 (soit la racine carrée de e). Nous avons, là encore, prévu un tableau (B) qui contient toutes ces valeurs... prêtes à l'emploi, prêtes à être, elles aussi, incorporées dans le graphique général (fig. 4).

Ce que ces figures ont de remarquable, c'est leur universalité, puisqu'elles restent, en effet, valables quel que soit le conden-

TABLEAU B

t	t/RC	e ^{t/RC}	1/e ^{t/RC}
RC/2	1/2	√e = 1,65	0,605
3/2 RC	3/2	e√e = 4,5	0,243
5/2 RC	5/2	e ² √e = 12,2	0,082
7/2 RC	7/2	e ³ √e = 33	0,03
9/2 RC	9/2	e ⁴ √e = 85,8	0,0117



sateur, quelle que soit sa capacité, quelle que soit sa nature (« céramique », « électrolytique », etc.), quelles que soient les résistances qui font partie du circuit, quels qu'en soient même les emplacements, à la seule condition de les insérer en série.

Potentiels relatifs

Nous ne reprendrons pas ces mêmes calculs, lorsqu'il s'agit d'une charge et nous nous contenterons d'une transposition graphique basée sur une formule légèrement différente, mais aussi peu effrayante que la précédente

$$\frac{v}{V} = 1 - \frac{1}{e^{t/RC}}$$

formule que nous pouvons sans difficulté exploiter, puisque les valeurs du deuxième terme de droite figurent déjà dans notre tableau A : nous aboutissons ainsi à notre tableau C, dont les résultats sont consignés dans notre figure 5.

TABLEAU C

t/RC	1/e ^{t/RC}	1 - 1/e ^{t/RC}
1/2	0,605	0,395
1	0,37	0,63
3/2	0,243	0,757
2	0,134	0,866
5/2	0,082	0,918
3	0,05	0,95
7/2	0,03	0,97
4	0,018	0,982
9/2	0,0117	0,9883
5	0,0067	0,9933

Les résultats que nous y lisons, nous pourrions indirectement les énoncer en opposant aux 37 % subsistants après une constante de temps de décharge, le complément, soit 63 %, approximativement ; ce sera là le potentiel qui aura fait son apparition aux bornes de la résistance, puisque, aussi bien, à chaque instant la loi d'Ohm généralisée doit rester valable et ce qui a disparu d'un côté doit obligatoirement se retrouver de l'autre. Cette remarque n'a nullement pour but d'énoncer des lapalissades, ni même de vous faire l'affront de pontifier avec des lois aussi élémentaires, mais c'est précisément dans cette différence entre les deux « lieux » d'observation que réside le tri des tops.

Jusqu'ici nous avons effectivement observé l'une après l'autre les deux opérations de la charge et de la décharge, et nous avons même fait porter notre observation sur une durée suffisamment longue pour qu'une constante de temps entière ait le temps de se dérouler. Conservons maintenant cette même constante de temps juste à ce moment-là (fig. 6-a) : en reprenant l'exemple facile, mais juste, d'un générateur dont la différence de potentiel (donc en tenant compte de la chute aux bornes de sa résistance interne) atteindrait 100 volts, nous ne disposerions à cet instant, entre A et B, que de 37 volts et servé l'une après l'autre les deux opérations de la charge et de la décharge, et nous avons même fait porter notre observation sur une durée suffisamment longue pour qu'une constante de temps entière ait le temps de se dérouler. Conservons maintenant cette même constante de temps juste à ce moment-là (fig. 6-a) : en reprenant l'exemple facile, mais juste, d'un générateur dont la différence de potentiel (donc en tenant compte de la chute aux bornes de sa résistance interne) atteindrait 100 volts, nous ne disposerions à cet instant, entre A et B, que de 37 volts et

servé l'une après l'autre les deux opérations de la charge et de la décharge, et nous avons même fait porter notre observation sur une durée suffisamment longue pour qu'une constante de temps entière ait le temps de se dérouler. Conservons maintenant cette même constante de temps juste à ce moment-là (fig. 6-a) : en reprenant l'exemple facile, mais juste, d'un générateur dont la différence de potentiel (donc en tenant compte de la chute aux bornes de sa résistance interne) atteindrait 100 volts, nous ne disposerions à cet instant, entre A et B, que de 37 volts et

A quelle tension correspondrait ce point ? Nous sommes partis de 63 volts, résultat de la fin de charge et au cours de cette première constante de temps de la décharge, nous nous retrouverions (fig. 6-b) à 37 % seulement de la valeur initiale, soit (point X''), environ 23 volts par rapport au niveau de référence choisi.

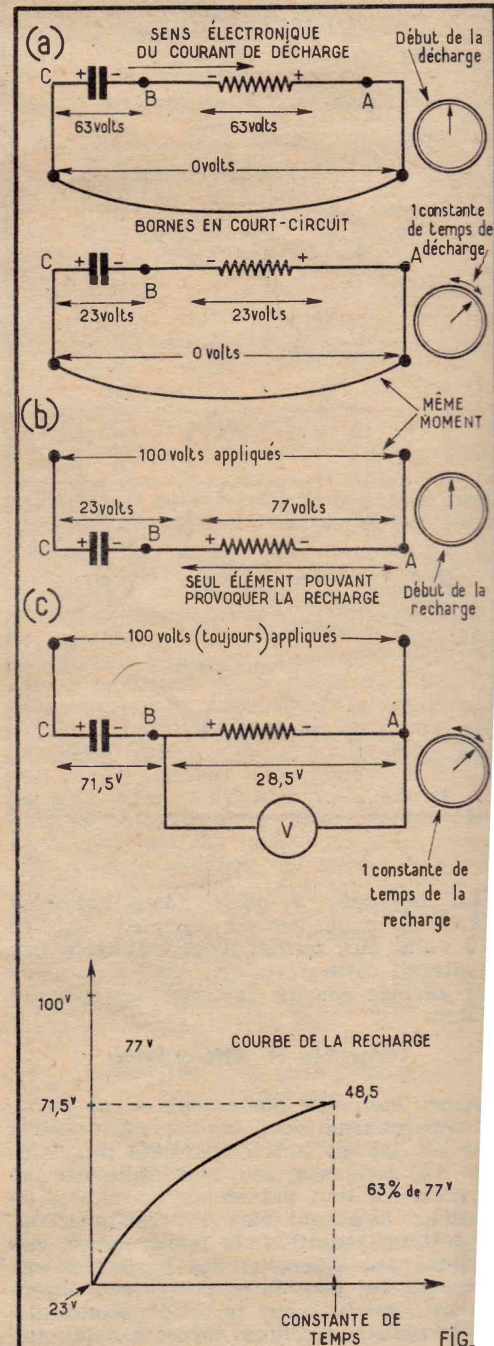
Une charge qui repartirait de ce moment-là et qui exigerait pour cela une nouvelle application de notre générateur extérieur, ne se ferait ainsi plus que sous l'effet (fig. 7) de la différence entre deux potentiels et ce serait là encore le départ du décompte des tensions emmagasinées : au maximum nous pouvons espérer atteindre les 100 volts extérieurs, mais cette situation n'aura de chance de se présenter qu'au bout de 4, 5 ou 6 fois la constante de temps. La répartition de ces valeurs en fonction du temps, considérera donc cette différence, soit (en prenant, à nouveau, le point X'')

$$100 - 23 = 77 \text{ volts}$$

et elle n'en retiendra que les 63 % ou encore 48,5 volts, qui nous placent tout de même de

$$48,5 + 23 = 71,5 \text{ volts}$$

au-dessus du niveau de référence.



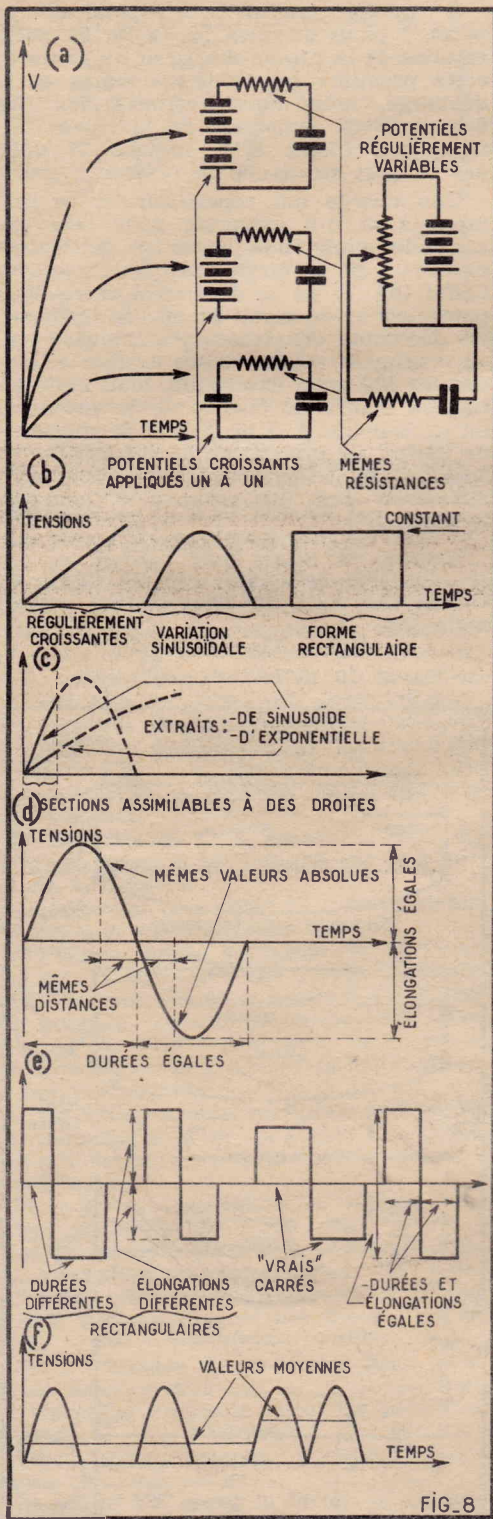


FIG. 8

En revenant à notre résistance-série (fig. 7-b) nous serions certains de lire 28,5 volts aux bornes d'un voltmètre qui shunterait cette dernière; ainsi se trouverait vérifiée encore la trop fameuse loi d'Ohm.

Intégration et différenciation

Ainsi, bien que nos calculs aient porté, suivant les traditions, sur les seuls aspects pris par les tensions engendrées aux bornes du condensateur, leur influence se ferait sentir tout autant sur les chutes de tensions naissant dans la résistance et, dans toute tentative de transposition des tensions appliquées et des variations résultantes, on peut faire porter son observation aussi bien sur le condensateur que sur la résistance; il est même à noter que le rôle de cette dernière se fera sentir lors

de la charge tout aussi bien que pendant la durée de la décharge.

Dans de telles opérations de sélection, on disposera donc de deux moyens, l'un portant sur le choix convenable des constantes de temps, en tenant, par exemple, compte des calculs consignés dans nos tableaux A, B et C, l'autre faisant appel aux deux points de prélèvement possibles; le choix de ces points transforme le circuit en un montage intégrateur ou différentiateur.

Jusqu'ici, nous n'avions envisagé que des potentiels différents qui venaient d'être appliqués à l'entrée des circuits par des moyens purement mécaniques; il fallait, en effet, supprimer l'un des générateurs pour en appliquer un autre, ou encore on dotait un générateur unique d'un dispositif de contrôle (fig. 8-a) dosant les fractions réellement appliquées.

La réalité autre que la simple expérimentation, style « enseignement secondaire » sera bien différente la plupart du temps et la variation de ces potentiels s'obtiendra de façon généralement automatique, soit en faisant appel directement à des tensions sans cesse variables (fig. 8-b), soit en ne conservant que de telles tensions que les valeurs présentées par elles pendant des intervalles de temps réduits, pendant des extraits de leurs variations complètes (fig. 8-c).

La première de ces situations, nous aurons des chances de la rencontrer en utilisant, d'une part, notre très fameuse sinusoïde et, d'autre part, des signaux rectangulaires. Dans la première de ces éventualités, par définition même, les durées des parties positives également en tous points la durée des sections négatives et les élongations relatives et maxima auront obligatoirement une même valeur (fig. 8-d).

Dans l'autre éventualité, il peut y avoir à la fois, inégalité entre les durées des sections positive et négative et même inégalité entre les deux élongations relatives; il est maintenant assez couramment admis de ne doter de la dénomination « signal carré » que les signaux qui présentent des intervalles égaux pour les deux sortes de conceptions et qui présentent, dans le cadre de chacune d'elles, des élongations à tous moments égales (fig. 8-d): la forme, disons géométriquement carrée, n'est plus indispensable, car elle coupait court, ne l'oublions pas, à l'emploi de dispositifs amplificateurs pratiquement linéaires (fig. 8-e).

On pourrait s'étonner que nous n'ayons pas mentionné ici les signaux sinusoïdaux redressés, ces signaux dont il est dit qu'ils admettent une valeur moyenne non nulle (fig. 8-f).

La charge du condensateur alimenté par un élément redresseur prend, en effet fin au moment précis où la sinusoïde présente exactement la même tension que celle que le condensateur a été en mesure d'admettre (c'est donc un moment qui se situe pratiquement toujours au-delà de la première demi-alternance) et la charge suivante débute au moment où la sinusoïde dépasse à nouveau (fig. 9) le potentiel que le condensateur n'a pas eu le temps de perdre encore au cours de sa décharge. L'alternance supprimée par le redressement n'intervient alors en aucune mesure dans ces phénomènes et la présence de la diode redresseuse se justifie surtout par le fait que, lors de la décharge, la branche dont elle fait partie oppose à l'avancement du courant une résistance quasi infinie et que ce courant se dirigera donc tout entier vers la suite du circuit de filtrage, pour recharger surtout le deuxième condensateur généralement associé dans une telle cellule.

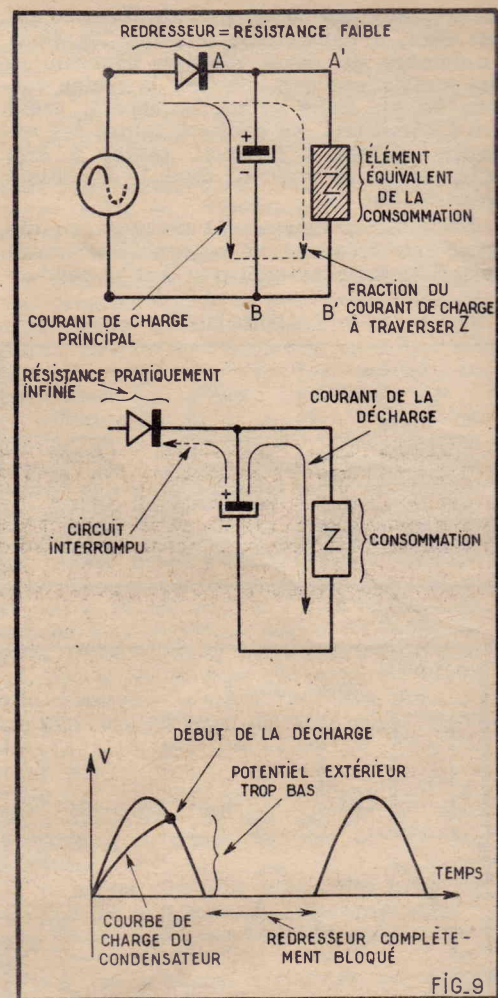


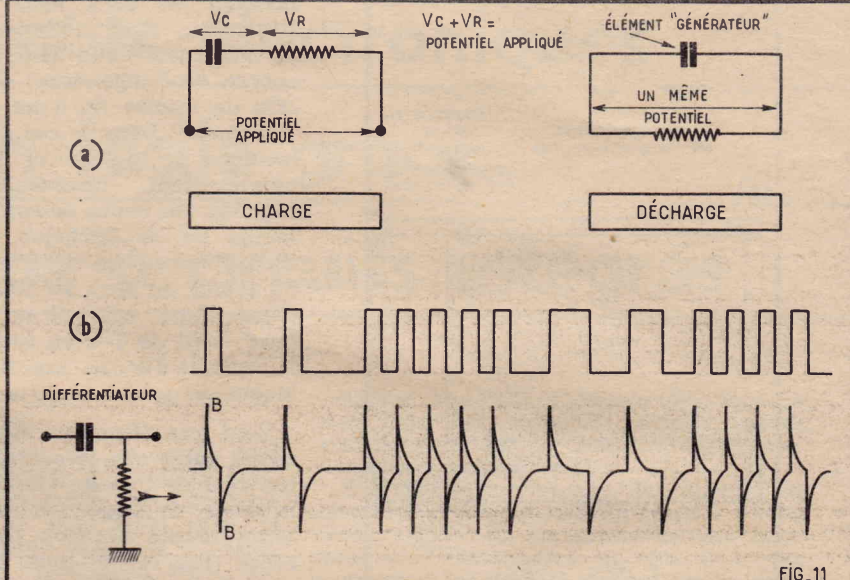
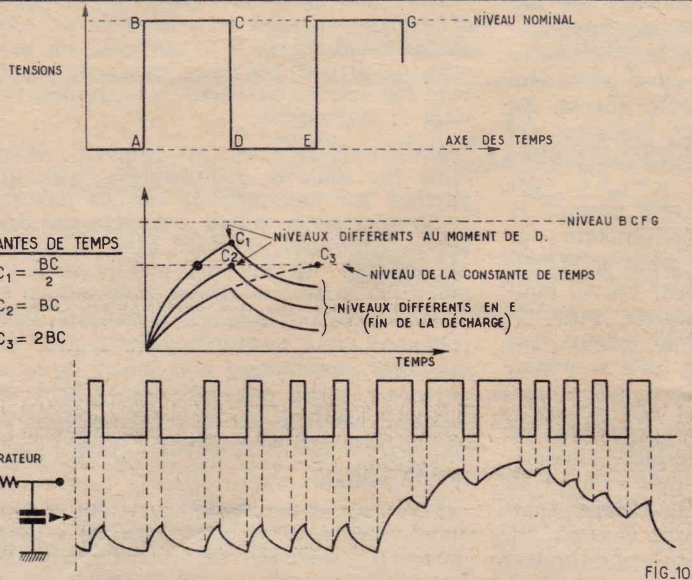
FIG. 9

Le signal rectangulaire, lui, correspond exactement à la situation d'un courant continu établi ou, au contraire, coupé par la manœuvre d'un interrupteur manuel: pendant les parties B-C le potentiel appliqué détermine le passage d'un courant (en l'occurrence celui de la charge); la coupure brusque C-D le fait disparaître et on ne constatera son retour qu'après être revenu au niveau F, et ce, à nouveau, pendant la durée F-G et ainsi de suite.

Tous nos arguments précédents font alors bien comprendre que l'on ne pourra se prononcer, sinon sur la forme, du moins sur les élongations relatives, des potentiels obtenus aux bornes du condensateur que pour autant que la valeur (en fractions de farads) de ce dernier est parfaitement connue. Notre figure 10 couvre ainsi diverses possibilités qu'il est d'autant moins absurde d'envisager que nous en rencontrons bel et bien quelques-unes dans chaque récepteur de télévision.

Le signal intégré sera donc prélevé aux bornes du condensateur d'un circuit comportant en série avec ce dernier la résistance qui déterminera avec lui la constante de temps de tout le circuit: un signal appliqué de durée plus faible entraîne une interruption avancée de la charge et se traduit par une amplitude finale moindre. Un tel circuit transmettra donc des impulsions initiales plus courtes sous la forme d'exponentielles d'élongations réduites: voilà bien une première distinction qu'il sera possible de faire dans un train complet de signaux différents.

Il s'ensuit très directement que le signal différencié résultera, lui, d'un prélèvement aux bornes d'une résistance qui pourrait bien rester, en théorie, celle-là même que nous venons d'utiliser pour la détermination de la constante de temps. Par respect de la loi d'Ohm (ou de Pouillet), dès que



notre potentiel atteint, au départ, le « point » B, la totalité de ce potentiel doit bien se retrouver quelque part, puisque, à ce moment-là, le condensateur, lui, n'a accepté encore aucune charge et « ce quelque part », c'est précisément la résistance : nous nous trouvons alors (fig. 11) dans la région A'-B' qui se traduit par une pointe très très prononcée. Puis, au fur et à mesure que le condensateur admet des charges sur ses armatures, donc encore à une cadence qui dépend de la constante de temps, cette pointe s'efface pour donner lieu à une section régulièrement décroissante, puis, au moment où débute la décharge, le potentiel aux bornes de cette résistance atteint instantané-

ment — et même brusquement — une pointe inverse : le potentiel alors présent aux bornes du condensateur, mais changé de signe.

Ainsi, puisque ces pointes et puisque la durée de la partie exponentielle dépend de la charge ou du début de la décharge du condensateur, nous aurons à nouveau introduit un système capable de traduire par des différences de tensions des différences qui ne se caractérisent au départ que par des différences de durée.

Le tri des tops

Résumons bien la situation, par ces divers cas spéciaux : à un même circuit

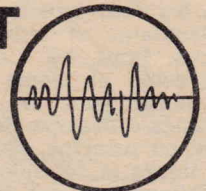
nous appliquons ou bien des signaux identiques et nous aurons des résultats différents suivant, d'une part, les constantes de temps et, d'autre part, suivant l'endroit (résistance ou condensateur) où nous les prélevons ; ou bien, nous appliquons une suite de signaux différents les uns des autres à un circuit unique en prélevant encore le résultat aux bornes de l'un ou de l'autre des deux organes, donc encore différence des formes obtenues ; ou bien, enfin, nous prévoyons deux circuits indépendants pour un tel train de signaux, eux-mêmes dissemblables. En fait, la section « tri », donc la section déformation, emploiera une sorte de synthèse de ces trois solutions.

DECOUVREZ L'ELECTRONIQUE!

PAR  LA PRATIQUE

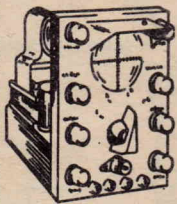
Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours est basé uniquement sur la PRATIQUE (montages, manipulations, utilisations de très nombreux composants) et L'IMAGE (visualisation des expériences sur l'écran de l'oscilloscope).

Que vous soyez actuellement électronicien, étudiant, monteur, dépanneur, aligneur, vérificateur, metteur au point, ou tout simplement curieux, LECTRONI-TEC vous permettra d'améliorer votre situation ou de préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables.

ET  L'IMAGE

1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

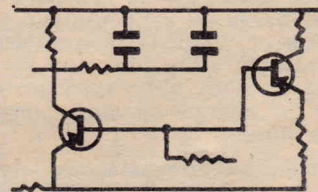
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.

2 - COMPRENEZ LES SCHEMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuits employés couramment en Électronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits :

- Action du courant dans les circuits
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Semi-conducteurs
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple
- Circuit photo-électrique
- Récepteur Radio
- Émetteur simple
- Circuit retardateur
- Commutateur transistor

Après ces nombreuses manipulations et expériences, vous saurez entretenir et dépanner tous les appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, ordinateurs, etc...

Pour mettre ces connaissances à votre portée, LECTRONI-TEC a conçu un cours clair, simple et dynamique d'une présentation agréable. LECTRONI-TEC vous assure l'aide d'un professeur chargé de vous suivre, de vous guider et de vous conseiller PERSONNELLEMENT pendant toute la durée du cours. Et maintenant, ne perdez plus de temps, l'avenir se prépare aujourd'hui : découpez dès ce soir le bon ci-contre.

LECTRONI-TEC

GRATUIT : sans engagement - brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 18 (à découper ou à recopier) à envoyer à LECTRONI-TEC, 35 - DINARD (France)



Nom : (majuscules)
Adresse : S. V. P.)

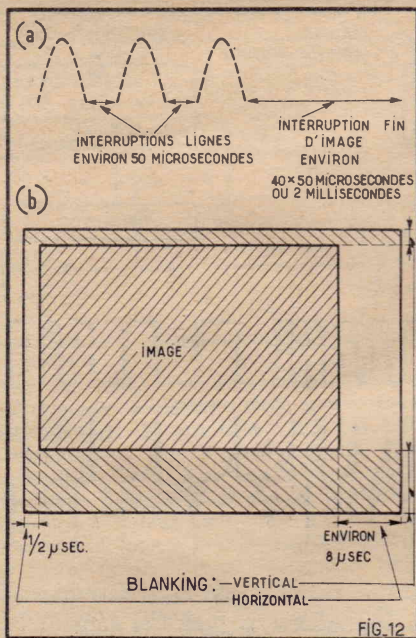


FIG.12

nisation, tel qu'il nous est envoyé par l'émetteur, n'est nullement de provoquer la naissance d'une dent de scie et moins encore de l'engendrer: il aura pour seul rôle de mettre fin à un cycle normal du relaxateur. Dans le cas d'un blocking par exemple, le top devra, pour synchroniser correctement, intervenir avant que (fig. 13), au cours de son cycle normal, la lampe ne se débloque d'elle-même: ce déclenchement se produira donc au début du retour du spot, au moment où, au bout d'une ligne, celui-ci se trouve près du bord droit de l'écran (ou son retour vers le haut de l'écran, une fois qu'il a atteint le bas).

Tant que l'émetteur ne transmet pas de signal autre que la porteuse-HF, le potentiel réel de l'anode-vidéo tient compte de la chute de tension dans la charge anodique, chute obtenue par le courant au repos (fig. 14) et pour bien comprendre, pour bien détailler le rôle de ce potentiel, il faut le considérer encore comme la

Les tops semblent triés, leurs durées différentes ont été transformées en élongations différentes et il suffirait, en principe, de diriger ces deux sortes de pointes vers les entrées des deux relaxateurs, vertical et horizontal.

Mais tout cela est, en principe, réalisé dans une seule et même lampe, bien que, parfois, les fonctions de tricuse des tops et de séparatrice soient assumées par deux tubes différents et c'est ainsi que nous aboutissons au schéma de principe de notre figure 15, au schéma-bloc même, qui montre que le relaxateur horizontal, généralement un « multivibrateur », peut être alimenté directement à la sortie de la séparatrice, alors que le « blocking », relaxateur vertical, ne recevra souvent son signal de synchronisation qu'après passage par la trieuse.

Pourquoi donc, finalement, ces circuits déformateurs, alors qu'en apparence les signaux transmis par les émetteurs brillent tellement par leur perfection? Parce que précisément les circuits auxquels ils sont

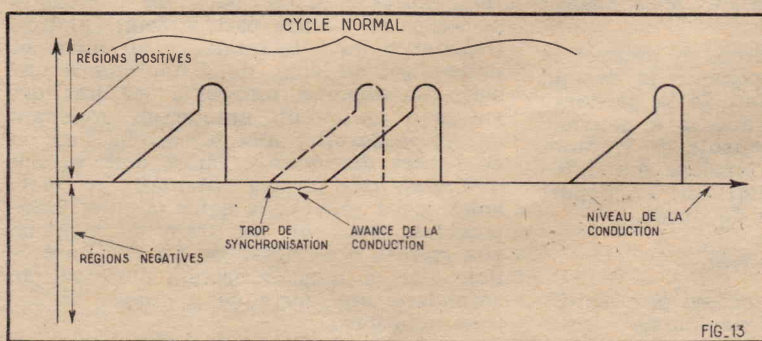


FIG.13

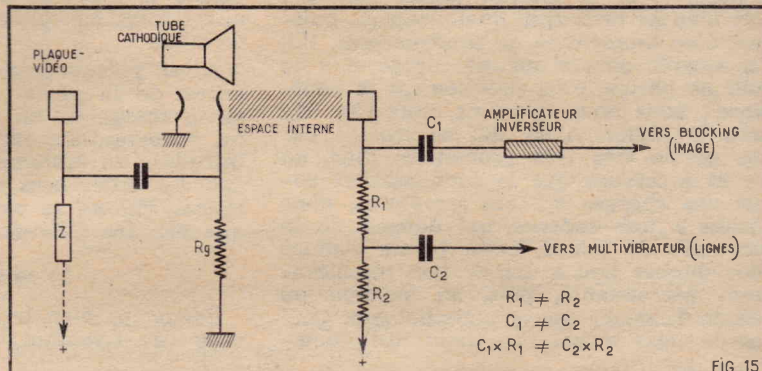


FIG.15

Il n'est pas exagéré de dire qu'en tournant l'interrupteur de notre récepteur de télévision (encore) noir-et-blanc, nous provoquons la réception de 4 émissions différentes (l'image proprement dite et le son, les deux synchronisations verticale et horizontale) et imbriquées les unes aux autres. Pour les incorporer cependant à une seule et même émission, on choisit au moins pour ces deux dernières, des rythmes différents (les tops-lignes reviennent, en principe, 300 fois plus souvent en 625 lignes et 400 fois en 819 lignes que les tops-image) et ces deux sortes de signaux prendront place aux instants où l'image s'interrompt précisément (fig. 12-a).

Ainsi, on placera la totalité des signaux de synchronisation dans des régions ultra-noires, là où les potentiels éteignent le tube cathodique et toutes ces régions forment les blankings (« éteignant ») qui, superposés, engendrent une bande située, en principe, partiellement à gauche de l'image et partiellement à droite; en réalité, ces deux régions de blankings devront se répartir (fig. 12-b) — de façon d'ailleurs inégale — entre les 4 bords du rectangle lumineux créé par les deux balayages et, malheureusement, cette répartition dépend, entre autres, beaucoup des caractéristiques mêmes des organes entrant dans la composition des circuits.

Contrairement à ce que l'on entend parfois dire, on peut, dans le système français, voir (entrevoir, plutôt) effectivement ces régions; il suffirait, en quelque sorte, de fausser les rapports de tension prévus par le tube cathodique en poussant un peu la luminosité; cette légère bande grisâtre qui apparaîtrait alors représenterait les divers blankings superposés.

Il faudra donc bien spécifier que la mission fondamentale d'un top de synchro-

cause de la charge du condensateur de liaison avec une constante de temps qui associe celui-ci à la résistance de « fuite » de la grille du tube suivant, du tube séparateur (fig. 14-b).

L'arrivée d'un signal « d'information » entraîne une baisse du potentiel anodique et s'il se maintient pendant la durée d'une ligne (une cinquantaine de microsecondes) le condensateur n'aura guère le temps de perdre beaucoup de la charge emmagasinée: le potentiel de la grille de cette lampe reste constant.

C'est bien la résistance de charge de cette grille qui a pour mission inavouée, mais réelle, de polariser ce tube et il s'ensuit que celui-ci restera bloqué durant tous les intervalles où cette tension dépasse le seuil déjà très faible du cut-off, seuil qui dépend, entre autres, de la tension, extrêmement réduite (guère plus de 30 volts) de la grille-écran. La fin de la ligne entraînera le déblocage de la séparatrice, donc la décharge du condensateur à travers, cette fois-ci, l'espace interne du tube (qui ne présente alors plus une résistance infinie) et l'on voit apparaître aux bornes de la charge anodique une pointe de faible durée.

Dans les mêmes circonstances, le deuxième circuit de dérivation, dont la constante de temps est plusieurs centaines de fois plus élevée, ne laissera naître aux bornes de son condensateur qu'une charge des plus réduites, donc une décharge des plus rapides; par contre, sa constante de temps, en rapport direct avec la durée du top vertical, emmagasinera une charge notable qu'il perdra en engendrant aux bornes de sa résistance propre des pointes nettement différentes de celles qui naissent lors du retour de la ligne.

destinés ne peuvent — et ne savent — obéir qu'à des tensions hautement différenciées: cette nécessité, nous espérons l'avoir démontrée.

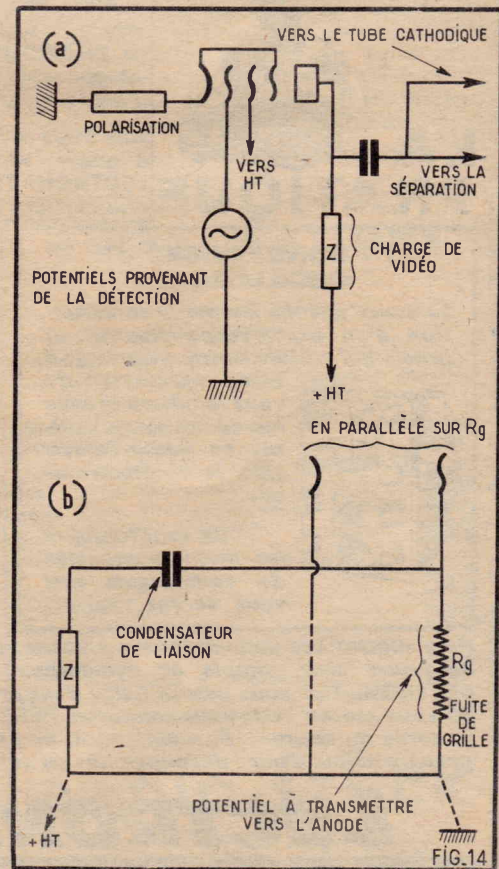


FIG.14



nouveautés et informations

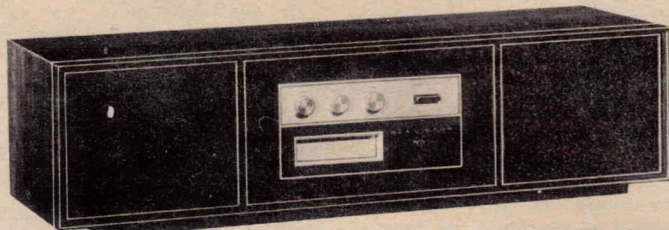
LA MUSIQUE STERÉOPHONIQUE A BORD DES VOITURES GRACE AU STEREO 8

Il semble bien que la musique enregistrée subisse actuellement une évolution comparable à celle qui se traduit par l'apparition des disques microsillons et que cette évolution s'effectue en faveur de la bande magnétique stockée en chargeur.

C'est ainsi que la firme d'enregistrement RCA Victor et la Société d'électronique Motorola ont présenté à Paris, au cours d'une conférence de presse, un nouveau système de cartouches de bandes magnétiques,

tiquement l'ouverture de la bande afin d'éviter l'introduction de corps étrangers dans le mécanisme. Le déplacement de la tête de lecture entre les 4 paires de pistes se fait grâce à un solénoïde mis en action par un court ruban de métal disposé sur la bande. On peut également choisir manuellement les pistes en appuyant sur un bouton.

Les 8 pistes pré-enregistrées sont supportées par une bande de 6,35 mm de large. La vitesse de défilement de cette bande est de 9,5 cm/sec. Elle permet l'enregistrement d'une plus grande gamme de fréquences que celle obtenue par les appareils fonctionnant à 4,75 cm/sec. Des dispositifs de spirale con-



et les appareils permettant leur reproduction, l'ensemble étant désigné par le vocable « Stéréo 8 ». Il s'agit d'un dispositif stéréophonique à 8 pistes plus spécialement destiné à l'écoute en voiture mais qui peut parfaitement s'employer en appartement.

Ce magnétophone stéréophonique est, paraît-il, devenu d'usage courant aux U.S.A. Depuis longtemps, l'idée de reproduire de la musique enregistrée en voiture tentait les constructeurs d'appareils électro-acoustiques. Certains ont même conçu des électrophones adaptés à cette utilisation ; mais leurs succès fut très limité du fait de la durée réduite de reproduction et surtout parce que la manipulation de disques est peu pratique dans ces conditions.

C'est pour combler cette lacune que Motorola a conçu et mis au point en 1965 un magnétophone à 8 pistes pour la société des Automobiles Ford qui lança cet appareil sur le marché des Etats-Unis. Depuis lors tous les principaux fabricants d'automobiles, la plupart des constructeurs d'appareils électro-acoustiques ainsi que les plus importantes firmes de l'industrie du disque ont mis des magnétophones à 8 pistes à la disposition du public.

Les magnétophones se fabriquent séparément ou bien sont incorporés à un poste radio AM. L'utilisation comme lecteur de bande consiste simplement à glisser la cassette dans une fente de l'appareil, ce qui presse le galet de celle-ci contre le revolver de tour du magnétophone et l'enclenchement est automatique. Une tête de lecture explore deux des huit pistes à la fois. Quand le chargeur est retiré, un volet recouvre automa-

Le stéréo 8 n'est pas seulement prévu pour l'équipement des voitures. Voici un appareil de reproduction pour appartement comprenant le dispositif de lecture, l'amplificateur et deux haut-parleurs. Son fonctionnement est automatique. Il est mis en fonctionnement quand la cassette est mise en place et arrêté dès que cette cassette est retirée

tinue et de changement de pistes automatique supprime la nécessité de retourner la bande ou d'inverser la cassette. Un chargeur procure 80 minutes d'audition après lesquelles l'enregistrement est automatiquement répété. Chaque bande comprend 4 programmes stéréo complets soit l'équivalent de 2 disques stéréo de 30 cm.

Dans une voiture les haut-parleurs sont généralement placés dans les portes, ou dans le renforcement des portes ou encore sous le tableau de bord. Ces divers emplacements procurent un excellent effet stéréophonique.

RESISTANCES C.T.P.

Les recherches sur les propriétés et les possibilités d'emploi des matériaux entraînent continuellement la découverte d'éléments intéressants appelés à jouer un rôle très important dans l'électronique. Parmi les exemples les plus connus, nous trouvons les résistances VDR (variables avec la tension), les résistances LDR (variant en fonction de la lumière) et les résistances CTN (à coefficient de température négatif). Quant aux résistances CTP, elles sont encore assez récentes ; ce sont des résistances tributaires de la température, mais avec coefficient positif. Examinons ce matériel en détail :

La caractéristique la plus importante des résistances CTP réside dans le fait que le coefficient de température (en valeur absolue) est considérablement plus élevé que celui des résistances CTN, ceci toutefois dans une zone de température limitée. Ce coefficient ne prend tout son intérêt qu'au-dessus d'une température donnée (point de Curie) (voir fig. 1).

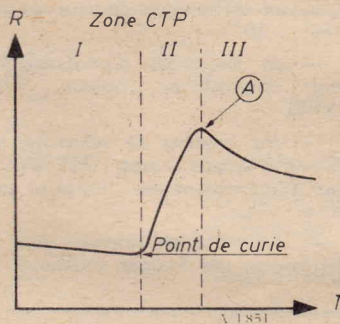


Fig 1

Les résistances CTP sont fabriquées à partir de titanate de baryum fritté auquel sont ajoutés des sels et des oxydes métalliques. Le dosage de ces derniers peut avoir une grande influence sur les propriétés des résistances CTP. Lors du frittage, on assiste à la formation de cristaux qui confèrent au titanate de baryum un caractère de semi-conducteur. Les résistances CTP se présentent sous forme de petites perles et les conducteurs y sont connectés avec la matière céramique par une soudure spéciale. Afin de la protéger contre les



influences atmosphériques, la perle est laquée. Quatre résistances CTP différentes sont actuellement offertes et elles se différencient principalement par le coefficient de température.

A 25° C, ces résistances CTP ont une résistance de l'ordre de 50 à 60 ohms. Le coefficient de température est respectivement de + 6, + 15 et + 35 %/° C.

Le point de Curie (ou point de transition ou de basculement) est à : + 35, + 50, + 80, + 110° C. La constante de dissipation pour tous ces types est approximativement 6 mW/° C en l'absence de circulation d'air.

Possibilités d'applications des résistances CTP.

Trois principales applications apparaissent à la lumière de ces caractéristiques.

Mesure du niveau des liquides.

Protection thermique des moteurs électriques.

Interrupteur thermique fonctionnant en « tout ou rien » pour circuits d'alarme ou de sécurité divers.

Dans ce dernier domaine il faut signaler une très intéressante application réalisée par la S.N.C.F. pour la détection de chauffage des boîtes d'essieu. Ceci permet le contrôle de la température critique des boîtes à graisse sur des locomotives et wagons destinés aux grandes vitesses. Le modèle réalisé sous forme de sonde est vissé directement sur la boîte d'essieu, le logement de la CTP étant immergé dans la graisse. Un système électronique alimenté par une source de tension indépendante du réseau, commande une lampe témoin qui indique au conducteur l'essieu dont la température de la graisse devient critique. Ce point se situe aux alentours de 100° C. Cet appareil équipe déjà des locomotives du type BB 9200 et tout récemment les TEE. CC 40100 et CC. 40104.

Il présente sur l'ancien système constitué par un bilame, l'avantage d'une bien plus grande fiabilité et d'une maintenance considérablement simplifiée. Bien entendu, les conditions d'endurance et de robustesse imposées à ces pièces sont des plus dures.

Cette importante application industrielle semble devoir rencontrer une foule d'utilisations similaires et fait présager un avenir intéressant pour ce composant dans de multiples domaines.

INAUGURATION A BAGNEUX D'UN CENTRE ANNEXE DU CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIERS

Un nouveau centre a été créé par le Conservatoire National des Arts et Métiers, avec le concours de la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT. Installé dans les locaux du Centre technique THOMSON de Bagneux, il assurera la formation de base nécessaire à la préparation aux divers diplômes d'ingénieur délivrés par le CNAM.

Les méthodes audio-visuelles y sont largement utilisées et les cours du CNAM y sont reçus grâce à une technique originale de diffusion des images télévisées : « LA POLYVISION ». Ce procédé, conçu et mis au point par THOMSON, utilise des récepteurs de télévision spéciaux suspendus au plafond de la salle de cours et dont l'écran est protégé de la lumière ambiante par une visière qui élimine tous les reflets parasites. L'image télévisée est observée par chaque élève à l'aide d'un miroir orientable placé sur sa table, ce qui lui assure une vision optimale et lui permet de suivre le cours télévisé tout en prenant simultanément des notes, ceci sans fatigue.

La création du nouveau Centre annexe ouvert à tous constitue une initiative particulièrement intéressante dans le cadre de la collaboration, dont la nécessité devient chaque jour plus évidente, entre l'Enseignement et l'Industrie.

UN NOUVEAU TRANSISTOR DE PUISSANCE

En raison de la demande croissante de semi-conducteurs pour récepteurs de télévision, ou autres appareils transistorisés, Semotronics Corp. vient de créer un nouveau transistor de puissance convenant pour les amplificateurs de balayage horizontal ou vertical des téléviseurs ou les équipements employant des circuits commutants à hauts voltages.

Ce nouveau transistor de puissance, le HO-300 est particulièrement utilisable pour les étages de télévision nécessitant à la fois des voltages élevés et des courants intenses.

Le HO-300 remplit toutes les conditions pour le remplacement du transistor de l'étage de sortie horizontale ou verticale sur les téléviseurs d'appartement ou portatifs. Hermétiquement scellé de manière à assurer un long service, ce transistor, selon son constructeur, est idéal pour les écrans de toutes dimensions et toutes formes. Sa capacité de commutation est de 1 800 VA.

Aujourd'hui, l'industrie électronique française est à même de répondre à ce besoin, ainsi qu'en témoigne le matériel qui a été présenté à la fin de l'année dernière à la Direction Générale de l'O.R.T.F. et aux responsables des principaux organismes de télévision par la Compagnie Française THOMSON HOUSTON-HOTCHKISS BRANDT.

Les matériels présentés couvrent la totalité des besoins en sources d'images

Ils comprennent :

— un télécinéma pour la lecture des films couleur 35 mm (THT 2 300).

— un télécinéma couleur 6 mm (THT 2 301).

— un analyseur d'images fixes pour diapositives couleur (THT 2 100).

— une caméra de télévision en couleur à quatre tubes (THT 2 001) pour l'équipement des studios et cars de reportage.

— des matériels annexes pour la distribution des images couleur.

OSCILLATEURS MINIATURES ENFICHABLES A FREQUENCE STABLE

Des oscillateurs transistorisés monoblocs, présentés par une firme britannique, mettent à la disposition des concepteurs de matériels électroniques un générateur de fréquence moyenne peu coûteux et d'une stabilité élevée, sous forme d'un module enfichable.

Pour fonctionner l'oscillateur ne nécessite qu'une alimentation basse tension de 6 volts, et il convient à de nombreuses applications, assure le fabricant. Il est doté soit d'un culot octal international soit d'un culot B7G, et peut être livré pour travailler à des fréquences de 1 kHz à 100 MHz. Les oscillateurs de 1 kHz à 115 kHz ont un culot octal et les oscillateurs de 115 kHz à 100 MHz ont un culot B7G.

L'ELECTRONIQUE FRANÇAISE PARTICIPE A LA SECURITE DES AERODROMES OUEST-ALLEMANDS

L'aviation civile de la République Fédérale Allemande va équiper tous ses aérodromes du système CSF transformateur d'images radar en images télévisées.

Après un essai concluant sur les aérodromes de Francfort et de Hanovre du système CSF « Bright Display », la B.F.S. (Bundesanstalt für Flugsicherung) vient de passer commande à CSF, d'une deuxième tranche de matériels destinés à compléter les installations de Francfort et à équiper l'aérodrome de Munich. Cette commande concerne 24 transformateurs d'images TI 450 et les équipements périphériques.

Le TI 450 permet de convertir les images radar en images de télévision à haute brillance faciles à transmettre et exploitables en ambiance claire. L'organe essentiel du transformateur d'images est un « tube à mémoire » CSF, TMA 406 comportant une cible semi-conductrice dont la rémanence très élevée est réglable de 2 à 60 secondes.

TELEVISION EN COULEUR : THOMSON PRESENTE SES MATERIELS DE STUDIO

L'un des problèmes majeurs pour le démarrage de la télévision en couleur est celui de l'équipement des studios.

UN ECRAN MOBILE PERMET DE MESURER PLUS ECONOMIQUEMENT LA RADIOACTIVITE DU CORPS HUMAIN

Cet écran mobile couvrant le corps tout entier, permettrait de détecter des maladies telles que certaines formes de cancer, l'anémie et les affections osseuses par la mesure de la radioactivité de l'organisme humain. Il peut aussi servir à étudier l'efficacité d'un traitement lorsqu'on a introduit dans l'organisme des substances telles que des radio-isotopes.

Le malade est couché ou assis sur un lit entraîné par un moteur qui passe sous l'appareil détecteur. Lorsque tout le corps a été exploré, des indications apparaissent, au bout de quelques secondes, imprimées par une machine à écrire électrique. Les indications peuvent aussi être perforées sur ruban pour être analysées ensuite par un ordinateur.

On emploie comme bouclier des briques de plomb au lieu de la salle spéciale en acier — d'un poids de l'ordre de 40 tonnes — qu'il faut installer pour un matériel ordinaire coûtant quelque £ 30.000.

Outre ses avantages au point de vue du prix, le groupe mobile peut aussi être utilisé dans presque toutes les salles d'hôpital existantes ; il fonctionnera sur un robuste châssis standard actionné par sa propre génératrice, ou par le réseau.

CAMERA DE TELEVISION A OBJECTIF-MONITEUR AMOVIBLE

La caractéristique marquante d'une nouvelle caméra de télévision britannique transistorisée, pour la prise de vues en studio, est un objectif électronique de 17,7 cm, qu'il est possible de retirer facilement pour l'utiliser comme moniteur d'images. La caméra et l'objectif ont une alimentation différente.

Alimentée par le secteur, la caméra, de haute qualité, convient tout particulièrement pour les programmes éducatifs et on assure qu'elle est beaucoup moins chère que les autres équipements similaires.

Les circuits électroniques de l'objectif sont montés sur des modules à plaquettes pour faciliter l'entretien.

Un groupe a déjà été installé sur une remorque, pour visiter les hôpitaux des principales villes d'Ecosse. L'appareil, appelé « MERLIN » — Monitoring Equipment for Radioactivity at Low Levels in Vivo — a été imaginé et construit au Centre Ecossais de Recherches sur les Réacteurs d'East Kilbride, Glasgow, Ecosse.

LA FACULTE DES SCIENCES DE TOULOUSE EST DOTE E D'UN PREMIER ORDINATEUR D'ENSEIGNEMENT A PUPITRES MULTIPLES INSTALLE EN EUROPE

Dans les derniers jours de l'année dernière a eu lieu l'inauguration à la Faculté des Sciences de Toulouse du premier ordinateur multipupitres fonctionnant en temps partagé installé en Europe.

L'ensemble du système, a été réalisé, en collaboration avec la CAE — Compagnie Européenne d'Automatisme Electronique, par le Laboratoire d'Informatique de la Faculté des Sciences. Il est destiné à des travaux pratiques d'enseignement de la programmation.

La Convention de Recherche établie à la fin de l'année 1964 se proposait d'étudier et de mettre au point, tant sur le plan du matériel que sur le plan du support de programmation, un ensemble homogène relativement peu onéreux et extrêmement simple d'emploi. Celui-ci devait permettre à un certain nombre d'étudiants disposant chacun d'un pupitre, d'utiliser simultanément l'ordinateur. Chaque étudiant devait pouvoir dialoguer avec l'ordinateur comme s'il en avait l'usage exclusif. Le système choisi pour cette réalisation est du type CAE 510.

Les premiers essais, réalisés avec 4 pupitres, se sont révélés très encourageants et, dès le milieu de l'année 1965, la décision était prise de porter à 16 le nombre de pupitres connectés au système. L'ensemble, en état de fonctionner depuis le mois de juin 1966, est en exploitation réelle depuis la rentrée universitaire d'octobre dernier.

Cette réalisation, unique en Europe, ouvre de nouvelles perspectives d'emploi des ordinateurs. Elle représente un exemple remarquable des possibilités offertes dans la recherche appliquée par une collaboration Industrie-Université parfaitement coordonnée.

EN FRANCE AUSSI

Nous signalons dans notre numéro de décembre dernier l'initiative d'un collège suisse qui permet à ses élèves de « bricoler l'électronique » sur des appareils mis à leur disposition pendant les jours de congé.

M. Daniel Jonville, de Cysoing, dans le Nord, nous signale qu'un pro-

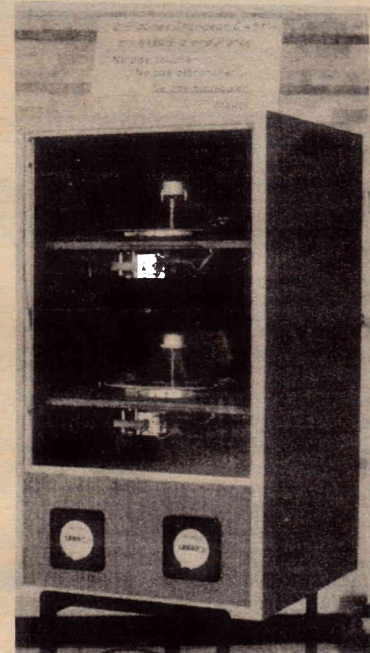
fesseur de Sciences a fondé dans sa ville un club qui permet aux jeunes d'approfondir leurs connaissances.

Nous ne doutons pas que d'autres associations de ce type existent et nous félicitons les organisateurs de ces clubs.

DES TOURNE-DISQUES FONCTIONNENT PENDANT 140 ANS

Cette performance insolite vient d'être réalisée par deux tourne-disques à changeur MELODYNE qui, sous contrôle d'huissier, ont été soumis à un essai d'endurance.

Ils ont fonctionné sur disques 45 tours-minute d'une façon continue, l'un pendant plus de 1 500 heures, l'autre pendant 1 700 heures environ, ce qui correspond à un usage de 140 années à raison d'une séance d'écoute de 10 disques par jour.



Deux tourne-disques à changeur MELODYNE sont soumis à un essai d'endurance au cours duquel ils vont fonctionner plus de 1 500 heures.

L'expérience a eu lieu à Moulins. Les deux appareils (1) étaient du type semi-automatique à 4 vitesses (16, 33, 45 et 78 tours-minute) à distribution et lecture automatique des disques 45 tours et à lecture manuelle des disques 16, 33 et 78 tours, avec retour automatique du bras de lecture en fin d'audition. Ils avaient été prélevés au hasard sur la chaîne de fabrication.

A l'issue de l'expérience, les deux tourne-disques fonctionnaient encore parfaitement.

récepteur portatif à six transistors

Le printemps est proche et avec lui vont revenir les fins de semaines à la campagne, les randonnées en voiture et les vacances. Le récepteur portatif à transistors fait maintenant partie des objets que, dans ces circonstances, on emporte avec soi. Il est donc temps pour ceux qui veulent en construire un, soit pour renouveler celui qu'ils ont déjà soit qu'ils n'en possèdent pas encore, de se mettre à l'ouvrage. Mais pour cela il faut un montage éprouvé mettant à profit les dernières acquisitions techniques dans ce domaine. Il faut encore qu'une fois terminé il soit esthétique, de forme moderne et fonctionnelle. Le temps est passé où l'amateur se contentait d'une boîte à cigares pour habiller l'appareil qu'il venait de monter. Aujourd'hui, et c'est bien naturel, il faut que par ses performances et son aspect l'appareil puisse rivaliser avec ceux du commerce.

Celui que nous allons décrire a été étudié et conçu dans ce sens. Bien réalisé, il

possède une très bonne sensibilité alliée à une excellente musicalité. Pour lui est prévu un boîtier en matière plastique aux lignes sobres et modernes.

Selon le procédé qui tend de plus en plus à se généraliser, son câblage est fait sur circuits imprimés, ce qui, vous le savez, facilite le travail de l'exécutant. Pour ceux qui seraient pressés ou qui, pour toute autre raison, voudraient réduire les opérations de montage au minimum, il est prévu que les circuits imprimés pourront être acquis, équipés et préréglés. Ainsi tous, du débutant à l'amateur chevronné, pourront mener à bien la construction de cet excellent poste.

Le schéma

Il est donné à la figure 1. Il s'agit d'un montage superhétérodyne prévu pour la réception des gammes PO-GO standard. Cette réception s'effectue sur un cadre

grand modèle qui concourt à l'excellente sensibilité. Le bâtonnet de ferrite a une longueur de 17 cm. Un commutateur à poussoirs, 4 sections et 2 positions assure la commutation de gammes. Trois sections sont effectivement utilisées. Comme vous pouvez vous en assurer, les deux enroulements du cadre sont branchés en série, une extrémité de celui GO étant reliée à la masse. Une des sections du commutateur, la plus à droite sur le schéma, en position PO, court-circuite l'enroulement GO et en position GO court-circuite l'enroulement PO. Dans les deux cas l'enroulement en service est accordé par la cage « CV acc » du condensateur variable 490 + 220 pF. En outre, de manière à couvrir la gamme GO standard, l'enroulement GO est shunté par un trimmer fixe de 47 pF. Afin d'adapter l'impédance des circuits d'accord PO ou GO à celle d'entrée du transistor changeur de fréquence, les enroulements du cadre possèdent une prise intermédiaire qui est mise en service

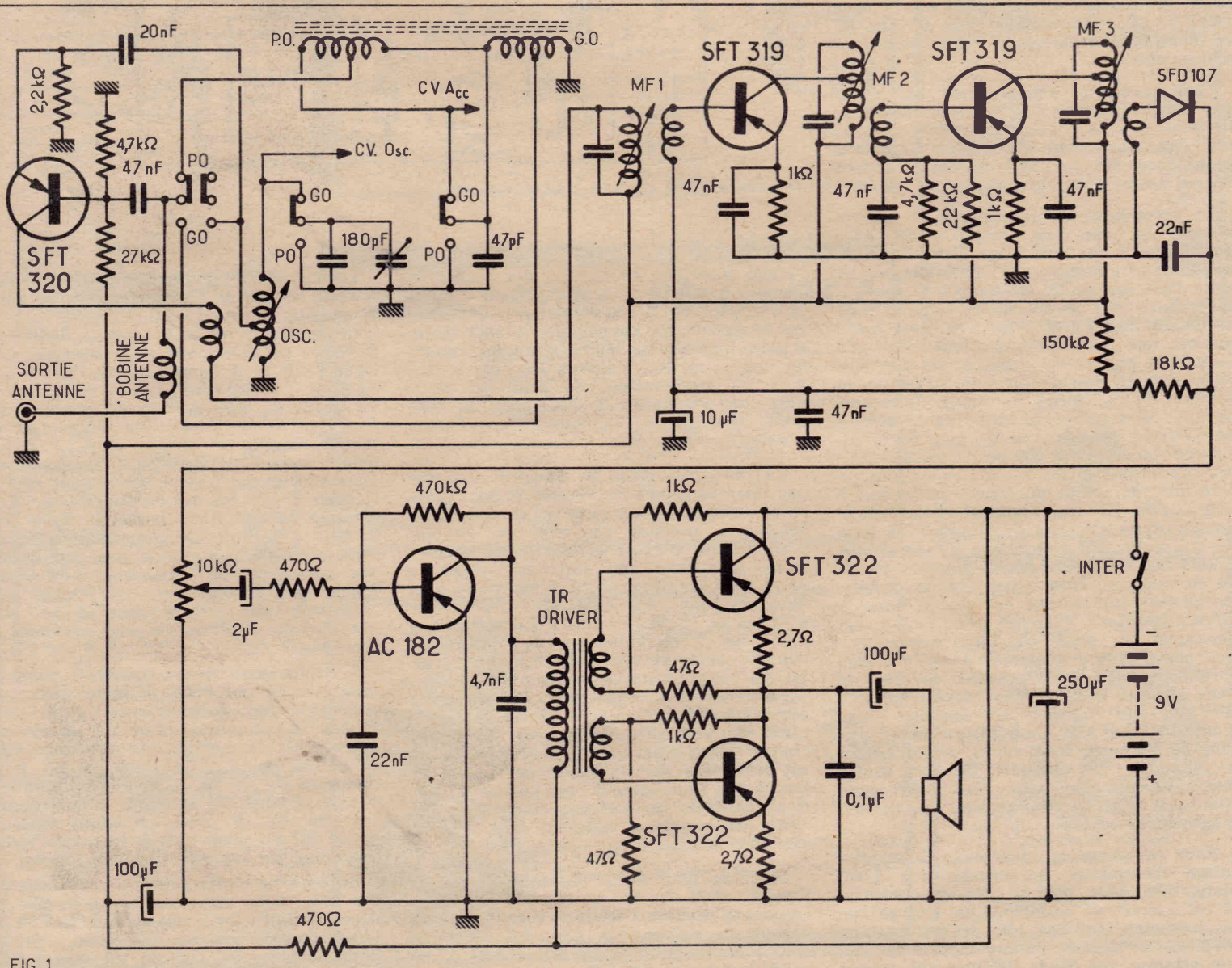


FIG. 1

par une autre section du commutateur (la plus à gauche sur le schéma).

Ce récepteur est doté d'une prise antenne auto dont le branchement est extrêmement simple. En effet, elle est reliée au commun de la section du commutateur de gammes correspondant aux prises intermédiaires des enroulements du cadre. Mais pour permettre une adaptation correcte cette liaison s'effectue par une self à noyau réglable.

Le transistor changeur de fréquence est un SFT 320. La base de ce transistor est reliée, par un condensateur de 47 nF, au commun de la section, du commutateur de gammes, relative aux prises d'adaptation. Cette base est polarisée par un pont composé d'une résistance de 4700 ohms côté masse et d'une résistance de 27000 ohms côté - 9 V. Pour assurer le changement de fréquence ce transistor est associé à un bobinage de manière à produire l'oscillation locale. Un des enroulements de ce bobinage est accordé par la seconde cage du condensateur variable (220 pF) et inséré par une prise intermédiaire dans le circuit émetteur du SFT 320. La liaison s'effectue par un condensateur de 20 nF. La tension de l'émetteur par rapport à la masse est fixée par une résistance de 2200 ohms. Le second enroulement, dit d'entretien, est placé dans le circuit collecteur. Sous cette forme l'oscillateur local permet la réception de la gamme petites ondes, la troisième section du commutateur assure le passage à la gamme grandes ondes en plaçant en parallèle sur la cage du CV un condensateur fixe de 180 pF et un ajustable, nécessaire aux opérations d'alignement.

Dans le circuit collecteur de SFT320 il y a entre l'enroulement d'entretien et la ligne - 9 V le primaire accordé du premier transformateur MF (MF1). Signalons immédiatement que la fréquence d'accord de ces transformateurs est de 480 Kcls.

Le secondaire de cet organe de liaison attaque la base d'un transistor SFT 319 qui équipe le premier étage d'amplification moyenne fréquence. La polarisation de cette base est appliquée au point froid du secondaire qui le transmet à l'électrode de commande. Cette polarisation est fournie par une 150 000 ohms allant à la ligne - 9 V et une 18 000 ohms. Cette dernière résistance au lieu d'aller à la masse va au sommet de la charge du circuit détecteur, ce qui, vous le savez, constitue le circuit de contrôle automatique de gain ou CAG. La résistance de 18 000 ohms forme, avec un condensateur de 10 μ F, la cellule de constante de temps nécessaire pour que la modulation BF qui apparaît dans l'étage détecteur ne soit pas appliquée à la base du transistor MF commandé par le circuit CAG. Le 10 μ F est doublé par un 47 nF de découplage. Une résistance de stabilisation de température est placée dans le circuit émetteur. Elle fait 1000 oms et est découplée par un 47 nF. Le circuit collecteur contient le primaire accordé du transformateur MF2. Le secondaire de cet organe attaque la base d'un autre transistor SFT319 qui équipe le second étage d'amplification MF. La polarisation est appliquée au point froid de cet enroulement de couplage; les éléments du pont sont: une 4700 oms côté masse, une 22 000 ohms côté - 9 V et un condensateur de découplage de 47 nF.

Pour cet étage la résistance de stabilisation d'émetteur est encore une 1000 ohms découplée par un condensateur de 47 nF. Le circuit collecteur est chargé par le primaire accordé du transformateur MF3. Le secondaire de cet organe de liaison attaque une diode SFD107 qui équipe

l'étage détecteur. La charge aux bornes de laquelle apparaît le signal BF est un potentiomètre de 10 000 ohms shunté par un condensateur de 22 nF. Ce potentiomètre a pour fonction de régler le niveau sonore de l'audition. Son curseur attaque, à travers un condensateur de 2 μ F en série, avec une résistance de 470 ohms, la base d'un transistor AC182 qui équipe l'étage préamplificateur BF.

La polarisation de la base est obtenue par une résistance de 470 000 ohms placée entre cette électrode et le collecteur. Cette résistance procure un effet de contre-réaction qui corrige en partie les distorsions et surtout qui stabilise l'étage au point de vue température. L'émetteur peut dans ces conditions, être relié directement à la masse et c'est ce qui a lieu effectivement. Le circuit collecteur de l'AC182 est chargé par le primaire du transfo driver. De sérieuses précautions ont été prises pour éviter le passage de la HF ou de la MF dans l'amplificateur BF où ces courants risqueraient de provoquer des accrochages; c'est ainsi que la base de l'AC182 est découplée vers la masse par un 22 nF tandis que le collecteur l'est par un 47 nF. Ces capacités, en outre, réduisent le niveau des aiguës et donnent une tonalité agréable à l'audition.

Toujours pour éviter les accrochages, la ligne - 9 V des étages changeur de fréquence et moyenne fréquence contient une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 470 ohms et un condensateur de 100 μ F.

L'étage final est un push-pull série sans transfo de sortie. Les transistors de puissance mis en œuvre sont des SFT322. Ils sont alimentés en série par la source de 9 V. Le collecteur de l'un est relié à la ligne - 9 V et l'émetteur de l'autre à la ligne + 9 V (masse) par une résistance de 2,7 ohms de stabilisation de température. Pour le même rôle une résistance de même valeur est placée dans le circuit émetteur de l'autre SFT322. Pour pouvoir attaquer un tel push-pull il faut que le transfo driver ait des secondaires séparés. Chaque secondaire attaque la base d'un SFT322 différent. Les polarisations de ces électrodes de commande sont appliquées par des ponts de résistances aux points froids des secondaires. Les ponts sont constitués par des résistances de 1000 ohms et de 47 ohms. Ils sont branchés en série entre - et + 9 V.

Le haut-parleur est branché entre la masse et le point de jonction émetteur-collecteur des deux transistors de puissance. Un condensateur de 100 μ F évite le passage de la composante continue, dans sa bobine mobile. Ce haut-parleur a un diamètre de 10 cm et sa bobine mobile a une impédance de 25 ohms. Un condensateur de 0,1 μ F placé en shunt entre la sortie HP du push-pull et la masse réduit le niveau de reproduction des aiguës.

La batterie d'alimentation est constituée par deux piles normales de 4,5 V. Elle est découplée par un condensateur de 250 μ F. L'interrupteur général qui est solidaire du potentiomètre de volume est inséré dans la ligne « moins ».

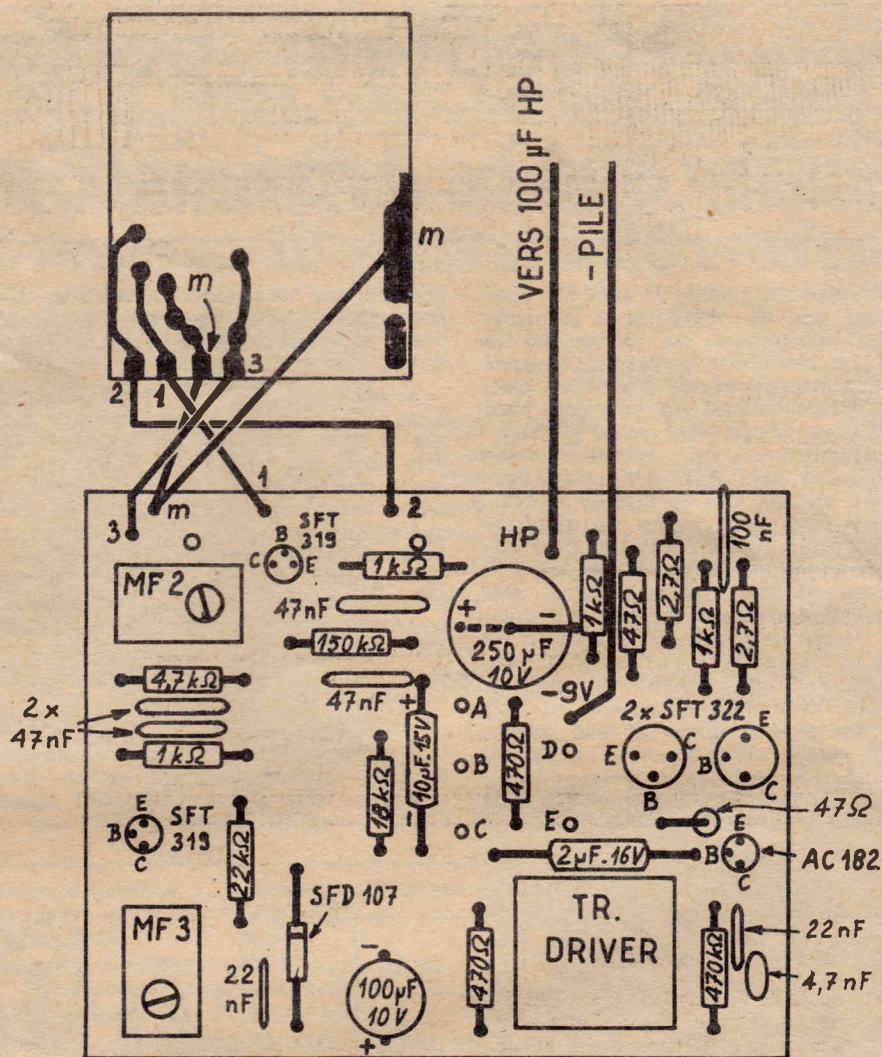


FIG. 2

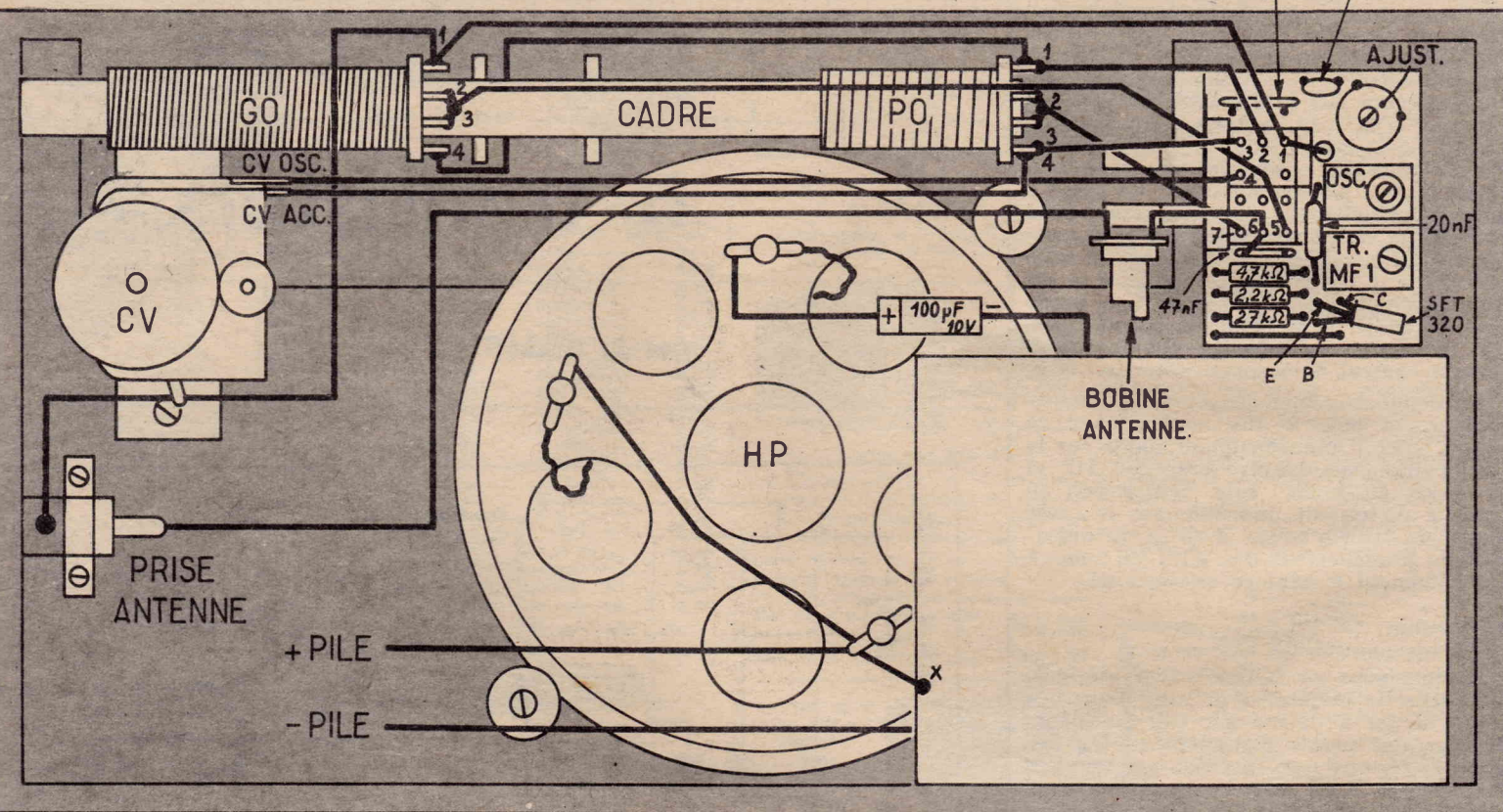


FIG. 4

Réalisation pratique

Sur cet appareil, deux circuits imprimés sont mis en œuvre. L'un d'eux supporte les principaux éléments de l'étage changeur de fréquence et l'autre les amplificateurs MF et BF. Le premier travail consiste à équiper ces circuits, sauf dans le cas où ils seraient acquis tout câblés.

Le circuit imprimé de l'étage changeur de fréquence a pour dimensions : 50 × 40 mm. On le voit nettement en haut et à droite du plan général de la figure 4. Sur ce plan, de manière à montrer clairement son équipement et son raccordement avec les autres parties, il est représenté rabattu de 90°. Nous verrons dans un instant comment lui donner sa position exacte.

Sur ce circuit imprimé, on commence par mettre en place le commutateur de gammes. Pour cela on le présente dans la position indiquée sur la figure 4. On en-

fonce ses picots dans les trous de la plaque de bakélite et on les soude sur les connexions correspondantes. On agira de même pour les autres composants. Ainsi on posera le transfo MF1, le bobinage oscillateur, le condensateur ajustable, les résistances de 4.700 ohms de 2.200 ohms et de 27.000 ohms, les condensateurs de 47 pF, de nF, de 20 nF et de 180 pF. Ce dernier sera de préférence au styroflex. En dernier on met en place le transistor SFT320, en respectant, bien entendu la disposition des fils de sortie que nous indiquons.

Le second circuit imprimé a pour dimensions : 90 × 75 mm. On y soude les transfos MF2, MF3 et driver. On le garnit des condensateurs et des résistances. On y dispose la diode SFD 107 et les 5 transistors. Est-il besoin de rappeler qu'il faut, pour ces éléments ainsi que pour les condensateurs électrochimiques, respecter le branchement indiqué. Ce dernier ainsi que la disposition de toutes pièces et représenté sur la figure 2.

Ce circuit imprimé supporte également le potentiomètre de 10.000 ohms à interrupteur. Son montage est indiqué à la figure 3. Son axe doit avoir 2 cm mesurés à partir de l'extrémité du canon fileté. S'il n'en est pas ainsi il faudra le couper. Ensuite on introduit le bouton moleté sur cet axe. On introduit les pattes de liaison de la partie potentiométrique et celles de l'interrupteur dans les trous repérés sur les figures 2 et 3 par les lettres A, B, C, D et E et on les soude sur les connexions aboutissant à ces trous.

Sur ce circuit imprimé on soude également, par des pattes prévues à cet effet, une pièce métallique que l'on voit sur la figure 3 et sur laquelle on fixe par deux vis le commutateur PO-GO et par conséquent le circuit imprimé de l'étage changeur de fréquence sur lequel il est soudé. On peut alors exécuter les liaisons entre les deux circuits imprimés indiqués sur

la figure 2. On relie les points m des deux circuits, puis les points repérés par les chiffres 1, 2 et 3. Sur le point HP on soude le pôle - d'un condensateur de 100 µF - 10 V et sur le point - 9 V le fil - du dispositif de branchement des piles (fil bleu).

Sur la coquille avant du boîtier en matière plastique on fixe — voir fig. 4 — le haut-parleur et le CV. Ce dernier est mis en place par l'intermédiaire d'une plaque métallique sur laquelle il est fixé par des tampons en caoutchouc formant support antivibratoire. Sur une des vis de montage on prévoit une poulie de renvoi pour le câble d'entraînement de l'aiguille. On monte sur l'axe du CV la poulie d'entraînement de ce câble. Le câble, lui-même, est enroulé de deux tours sur cette poulie, passe sur la poulie de renvoi, puis, à l'autre extrémité du logement pour le déplacement de l'aiguille, sur deux bossages. Pour obtenir une tension convenable les deux extrémités du câble sont nouées sur un petit ressort. L'aiguille elle-même est enlacée sur la partie inférieure du câble de façon que, le CV étant complètement fermé, elle coïncide avec l'extrémité droite de la glace du cadran. Cette glace est fixée sur le logement de l'aiguille par un tenon, côté gauche et une vis côté droit.

On fixe les circuits imprimés sur cette coquille avant en boulonnant la partie métallique sur la face avant et le circuit imprimé « Ampli. MF et BF » sur une colonnette. Le cadre est maintenu par des bracelets de caoutchouc sur deux supports, en forme de fourchette, prévus sur la coquille avant. Enfin la prise « antenne auto » est montée sur le côté de cette coquille où elle est maintenue par un pont et serré par deux vis.

On relie le contact latéral de cette prise à la fourchette du CV laquelle est connectée à la cosse 1 de l'enroulement GO du cadre (voir fig. 4). Cette cosse 1 est con-

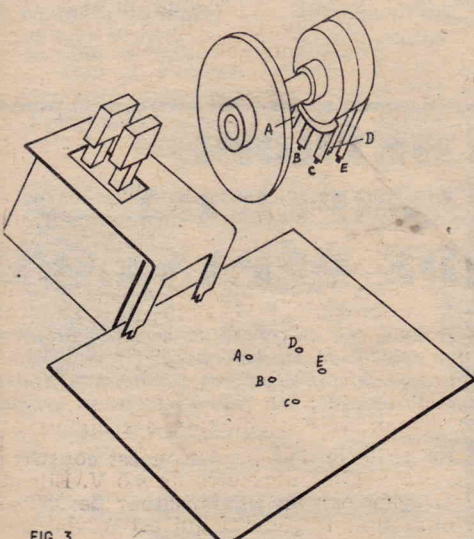


FIG. 3

nectée à la paillette 1 du commutateur. On soude ensemble les cosses 2 et 3 de cet enroulement et on les relie à la paillette 5 du commutateur. On relie la cosse 4 de l'enroulement GO à la cosse 1 de l'enroulement PO et à la paillette 2 du commutateur. Les cosses 2 et 3 de l'enroulement PO sont soudées ensemble, puis réunies à la paillette 7 du commutateur. La cosse 4 de cet enroulement est connectée à la paillette 3 du commutateur et à la cage CV acc du condensateur variable. On relie la cage « CV osc » à la paillette 4 du commutateur. Sur la paillette 6 on soude une extrémité de la bobine antenne. L'autre extrémité est ensuite connectée au contact central de la prise antenne.

On soude sur une des cosses du haut-parleur, le pôle + du condensateur de 100 μ F - 10 V précédemment soudé sur le circuit imprimé. L'autre cosse du HP et sa cosse de masse sont connectées au point x du circuit imprimé. Sur la cosse massé du HP on soude le fil + du dispositif de branchement des piles (fil rouge). A ce moment le câblage est terminé.

Alignement

L'alignement se fait selon la méthode habituelle de préférence à l'aide d'une hétérodyne ou à défaut sur des émetteurs proches des points d'alignement. On débute en retouchant l'accord des transfos MF sur 480 Kcls. Puis en gamme PO on règle les trimmers du CV sur 1 400 Kcls. Sur la même gamme on passe sur 574 Kcls et on ajuste le noyau de l'oscillateur et la position de l'enroulement PO sur le bâtonnet du cadre.

On commute en position GO. On règle alors sur 160 Kcls l'ajustable du circuit imprimé « changeur de fréquence » et l'enroulement GO du cadre. Pour retoucher l'accord des transfos MF, il sera nécessaire de démonter provisoirement les circuits imprimés de dessus la coquille avant du boîtier. Pour régler la self « antenne » on branche l'antenne, on règle le poste sur une station quelconque et on agit sur le noyau de cette self pour obtenir l'audition maximum.

A. BARAT.

DEVIS ET CARACTERISTIQUES
DU POSTE A TRANSISTORS

T 667
décrit ci-contre



Dimensions : 265 x 135 x 80 mm

- 6 transistors dont 3 drifts + 1 diode.
- Cadre ferrite de 180 mm.
- Haut-Parleur de 10 cm.
- Puissance de sortie 400 mW.
- 2 GAMMES PO-GO
- Commutation par touches.
- Coffret de luxe, gainé.

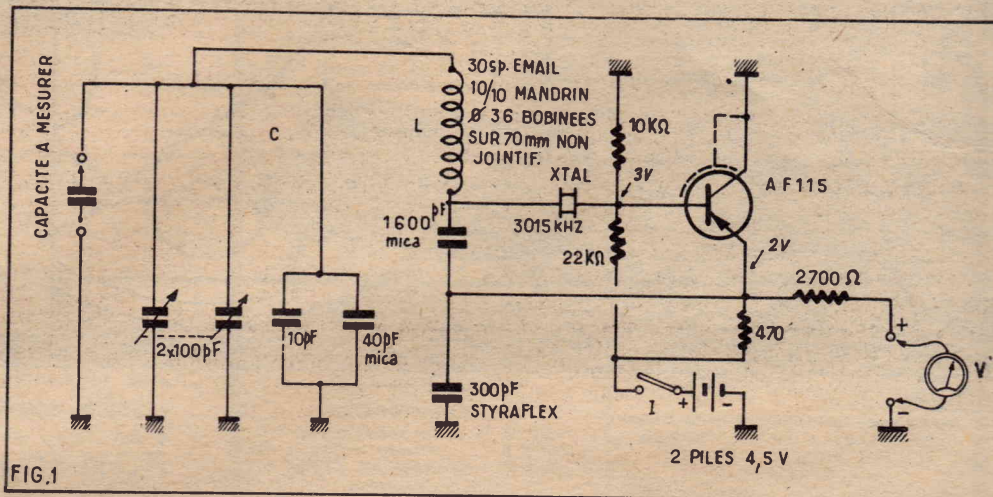
EN PIECES "KIT" ... 127,50
DETACHEES
EN ORDRE DE MARCHÉ 137,50

VOIR NOTRE PUBLICITE
A LA PAGE 26

MABEL RADIO 35, rue d'Alsace
PARIS (10^e)
Tél. : 607-88-25

capacimètre à transistors

par L. GILLES



Si dans un montage de nombreuses capacités n'ont pas à être connues avec précision — capacité de découplage, de liaison — d'autres capacités d'accord, en particulier, (*) doivent avoir une valeur précise. Ces capacités sont généralement comprises entre 10 et 100 pF. L'appareil décrit ci-dessous répond à ce besoin : il mesure à 1 pF près les valeurs comprises entre 0 et 180 pF. Par mise en série avec une valeur connue : 200 pF, par exemple, on peut étendre la gamme entre 180 et 1 000 pF. Un transistor HF germanium AF115 (AF114 ou AF.102 conviennent également.) Un quartz de surplus à 200 F, un vieux CVOG du genre 2 x 100 pF feront l'affaire. Le montage est dérivé de l'oscillateur Clapp, le cristal étant rajouté en série dans la base. Lorsque l'appareil oscille sur la fréquence du cristal, ce dernier se comporte comme un court-circuit.

Un contrôleur universel sur l'échelle 3 V entre les points marqués « mesure »

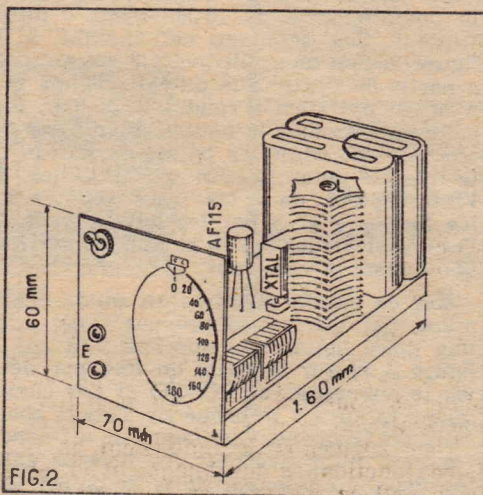
constate par un minimum l'accord du circuit LC sur la fréquence du cristal. Le CV étant sur la valeur zéro, l'adjonction d'une capacité à mesurer entre les bornes X, oblige pour ramener le voltmètre au minimum, à diminuer le CV d'une capacité C. C'est la valeur cherchée.

L'étalonnage de l'appareil se fait en mesurant les capacités connues, (un CV et une capacité de 10 pF à 1 % près).

Mentionnons pour terminer la consommation très faible de l'appareil (4 mA). Depuis sa mise en service (2 ans) les piles n'ont pas dû être remplacées.

L. GILLES

* Mentionnons à titre indicatif : diode à capacité variable — CV ou ajustable, valeurs résiduelles — Capacité de sortie du transistor — Capacité d'entrée de lampe.



MÉTHODE SIMPLIFIÉE DE DÉPANNAGE

ce livre, par sa conception pédagogique, est un vrai cours de dépannage. Il apporte aux débutants comme aux jeunes professionnels, une technique sûre et rapide.

Documentation dé'allée contre timbre
ASCOR-DIFFUSION R. P.
17-LA RONDE

l'évolution du push-pull

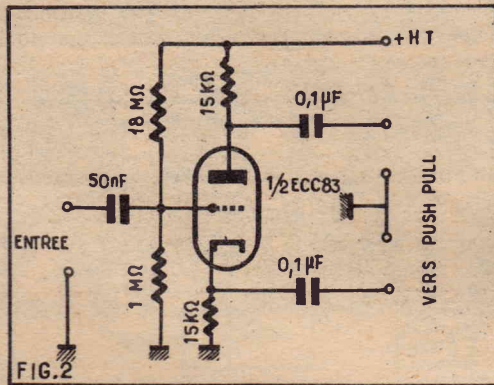
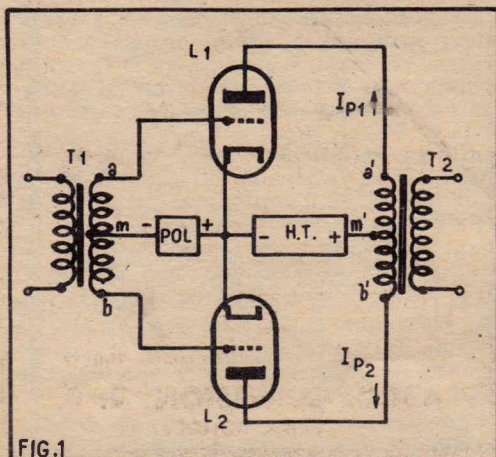
par E. GENNE

Le montage push-pull appelé aussi quelques fois montage symétrique ou encore en opposition, a subi de nombreuses transformations, depuis l'énoncé de son principe, en 1910, par H. Gerdien pour arriver aux montages à transistors actuels. Nous allons tenter de dégager les grandes lignes de cette évolution et d'étudier avec quelques détails les formes actuelles.

Principe du push-pull parallèle

La figure 1 montre la forme d'un push-pull parallèle à lampes triode. Le transformateur T_1 est le transformateur d'entrée. Son secondaire, dont les extrémités attaquent la grille de commande des lampes L_1 et L_2 est à prise médiane. Entre cette prise médiane et la cathode des lampes est disposée une source de polarisation. Le transformateur T_2 est le transformateur de sortie. Chaque extrémité est reliée à l'anode d'une lampe et la source d'alimentation HT est branchée entre la cathode des lampes et le point milieu du primaire du transfo T_2 . On peut faire immédiatement une constatation : les deux lampes sont alimentées en parallèle par la source HT ce qui justifie l'appellation push pull parallèle.

Rappelons brièvement le fonctionnement du point de vue alternatif et pour cela supposons qu'un signal BF sinusoïdal soit appliqué au primaire de T_1 . Une tension de même forme est induite dans la totalité du secondaire. Pour une alternance que nous dirons positive le point a est porté à un potentiel variable positif par rapport au point b. Le point m étant à la moitié de l'enroulement secondaire son potentiel est la moitié de la différence de potentiel entre a et b. Dans ces conditions si on prend ce point m comme point de référence le potentiel de a par rapport à m est positif tandis que le potentiel de b par rapport à m est négatif. Ces potentiels varient suivant la même loi sinusoïdale que le signal primaire et s'inversent pour l'alternance négative. Ainsi le secondaire de T_1 applique entre grille et cathode de L_1 un signal BF en opposition de phase



avec celui qu'il applique entre grille et cathode de L_1 . Il s'ensuit que lorsque le courant plaque d'une des lampes croît, celui de l'autre diminue. Mais il faut encore considérer que ces courants circulent en sens inverse dans les demi-primaires a'm' et b'm', de T_2 . Cette double inversion qui intéresse le sens de circulation et le sens de variation fait que les effets magnétiques de la composante sinusoïdale de ces courants plaque s'ajoutent et induisent dans le secondaire de T_2 une tension alternative correspondant à celle d'entrée mais considérablement amplifiée.

La notion de déphasage est essentielle avec le montage push pull qui ne peut fonctionner sans cela. Ici ce déphasage est créé par le transformateur d'entrée.

Sur un montage push pull on peut régler la polarisation de façon que le point de fonctionnement se trouve au milieu de la partie linéaire de la caractéristique comprise entre le coude d'origine et la naissance du courant de grille. Les lampes fonctionnent alors en classe A. Dans ce cas les avantages du push pull sont : l'annulation des harmoniques pairs et en particulier de l'harmonique 2.

2° Suppression de toutes les composantes alternatives tension de ronflement pouvant provenir de la source d'alimentation car elles se partagent entre chaque moitié du primaire du transfo de sortie constamment en parties égales et de sens contraire de sorte qu'elles s'annulent.

3° Annulation de l'aimantation permanente du circuit magnétique du transfo de sortie du fait que les composantes continues des deux courants plaque circulent en sens inverse dans le primaire du transfo de sortie et crée ainsi des flux magnétiques égaux et de sens contraires. On travaille ainsi loin de la saturation magnétique et la composante BF du courant de sortie peut prendre, sans dommages, des valeurs plus importantes.

4° Possibilité d'attaquer l'étage avec un signal double de celui qui pourrait être appliqué à une seule lampe.

5° Possibilité d'obtenir une puissance modulée double de celle que peut fournir une seule des lampes.

Pour augmenter le rendement on peut faire fonctionner les lampes d'un étage push pull en classe B en leur appliquant

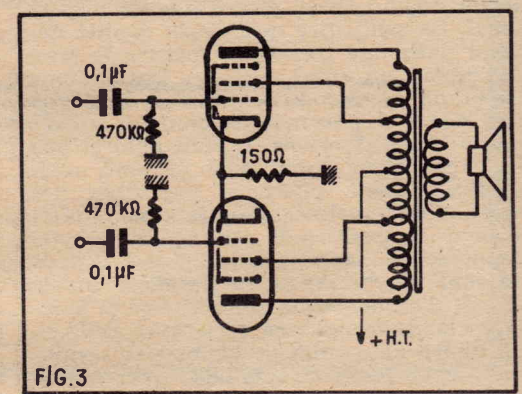
une polarisation qui amène le point de fonctionnement à la naissance du courant plaque. Dans ce cas une lampe du push pull amplifie uniquement les alternances d'un certain sens tandis que l'autre lampe amplifie celles de l'autre sens. Au secondaire du transfo de sortie le courant BF est reconstitué dans son intégrité.

On peut appliquer à un étage push pull classe B un signal d'attaque beaucoup plus important qu'avec la classe A et on peut obtenir une puissance de sortie 5 à 10 fois supérieure à celle que permet une seule lampe de même type monté en étage simple classe A.

Du point de vue distorsion ce serait parfait si la caractéristique I_p-V_g était rectiligne sur toute son étendue. Hélas il n'en est pas ainsi en réalité et une certaine courbure se manifeste à la naissance du courant de plaque courbure qui donne naissance à une déformation inadmissible surtout pour les faibles signaux d'attaque. En choisissant soigneusement la polarisation on peut placer le point de fonctionnement au voisinage de celui qui caractérise la classe B mais où les coudes inférieurs des deux lampes se compensent et la caractéristique devient presque rectiligne sur une grande étendue. Cette classe intermédiaire est la classe AB.

Le déphasage

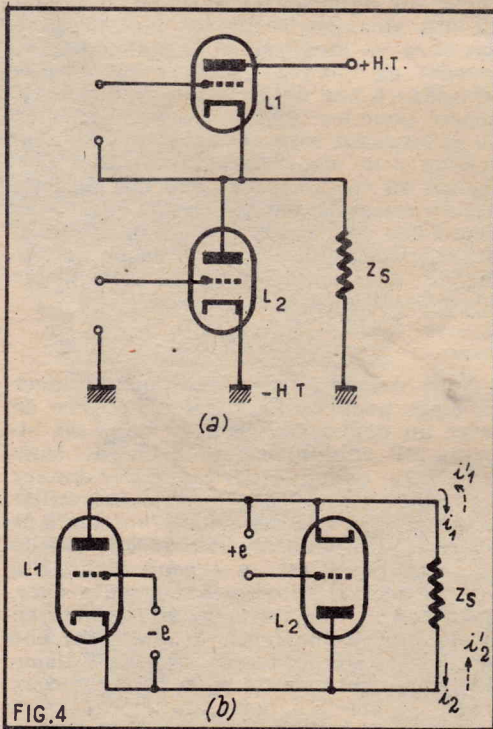
Nous venons de voir que pour attaquer un étage push pull il était nécessaire de créer un déphasage de 180° entre les signaux BF appliqués à la grille de commande de chaque tube est de leur donner des amplitudes égales. Pour cela on a utilisé longtemps un transformateur comme à la figure 1. Un transformateur de qualité pour cet usage est un organe difficile à réaliser et par conséquent il coûte cher. Malgré cela il ne constitue pas un moyen de déphasage idéal. Aussi a-t-on cherché à l'éliminer et à le remplacer par un dispositif purement électronique. De nombreux étages déphaseur à lampe ont été imaginés parmi lesquels nous citerons le montage paraphase, le déphaseur de Schmitt et le déphaseur cathodyne comme étant les plus usités. Il n'est pas dans notre intention de les étudier tous et nous donnons simplement à la figure 2 le schéma du déphaseur



cathodyne qui de l'avis de nombreux spécialistes est considéré comme le meilleur. On obtient grâce à ce montage sur les résistances de 15.000 ohms qui chargent les circuits plaque et cathode de la triode ECC83 des tensions BF égales et en opposition de phase qui sont appliquées à la grille de commande des lampes du push pull par des condensateurs de liaison (0,1 μ F sur le schéma). Pour compenser la forte polarisation procurée par la 15 000 ohms du circuit cathode un pont formé par une 18 mégohms et une 1 mégohm applique à la grille une tension positive, inférieure de quelques volts à celle existant sur la cathode.

Push-pull ultra-linéaire

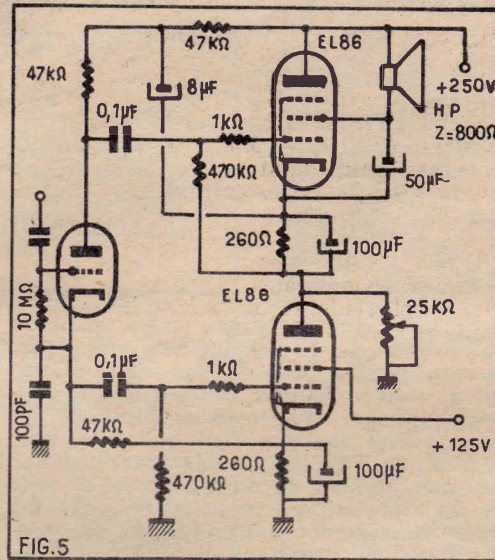
Nous ne terminerons pas avec les push-pulls parallèle à lampes sans parler du montage à contre-réaction d'écran dit : « Ultra linéaire ». Comme le montre la figure 3 ce montage est caractérisé par le fait que l'écran des pentodes de puissance qui équipent le push pull ont leur écran non pas relié directement à la HT mais à une prise prévue sur chaque demi-primaire du transfo de sortie, de sorte qu'une portion de la tension BF de sortie est reporté sur l'écran avec un sens tel que cela provoque une contre réaction qui réduit la distorsion de l'étage.



Le push-pull série

Nous avons signalé les défauts du transformateur d'entrée. Le transformateur de sortie est, lui aussi, loin d'être un organe idéal. On peut dire que de sa qualité dépend dans une très large mesure le taux de distorsion total. Sur les installations HI-FI on emploie des transfo de sortie très chers et pourtant ils donnent encore lieu à des distorsions. Il était naturel que les techniciens ayant déjà éliminé celui d'entrée aient cherché, par tous les moyens à supprimer celui-ci aussi. Précisément le push pull série permet cette suppression. Avec ce montage les lampes ne sont plus montées en parallèle sur la source d'alimentation comme avec le montage classique mais en série avec celle-ci. La figure 4 a montre la disposition simplifiée de ce genre de montage. Les espaces

cathode-plaque sont placés en série entre le — et + HT donc du point de vue continu les tubes sont bien alimentés en série. L'impédance de charge Z, qui est en pratique la bobine mobile du HP est branchée entre le point de jonction de la cathode de L₁ et de la plaque de L₂ et la masse ou — HT. Si on fait abstraction de la source d'alimentation et qu'on ne tient compte que de la composante BF du courant plaque le schéma figure 4 b est identique à celui de la figure 4 a. Cette disposition montre que du point de vue du courant alternatif les deux lampes sont placées en parallèle sur l'impédance de charge. Si on applique un signal alternatif entre grille et cathode de L₁ et le même signal déphasé de 180° entre grille et cathode de L₂ on peut vérifier que les composantes alternatives du courant plaque



des deux lampes sont en phase dans l'impédance de sortie Z, et par conséquent s'ajoutent dans cette impédance. En effet considérons le cas où une alternance négative est appliquée à la grille de L₁. Ce signal d'attaque fait que le courant plaque de cette lampe part de sa valeur de repos diminue jusqu'à une valeur minimum puis revient à sa valeur de repos tout se passe comme si au courant continu d'alimentation de cette lampe s'ajoutait un courant alternatif circulant en sens inverse, c'est-à-dire celui de la flèche i₁. Ce signal d'attaque étant appliqué à la grille de L₂ déphasé de 180° devient une alternance positive qui a pour effet de faire partir le courant plaque de sa valeur de repos, de le faire passer par une valeur maximum et de le faire revenir à sa valeur de repos. Tout se passe comme si au courant continu d'alimentation venait s'ajouter un courant alternatif circulant dans le même sens, celui de la flèche i₂. Les flèches i₁ et i₂ ont bien le même sens. Pour l'alternance, suivante du signal d'attaque, les variations de potentiel de grille de L₁ et L₂ s'inversent et avec elles les variations des courants plaque qui s'ajoutent encore dans l'impédance de charge (i₁' et i₂'). Ce montage a donc un effet analogue à celui du push pull parallèle.

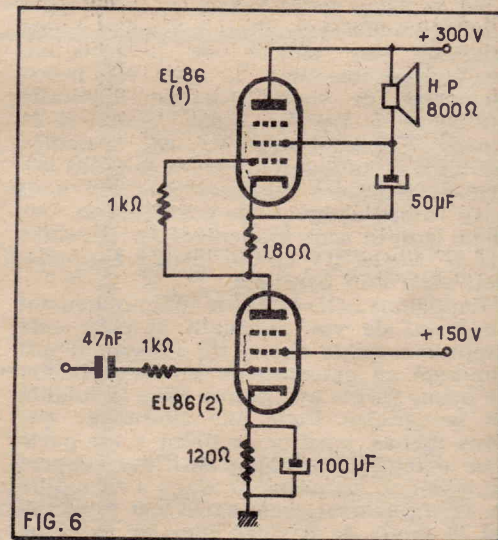
Le principal avantage de cette disposition réside dans le fait que les deux lampes débitent en parallèle sur une impédance de charge commune cette dernière doit être le quart de celle nécessaire pour le montage classique et se situe aux environs de 800 à 1 000 ohms. En construisant des haut-parleurs dont la bobine mobile a une impédance de cet ordre de grandeur on peut se dispenser du transformateur

d'adaptation. Il suffit d'utiliser un condensateur de liaison pour éviter le passage du courant continu dans cette bobine mobile.

Ce montage est donc séduisant, cependant il comporte quelques inconvénients qui ont nui à son développement. En premier lieu s'il est possible de faire des bobines mobiles de HP de 800 ou 1 000 ohms il est nécessaire pour atteindre ces valeurs de leur donner un nombre de tours important et pour ne pas accroître leur poids et leur encombrement il est non moins nécessaire d'employer du fil fin ce qui les rend fragiles.

Ensuite l'alimentation en série des deux tubes de puissance nécessite une tension double de celle prévue pour un seul tube ce qui en pratique impose l'emploi de tube de puissance à faible tension d'anode nominale. Enfin l'isolement filant-cathode, si on n'utilise pas un enroulement de chauffage séparé, doit être prévu pour la moitié de la HT.

La figure 5 montre le schéma d'un étage push-pull série équipé avec 2 EL 86 précédé d'un étage déphaseur utilisant une triode 12AX7. L'étage déphaseur s'apparente au cathodyne. Le condensateur de 100 pF placé entre sa cathode et la masse est destiné à compenser la capacité anode-masse qui est multipliée par le coefficient

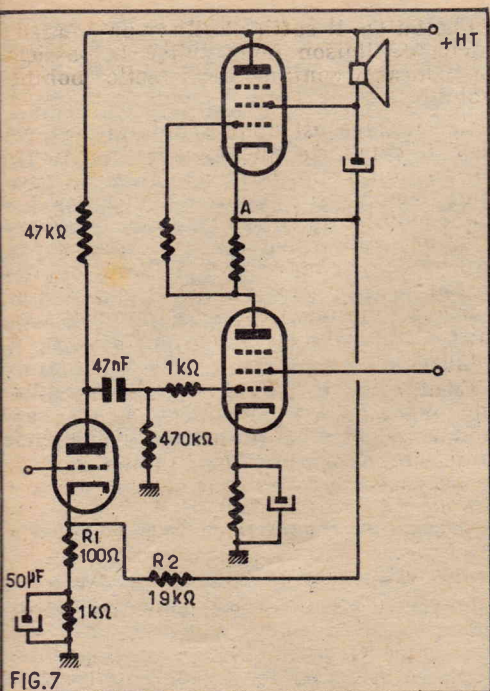


(1 + A_{1,2}) par suite de l'effet Miller provoqué par le fait que cette capacité se trouve en série avec la tension alternative de sortie (A₁, A₂ est l'amplification réelle des tubes de puissance). Ces capacités limitent la courbe de transmission pour les fréquences supérieures. La limite inférieure est fixée par la croissance de la distorsion de surmodulation du tube déphaseur.

On peut également réaliser un amplificateur push-pull sans transformateur, auto-déphaseur, selon le schéma de la figure 6. Comme vous pouvez voir le signal d'attaque est appliqué à la grille de commande de la EL86 (2). Une fraction de la tension amplifiée se retrouve en opposition de phase sur la résistance de cathode de la EL86 (1) et on l'applique à la grille de cette lampe.

On peut prévoir avec ce montage un circuit de contre réaction comme le montre la figure 7. Ce circuit est constitué par une résistance R₁ insérée dans le circuit cathode de la préamplificatrice et une résistance R₂ située entre cette cathode et le point A de l'étage de sortie.

Pour ces montages on fait généralement fonctionner les lampes en classe B ou AB.

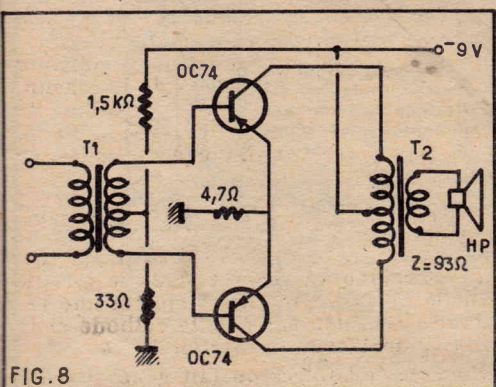


Push-pull parallèle à transistors

L'avènement des transistors et leur rapide généralisation ont provoqué l'adaptation des montages existants puis bientôt la création de nouveaux circuits. C'est ainsi qu'au début le push pull parallèle fut transposé en version transistorisée selon la disposition de la figure 8. Le principe est le même que celui du montage à tubes. Un transformateur BF d'entrée à secondaire à prise médiane assure le déphasage des tensions appliquées aux bases des transistors de puissance. Un transformateur de sortie assure lui l'adaptation du haut-parleur.

On peut dire que très rapidement la quasi totalité des appareils électro acoustiques à transistors furent équipés d'étages de sortie push pull classe B. En effet cette classe est très économique et d'un rendement élevé puisque au repos le courant collecteur est très faible et croît en fonction de la puissance demandée. Les valeurs indiquées à la figure 8 sont celles convenant pour deux transistors OC74 ou sa version actuelle AC 128. Pour une alimentation de 9 V, l'impédance de charge collecteur à collecteur est de 93 ohms et la puissance modulée de l'ordre de 1 watt.

Ce montage n'est plus guère utilisé. En effet il met en œuvre deux transformateurs et comme dans les montages à lampes ceux-ci apportent les défauts déjà signalés. L'effort des techniciens a donc porté sur leur suppression.



Le push-pull série à transistors

Par analogie avec les montages à lampes on songea bien vite à transposer en version transistorisée le push pull série et cette voie s'est révélée féconde. La figure 9 montre un push pull série permettant l'élimination du transfo de sortie. Comme pour le montage à lampes on peut constater que les deux transistors sont alimentés en série. Le circuit émetteur de chacun d'eux contient une résistance de stabilisation de température. Chaque transistor est donc alimenté par une tension moitié de celle de la source d'alimentation. Cela ne pose pas de problème du fait que la valeur de la tension d'alimentation appliquée à un transistor a peu d'influence sur son fonctionnement, à la condition bien entendu que la polarisation de base soit adaptée. Cette polarisation est fournie selon la disposition consacrée par un pont de résistances placé entre + et - alimentation. Pour T₁, ce pont doit être branché, entre - 9 V et le point - 4,5 V qui sont ses points + et - alimentation tandis que pour le transistor T₂ ce pont doit être branché pour la même raison, entre les points - 4,5 V et + 9 V. Dans ces conditions ces ponts sont branchés en série comme les transistors entre + et - 9 V. Cette disposition rend obligatoire la présence de deux secondaires sur le transfo d'entrée. Chaque secondaire transmettant à la base de son transistor le signal d'attaque. Il est évident que le sens de ces secondaires est tel qu'ils fournissent aux bases des signaux en opposition de phase. Le haut-parleur est branché entre le point - 4,5 V et la masse. Un condensateur de liaison (100 μF sur le schéma) évite le passage de la composante continue dans la bobine mobile tout en transmettant la composante BF.

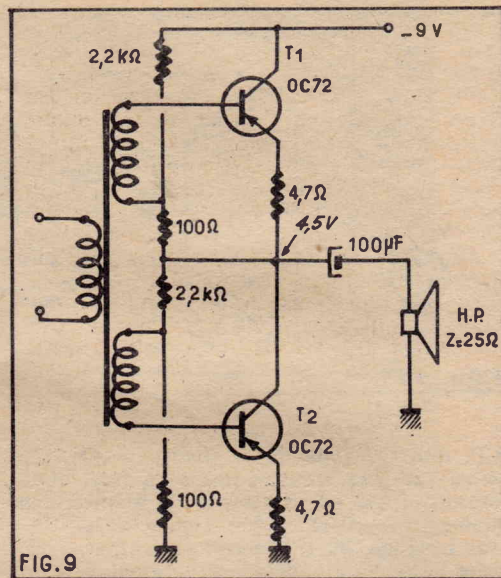
Tout comme nous l'avons fait pour le montage à lampe, on pourrait montrer qu'ici encore les deux transistors, attaqués par des signaux BF en opposition de phase, débitent en parallèle sur la bobine mobile du H.P. et que les composants BF des courants collecteur la traversent en phase et par conséquent s'y ajoutent.

Si là encore on admet que l'impédance de charge doit être le quart de celle d'un push-pull parallèle on trouve que cette impédance se situe aux environs de 25 ohms. Or il est très facile de réaliser des haut-parleurs ayant une telle impédance de bobine mobile. C'est là un avantage indiscutable du transistor pour l'équipement d'un push-pull série.

On peut cependant reprocher à un tel montage de nécessiter encore un transfo d'entrée qui, aussi bon soit-il, provoque inévitablement des distorsions.

Push-pull série à transistors complémentaires

Avec ce montage nous abordons les formes les plus modernes des étages de sortie qui sont utilisées pour l'équipement des amplificateurs Hi-Fi. Tout d'abord rappelons ce que sont des transistors complémentaires. Les transistors peuvent être de deux sortes : les PNP et les NPN. Les transistors PNP sont constitués par un bloc de germanium N sur lequel on a fait apparaître, sur chaque face, par un traitement approprié, une couche de germanium P. Le germanium N constitue la base, une couche de germanium P est l'émetteur et l'autre couche de germanium P le collecteur. Pour les transistors NPN c'est exactement l'inverse. La base est formée de germanium P, l'émetteur est une couche de germanium N et le collecteur une couche de germanium N. Nous avons pris

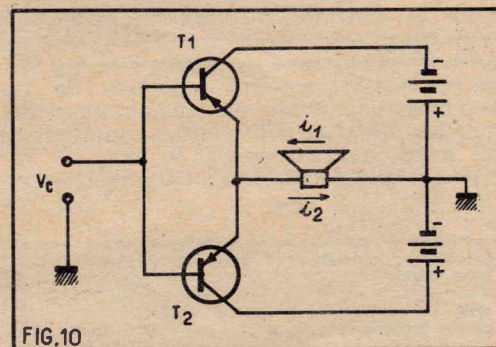


en exemple les transistors au germanium il est évident qu'il en est de même pour ceux au silicium.

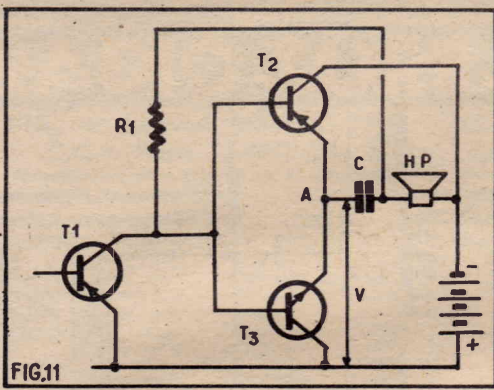
Pour les transistors PNP le pôle « moins » de la source d'alimentation doit être du côté collecteur tandis que le pôle + doit être du côté de l'émetteur. La base doit être polarisée négativement par rapport à l'émetteur. Tout signal appliqué à cette base tendant à augmenter cette polarisation négative fait augmenter le courant collecteur. Tout signal tendant à diminuer cette polarisation diminue le courant collecteur.

Pour les transistors PNP tout se passe à l'inverse. Le + de la source d'alimentation doit être tourné vers le collecteur et le moins vers l'émetteur. La base doit être polarisée positivement par rapport à l'émetteur. Tout signal tendant à augmenter cette polarisation augmente le courant collecteur et tout signal tendant à diminuer cette polarisation diminue le courant collecteur. Un transistor NPN et un transistor PNP ayant des caractéristiques symétriques constituent une paire de transistors complémentaires.

Couplons deux transistors complémentaires selon la disposition de la figure 10, supposons que ces transistors fonctionnent en classe B et examinons ce qui se passe lorsqu'on applique un signal sinusoïdal sur les bases. D'après ce que nous venons de dire plus haut, l'alternance positive va bloquer T₁, puisqu'il est PNP et rendra conducteur T₂ qui débitera un courant de même forme que l'alternance d'attaque et qui traversera le H.-P. dans le sens de la flèche i₂. L'alternance négative au contraire bloque le transistor T₂, qui est NPN et rend conducteur T₁, qui débite un courant encore de même forme que l'alternance du signal d'attaque qui traverse le



La flèche de l'émetteur de T₂ doit être inversée



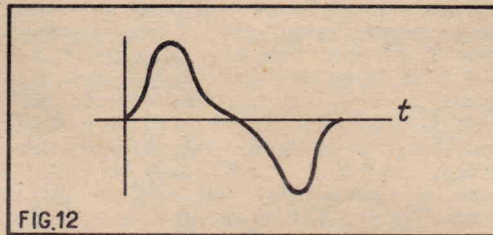
H.P. dans le sens de la flèche i. Chaque transistor amplifiant une alternance, nous sommes bien en présence d'un montage push-pull qui est du type série. De plus bien qu'un déphasage soit nécessaire, pour l'obtenir il n'y a pas à recourir à un dispositif spécial le déphasage étant produit par le caractère complémentaire des deux transistors. Ce montage a cependant un défaut : il nécessite deux sources d'alimentation : une pour chaque transistor. Le montage de la figure 11 permet d'éviter cet inconvénient. Le H.P. est branché au point de jonction A des émetteurs des transistors complémentaires T₂ et T₃ par un condensateur. La tension continue en ce point A est la moitié de celle de la source d'alimentation.

Le transistor T₁ est dit « d'attaque préalable ». Son circuit collecteur est chargé par la résistance R₁. Le collecteur de T₁ attaque en liaison directe les bases de T₂ et T₃.

Le fonctionnement est semblable à celui du montage de la figure 10. Pendant les alternances positives, T₂ est conducteur et T₃ est bloqué ce qui a pour effet de diminuer la tension V. Aux cours de l'alternance négative, T₂ devient conducteur tandis que T₃ est bloqué et la tension du point A augmente. Ces variations de tensions sinusoïdales — si le signal d'attaque l'est — sont transmises par le condensateur au haut-parleur qui charge cet étage. Sous cette forme simplifiée, uniquement destinée à faire comprendre le mécanisme du fonctionnement, il est bien évident que des distorsions inadmissibles apparaîtraient.

Tout d'abord il faut considéré que sur ce montage aucune polarisation n'est appliquée aux bases des transistors. Or pour que ceux-ci fonctionnent il est nécessaire qu'il existe une certaine différence de potentiel entre la base et l'émetteur de chaque transistor sinon il se produit une distorsion non linéaire qui déforme une sinusoïde comme l'indique la figure 12. Rappelons que cette polarisation doit être négative pour le transistor PNP soit T₂ sur notre schéma et positive pour le transistor NPN. Une telle polarisation est obtenue en intercalant entre les bases des deux transistors complémentaires une résistance R₂ comme à la fig. 13. Le passage du courant collecteur de T₁ provoque une chute de tension dans R₂ dont les polarités sont celles indiquées et qui polarise négativement la base de T₂ et positivement celle de T₃. Cette résistance

doit être ajustée de manière à faire disparaître la distorsion de croisement comme on l'appelle souvent mais elle doit être assez faible devant R₁ pour qu'elle n'apporte pas de dissymétrie. De plus si la polarisation est légèrement trop grande le courant de repos de T₂ et T₃ peut croître rapidement et provoquer dans ceux-ci une dissipation exagérée. Souvent on dispose en série avec la résistance une diode genre BA 114 branché dans le sens direct (voir fig. fig. 13 b). La résistance de cette diode dans le sens conducteur est seulement d'une dizaine d'ohms. Cette diode stabilise le régime de fonctionnement en contrebalançant les variations possibles de la tension d'alimentation ou du courant collecteur de T₁. Souvent également on prévoit avec ou sans la diode une résis-



tance CTN (fig. 13 c). Elle sert à compenser très efficacement l'augmentation du courant de repos des transistors complémentaires T₂ et T₃ en fonction de la température. En effet résistance diminue lorsque la température augmente entraînant la réduction de la polarisation.

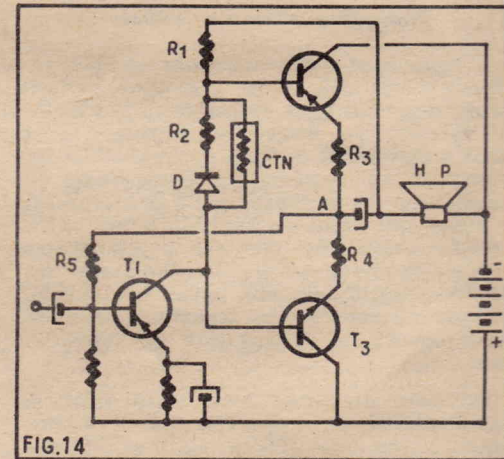
Pour stabiliser l'effet de température, il y a lieu de prévoir des résistances dans le circuit émetteur de chaque transistor complémentaire. Cette stabilisation est complétée par une contre-réaction continue qui sur le schéma de la figure 14 est constituée par la résistance R₄ du pont de base de T₁ qui va au point de jonction A des émetteurs des transistors complémentaires. Pour une question de phase, lorsque le préamplificateur comporte deux transistors en cascade, ce circuit doit aboutir à l'émetteur de celui d'entrée comme cela a lieu sur le schéma figure 15 que nous donnons à titre d'exemple. La résistance de contre-réaction fait ici 820 ohms. Pour éviter les accrochages provoqués par la rotation de phase cette résistance est shuntée par un condensateur de 3,9 nF.

Parfois on dispose dans le circuit collecteur du transistor d'attaque préalable

une résistance R dont le point de jonction avec la résistance de charge R₁ et relié au point A par un condensateur C (Fig. 11) ce dispositif permet d'effectuer une injection de tension qui fait fonctionner le préamplificateur à courant constant. Un des avantages est la compensation de I_c du transistor T₁ sur les alternances négatives. En effet si on supprime T₁ la tension sur les bases de T₂ et T₃ est procurée par le pont formé par les résistances R, R₁, R₂ et la résistance de fuite base-collecteur de T₁ qui aboutit au pôle + de l'alimentation. Or plus le transistor est chaud plus cette résistance de fuite est faible et plus la distorsion est importante. L'application de la tension de sortie sur R a pour résultat de rendre cette tension négative par rapport à la masse ce qui permet d'amener le transistor T₂ à saturation.

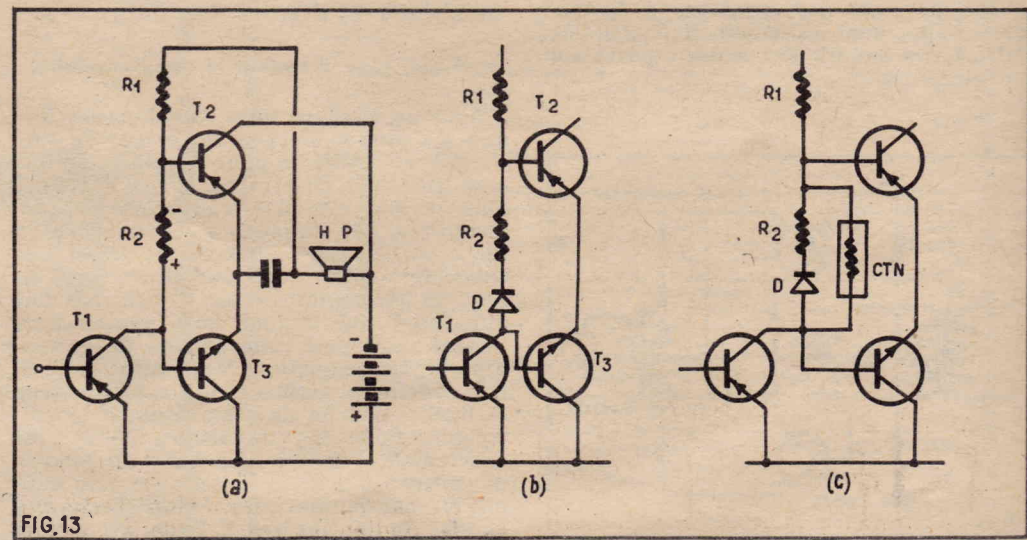
Attaque de transistors de forte puissance

Un amplificateur à étage de sortie transistors complémentaires comme celui de la figure 15 donne une puissance modulée assez faible (1/2 watt pour l'exemple choisi). Pour obtenir de grosses puissances il est possible de coupler en liaison direct



aux transistors complémentaires des transistors PNP ou NPN de forte puissance fonctionnant en classe B comme à la figure 17. C'est ce qui se fait actuellement sur les amplificateurs haute fidélité. Nous avons d'ailleurs donné plusieurs réalisations utilisant des étages de puissance de cette sorte.

Liquidateur spécialisé en matériels de laboratoire vend continuellement et à très bas prix, neuf ou d'occasion : matériel radio, électronique ; appareils de mesures ; accumulateurs ; appareils de photo, optique, physique, etc. Demander la liste à :
L.S.M.L., 4, RUE DE FONTARABIE
PARIS-20°



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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

NUMERO 231 DE JANVIER 1967

- Une enseigne électronique
- Ampli de 20 watts pour guitare
- Ampli stéréo Hi-Fi 2 x 10 W
- Ampli 1 W à transistors
- Ampli HF à cadre
- Chambre d'écho

NUMERO 230 DE DECEMBRE 1966

- Déclencheur photosensible
- Tuner stéréophonique à transistors
- Récepteur portatif à 6 transistors
- Boîte de résistances

NUMERO 229 DE NOVEMBRE 1966

- Ampli Hi-Fi Bicanal
- Un contrôleur universel
- Générateur BF à battements
- Alimentation secteur régulée
- Clignoteur électronique sur secteur

NUMERO 228 D'OCTOBRE 1966

- Une boîte de substitution
- Récepteur de poche à 6 transistors
- Un chargeur automatique
- Pentodes ou triodes en mélangeuses VHF

NUMERO 227 DE SEPTEMBRE 1966

- Un interphone à transistors
- Récepteur portatif PO.GO.OC à 7 transistors
- Ampli Hi-Fi stéréo à transistors 2 x 16 W
- Un photomètre ultra-sensible

NUMERO 226 D'AOUT 1966

- Dépannage des amplis des TV à transistors
- Récepteur portatif à transistors
- Boîte de mixage
- Téléviseur portatif à transistor
- Contrôleur universel.

1,50 F le numéro

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

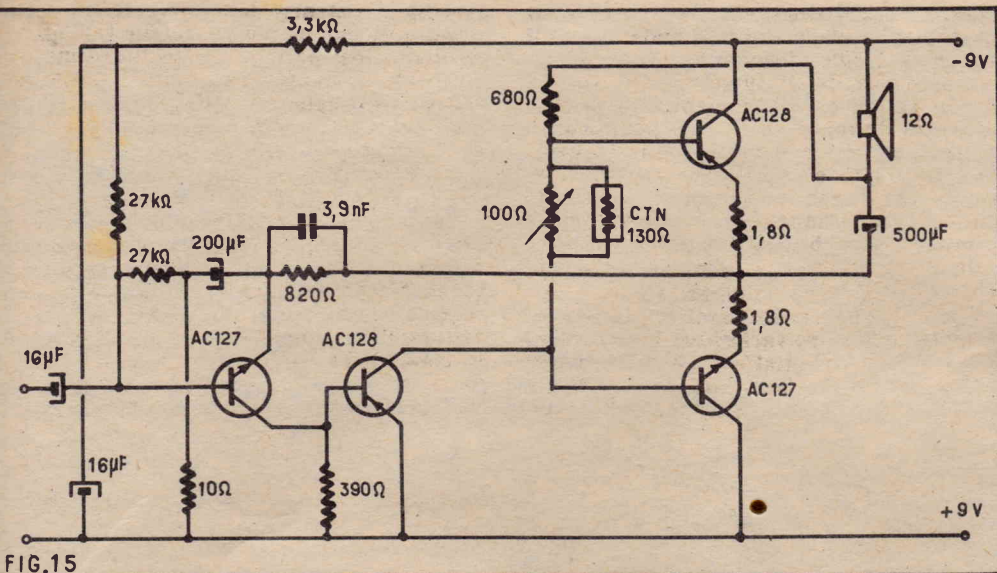


FIG.15

Calcul de la puissance de sortie et de l'impédance de charge

Il faut considérer qu'un étage de cette sorte agit comme modulateur de la tension d'alimentation. Supposons que cette tension soit V , la tension de repos au point A ou point de T, et T₁ (Fig 17) est $V/2$. On ne commet pas une grosse erreur

en disant que l'amplitude de crête de la sinusoïde se situera entre $V/2 - a$ et $0 + a$; a étant la somme de la tension de saturation et de la tension aux bornes des résistances d'émetteur. La tension efficace maximum est donc $V_{eff} = \frac{V_{allim}}{2 \cdot \sqrt{2}}$ puis-

que les transistors fonctionnent en classe B le courant efficace maximum dans chacun d'eux est $I_{eff} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$

On peut donc écrire :

$$P = V_{eff} \times I_{eff} = \frac{V_{allim}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{allim}}{\sqrt{2}}$$

d'où on tire la formule

$$P = \frac{V_{allim} \cdot I_{allim}}{4}$$

Si on veut utiliser les transistors au maximum de leurs possibilités on prend $V_{allim} = E_{max}$ et $I_{max} = I_{max}$. Ces valeurs maximales étant celles indiquées par le constructeurs. Il convient cependant de

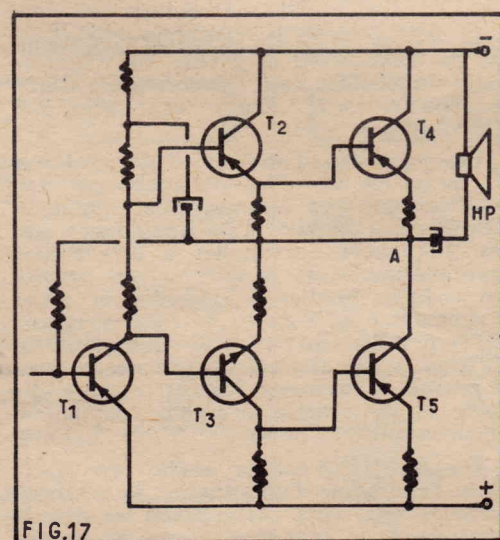


FIG.17

s'assurer que les résistances thermiques permettent cette puissance, l'impédance de charge est :

$$Z = \frac{V_{eff}}{I_{eff}} = \frac{V_{allim} \sqrt{2}}{2 \cdot I_{allim} \cdot \sqrt{2}}$$

d'où on tire :

$$Z = \frac{E_{allim}}{2 \cdot I_{allim}}$$

Prenons un exemple : soit un amplificateur de puissance utilisant des transistors de puissance que l'on fait fonctionner avec une tension d'alimentation de 34 V et un courant de 2 A la puissance modulée est :

$$P = \frac{34 \cdot 2}{4} = 17 \text{ watts}$$

l'impédance de charge doit être de :

$$Z = \frac{34}{2 \cdot 2} = 8,5 \text{ ohms.}$$

E. GENNE

Références. — Information Technique de la Radiotechnique; Bulletins techniques n° XIII et XVIII de la Radiotechnique

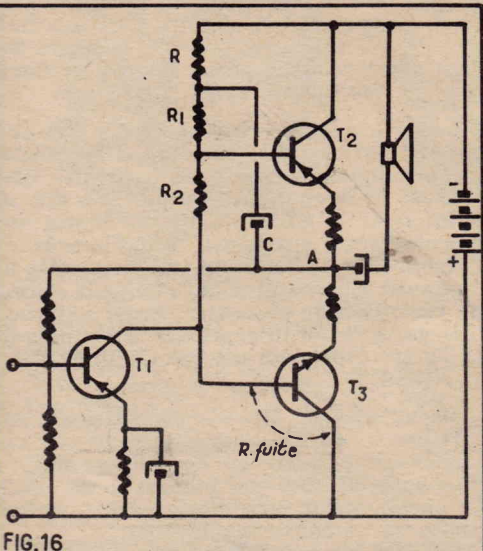


FIG.16

compteur de pièces à cellule photoélectrique

Ce qui avant la guerre était la radio-électricité, la T.S.F., est devenu l'électronique. Qu'est-ce que cela signifie ? Simplement qu'à cette époque la domestication des électrons, grâce aux lampes à trois ou plusieurs électrodes, était appliquée aux transmissions sans fil, à la radio-diffusion et à la reproduction des sons. Certes, on connaissait déjà les cellules photoélectriques, les thyratrons, qui sont actuellement largement utilisés, mais leur application dans le domaine industriel était très limitée. Or depuis la guerre, la situation s'est profondément modifiée. Non pas que les appareils audio-visuels aient rétrogradés, bien au contraire, puisque la télévision est en plein développement et que la technique de l'enregistrement et de la reproduction sonore est en perpétuel progrès ; mais à côté de cette branche mère d'autres très nombreuses à vocations professionnelles, industrielles se sont développées et le tout a été placé sous le vocable général : l'électronique. Tout ceci pour en venir à dire que l'amateur ou le petit constructeur ont vu eux aussi, l'éventail de leur activité s'étendre, à la faveur de cette croissance prodigieuse de la technique. Et c'est ainsi que de plus en plus ils aspirent à réaliser en plus des récepteurs, électrophones, téléviseurs, magnétophones, etc., de véritables dispositifs électroniques pouvant améliorer leur vie domestique ou leur activité professionnelle. Pour répondre à ces besoins, ou même à une simple curiosité de la chose électronique, nous décrivons, aussi souvent que possible, des appareillages de ce genre. Aujourd'hui nous vous proposons un compteur d'objets susceptible d'applications très diverses. En effet dans de nombreux secteurs indus-

triels et commerciaux le comptage des objets est une nécessité. Ce petit appareil placé près d'une bande de cheminement effectuera automatiquement le dénombrement. Il pourra également enregistrer avec la même facilité le nombre de visiteurs d'une exposition ou le nombre de clients d'un magasin. Sa possibilité de stockage d'informations est très grande et permet de couvrir les besoins courants, puisque le compteur qui l'équipe est à 6 chiffres ce qui correspond presque au million — 999.999 très exactement. Signalons que ce compteur possède une remise à zéro qui permet d'effectuer, à la suite, plusieurs comptages différents.

Très simple, d'une construction facile, ne nécessitant pratiquement aucune mise en point et d'un prix de revient très bas, ce petit appareil peut s'adapter à des besoins les plus divers.

Entièrement transistorisé, sa haute fiabilité rend son fonctionnement très sûr et le met pratiquement à l'abri de toute panne. Son alimentation peut se faire sur secteur, ou sur pile ou batterie de 24 V. Cette tension d'alimentation de 24 V a été choisie sciemment car elle correspond à la tension de sécurité des entreprises et il est très facile d'adapter ce compteur à cette tension alternative dans tous les cas où le 115 V ou le 230 V seraient dangereux.

Schéma et fonctionnement

Le schéma est donné à la figure 1. L'œil de cet appareil est une cellule photo-résistante PCV 35. Cette cellule est constituée par un dépôt de sulfure de cadmium pulvérisé sous vide et déposé entre deux électrodes en forme de peignes imbriqués.

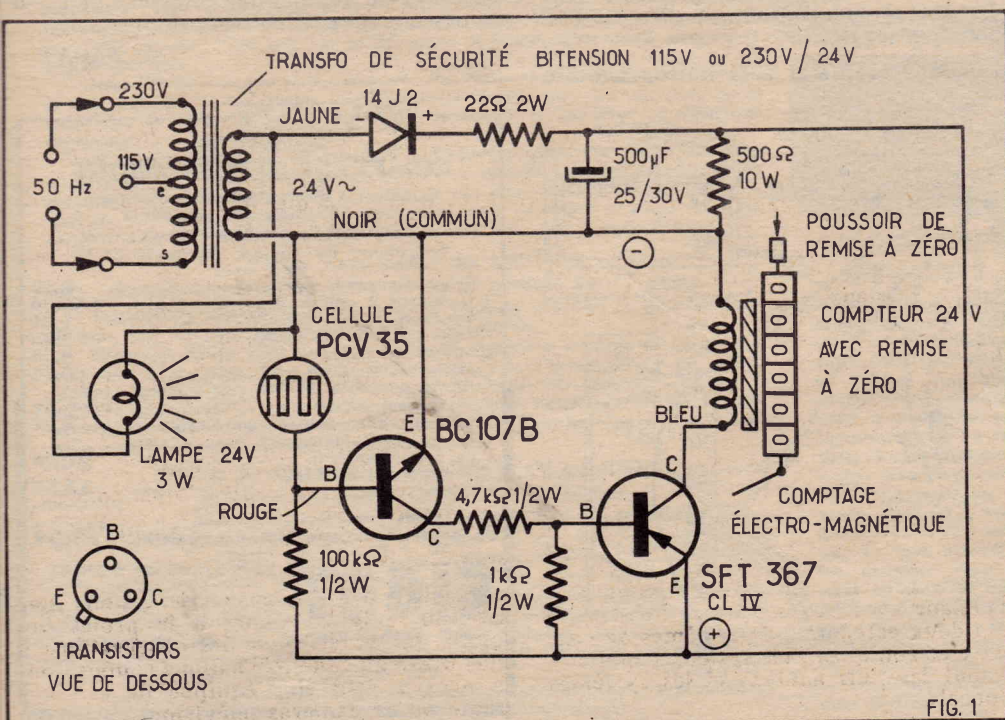
Cette forme permet de mettre en œuvre une surface de sulfure de cadmium relativement grand associée à une faible distance entre les électrodes. Cette cellule est placée dans une enveloppe métal-verre. Rappelons, car cela aura son importance pour l'explication du fonctionnement de l'ensemble, que les cellules photo-résistantes ont une très grande résistance dans l'obscurité (3 mégohms pour le modèle PCV35) et que cette résistance diminue en fonction de l'intensité du rayon lumineux qui frappe le dépôt de sulfure de cadmium. Signalons que pour obtenir le maximum de rendement, il faut que la lumière incidente soit dans tous les cas dirigée perpendiculairement à la surface sensible.

Sur notre appareil cette cellule est éclairée par une lampe de 24 V - 3 watts. Elle entre dans la composition du pont de polarisation de base d'un transistor BC107B et est située entre la base de ce transistor et le moins de l'alimentation. L'autre branche du pont est une résistance de 100.000 ohms 1/2 watt insérée entre la base et le côté « plus » de l'alimentation. Le BC 107B est un transistor NPN au silicium, par conséquent son émetteur est relié au « moins » de l'alimentation et son collecteur est dirigé vers le « plus alimentation ». Le circuit du collecteur contient une résistance de 4.700 ohms en série avec une 1.000 ohms, cette dernière aboutissant à la ligne « + alimentation ». Le point de jonction de ces résistances attaque en liaison directe la base d'un SFT 367, qui est un transistor PNP. Comme il se doit l'émetteur de ce transistor est relié directement à la ligne « + alimentation » ; quant à son collecteur il est réuni à travers l'enroulement du compteur électromécanique, à la ligne « — alimentation ».

L'alimentation secteur est représentée sur le schéma. Elle met en œuvre un transformateur, à primaire bi-tension, permettant l'adaptation à un secteur de 115 V ou de 230 V. Le secondaire de cet organe procure une tension alternative de 24 V qui, notons-le en passant, sert à l'alimentation de la lampe d'éclairage de la cellule. Cette tension qui sert aussi à l'alimentation du dispositif électronique est, pour cela, redressée par une diode au silicium I4J2 et filtrée par une résistance de 22 ohms 2 W associée à un condensateur électrochimique de 500 μ F 25/30 V. Ce filtrage est prévu pour que la composante ondulée du courant redressé ne fasse pas vibrer l'électroaimant du compteur. La tension de sortie de l'alimentation est, dans une certaine mesure, régulée par la résistance Bleeder de 500 ohms 10 watts placée en parallèle, sur le condensateur de filtrage. Si on veut effectuer l'alimentation à partir d'une batterie, on supprime simplement le transfo et la diode de redressement et on branche à la place la batterie en respectant, bien sûr, les polarités.

Si on veut utiliser pour cette alimentation la tension de sécurité de 24 V on supprime le transformateur et on branche ce 24 V à la place du secondaire.

Connaissant la constitution nous pouvons maintenant expliquer le fonctionnement. Lorsqu'aucun objet ne passe entre



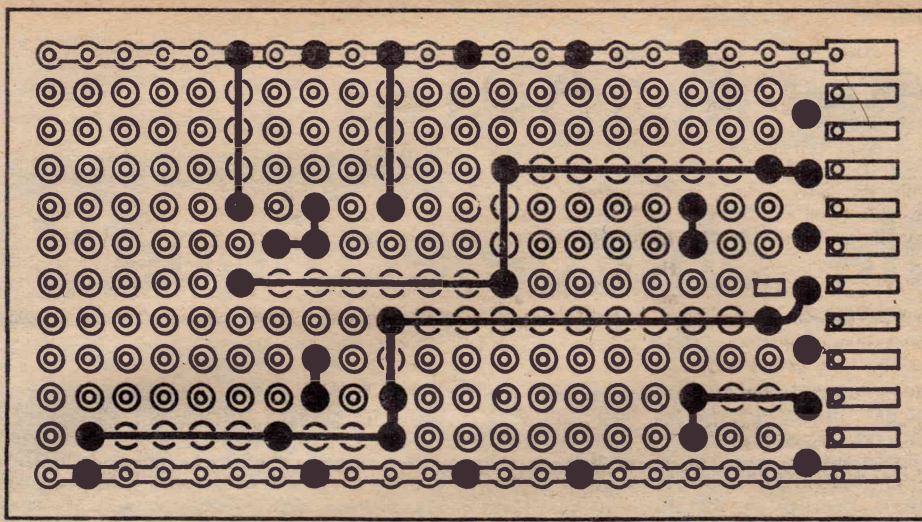


FIG. 2

la lampe et la cellule la résistance de cette dernière est minimum ce qui provoque également une polarisation minimum de la base du BC107B. Dans ces conditions, le courant collecteur du transistor NPN est relativement peu élevé et ne provoque qu'une faible chute de tension aux bornes de la résistance de charge de 1 000 ohms. Cette chute de tension créant la polarisation de base du SFT 367. Le courant collecteur de ce transistor est très faible et insuffisant pour actionner le compteur.

Lorsqu'un objet passe entre la lampe et la cellule photorésistante la résistance croît, ce qui modifie l'équilibre du pont de base du BC107 de telle façon que la polarisation augmente et avec elle le courant collecteur. Cet accroissement du courant collecteur entraîne l'augmentation de la différence de potentiel aux bornes de la résistance de 1 000 ohms et de la polarisation de la base du SFT367. Cette modification de polarisation entraîne une augmentation du courant collecteur qui atteint la valeur de saturation et actionne le compteur. Lorsque l'objet dépasse le rayon lumineux ce dernier vient à nouveau frapper la cellule et le système retrouve les conditions de repos. Le même cycle se renouvelle chaque fois qu'un objet coupe le rayon lumineux. Notons que l'inertie du compteur est suffisamment faible pour permettre le comptage de 25 objets par seconde.

Réalisation pratique

La majeure partie de ce montage est effectuée sur une plaquette de bakélite à

au préalable, de réaliser un petit trou rectangulaire pour le passage de l'ergot d'orientation de la partie femelle. Cet ergot rend impossible toute inversion du raccordement. La partie mâle du connecteur est en réalité en deux parties : une à trois broches et l'autre à 4 broches. Notons encore qu'à la même extrémité de la plaquette existent des languettes cuivrées qui pourront être utilisées à la place de la partie mâle du connecteur, dont nous venons de parler, ce qui permettra de remplacer ce dernier par un connecteur à glissière, ceci au cas où le dispositif serait prévu pour prendre place sur un ensemble compact.

Toujours sur la face bakélite on monte la résistance de 22 ohms 2 watts, la diode I4J2, le condensateur 500 µF 25/30 V, la résistance bobinée de 500 ohms 10 watts, les résistances 1/2 watts de 100.000 ohms, 4.700 ohms et 1.000 ohms. Pour le condensateur électrochimique il faut, bien sûr, respecter le sens de branchement indiqué sur le plan. Ensuite on soude les deux transistors et la cellule photo résistante. Pour cette dernière il n'est besoin de respecter aucun sens. A l'intention de ceux qui ne connaîtraient pas le brochage des transistors nous le donnons en annexe du schéma. On pose les connexions qui sont indiquées sur la figure 2. Elles sont exécutées en fil nu de 7/10 et soudées ainsi que les fils de raccordement, des composants de la face bakélite, sur les pastilles cuivrées. On prévoit un clips refroidisseur sur chaque transistor.

Le connecteur sert à la liaison avec le

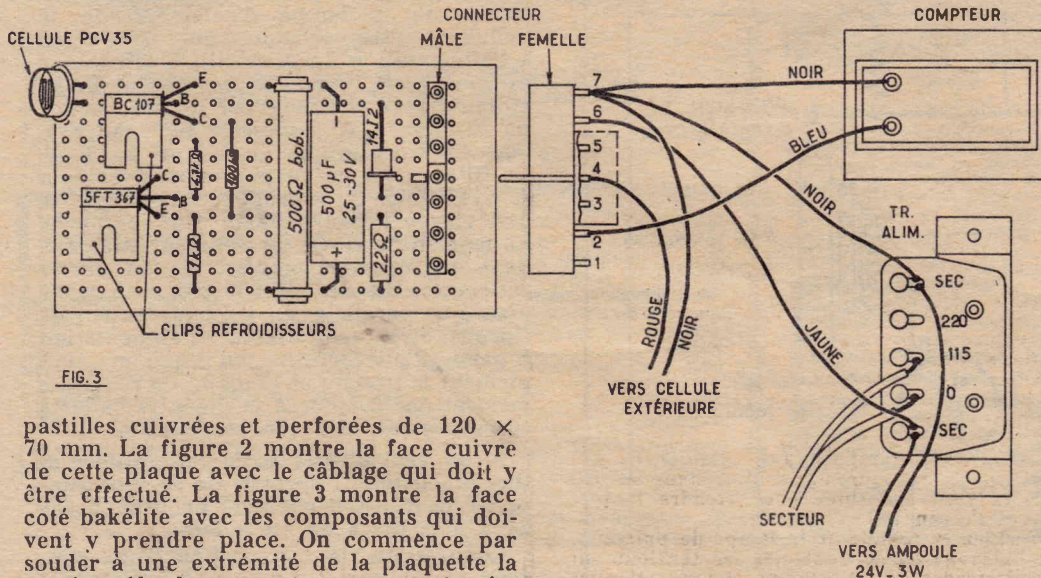


FIG. 3

pastilles cuivrées et perforées de 120 x 70 mm. La figure 2 montre la face cuivre de cette plaque avec le câblage qui doit y être effectué. La figure 3 montre la face coté bakélite avec les composants qui doivent y prendre place. On commence par souder à une extrémité de la plaquette la partie mâle du connecteur en ayant soin,

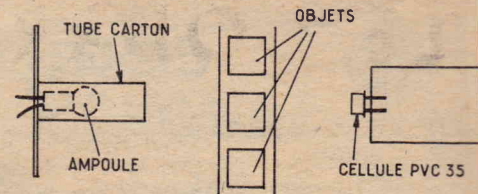


FIG. 4

transformateur d'alimentation, le compteur et éventuellement avec la cellule photo résistante, si celle-ci, pour les besoins particuliers d'une installation, doit être extérieure au dispositif. Pour ce raccordement on utilise un cordon ruban 6 conducteurs repérés par des couleurs. une extrémité, on soude les fils jaune noir sur les cosses « secondaires » du transfo d'alimentation, un autre fil noir est soudé sur la borne 1 du compteur tandis que le fil bleu est soudé sur la borne 4. En cas où la cellule photo résistante doit être extérieure, elle sera soudée entre le troisième fil noir et le fil rouge.

Comme vous pourrez le remarquer la partie femelle du connecteur a ses contacts repérés par des chiffres. On soude : le fil bleu sur le contact 2, le fil rouge sur le contact 4, le fil jaune sur le contact 6 et les trois fils noirs sur le contact 7.

Le cordon secteur est branché sur la cosse 0 du transformateur et suivant le secteur sur la cosse 115 V ou la cosse 230

Installation

L'installation dépend évidemment de l'usage que l'on veut faire de cet appareil. C'est pour cette raison qu'aucun boîtier particulier n'a été prévu, laissant ainsi à chacun la possibilité de l'adapter à ses besoins. Il faut évidemment dans le cas du comptage d'objets que la lampe d'éclairage et la cellule soient disposées de part et d'autre du dispositif de cheminement.

Il n'est pas besoin d'utiliser un dispositif optique à lentilles pour concentrer le pinceau lumineux sur la couche sensible de la cellule, il suffit de placer sur la lampe un tube de carton peint en blanc pour obtenir un faisceau convenable (figure 4). Les dimensions de ce tube sont laissées à l'appréciation de chacun; cependant il semble que dans la majorité des cas un diamètre de 2 cm et une longueur de 5 cm donneront d'excellents résultats.

A. BARAT

DECRIE CI-CONTRE

DISPOSITIF DE COMPTAGE ELECTRONIQUE

Compte les objets défilant à la vitesse de 50 pièces par seconde
— CAPACITE : 999.999 - Remise à 0
Fonctionne sur courant alternatif 24 V

1 Circuit imprimé	6,50
1 Compteur 6 chiffres avec remise à 0	140,00
1 Connecteur mâle/femelle	1,04
1 Cellule PCV35 ou LDR03	2,80
2 mètres de Scindex	0,50
2 mètres fil en 7/10	0,30
Soudure, ampoule 24 V avec support, fil 6 conducteurs	2,42
1 Jeu de résistances et condensateurs	3,27
1 Diode + 2 transistors avec ailettes de refroidissement	26,26
1 Transformateur C2/24 V	15,45
1 Cordon secteur	

Toutes les pièces détachées du dispositif de comptage électronique. **198,54**

CIBOT 1 et 3, rue de REUILLY PARIS-XII^e
Téléphone : DID. 66-90
Métro : Faiderbe-Chaligny
★ RADIO C.C. Postal 6129-57 PARIS

Voir nos publicités en pages 2 et 3, et en 4^e page de couverture