

Radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR
DE RADIO DE TÉLÉVISION
ET D'ÉLECTRONIQUE

AU SOMMAIRE

(voir détails page 13)

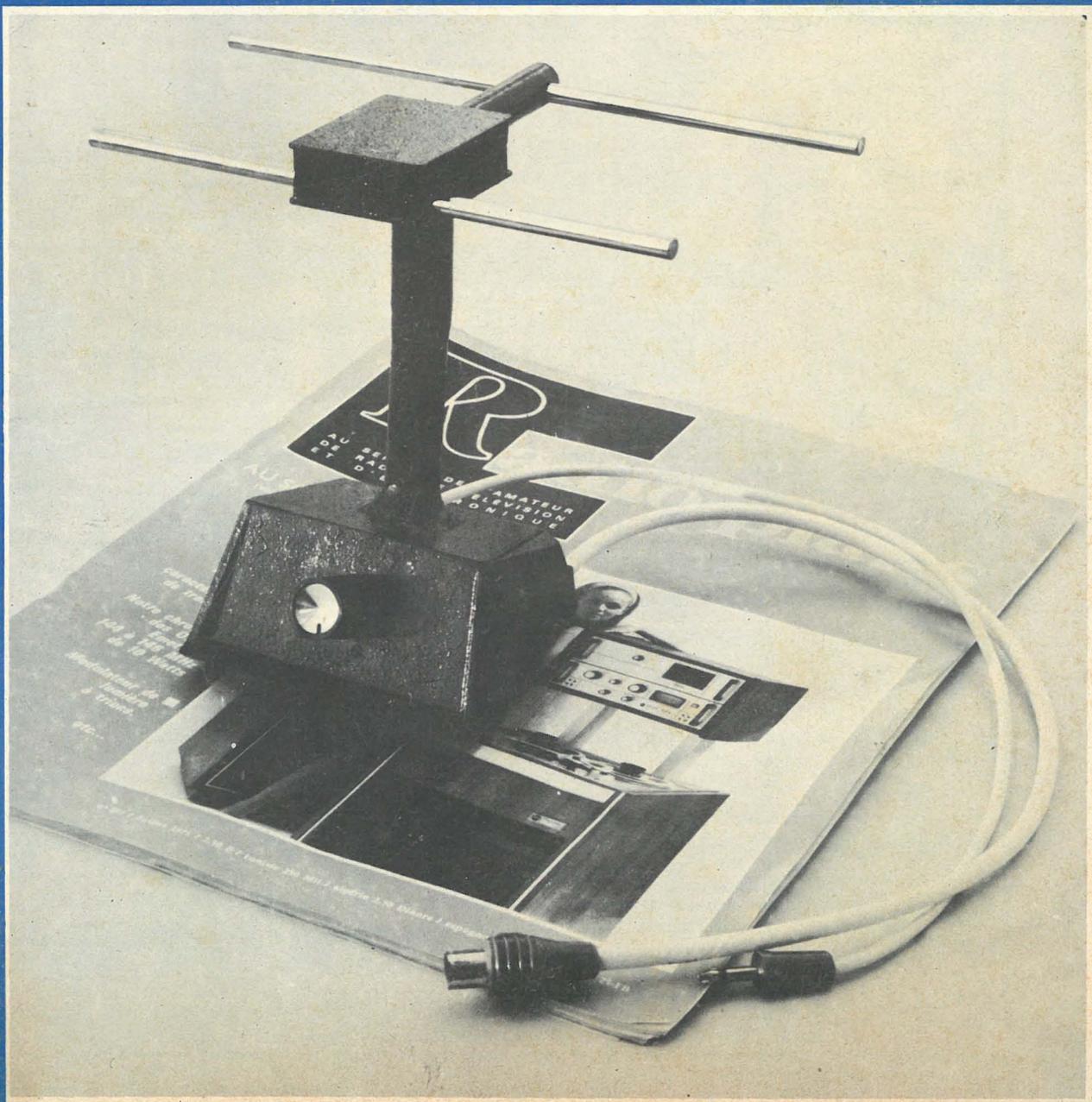
*Vérificateur
simple
pour thyristors* ■

*Différents
procédés
de réalisation
d'un circuit
imprimé* ■

*Minuterie
électronique
à programme
de longue durée* ■

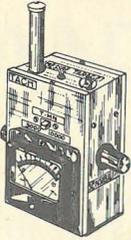
*Comment
trouver
les transistors
de remplacement* ■

etc...



AU SERVICE DES AMATEURS-RADIO

TACHYMÈTRE PHOTOÉLECTRIQUE TACH



Tachymètre ou compte-tours, permettant de mesurer la vitesse de rotation de moteur, pignon, tout système tournant. Il procède sans liaison mécanique, on présente la cellule photoélectrique que comporte l'appareil devant le moteur et on lit la vitesse de rotation sur un cadran à aiguille, en nombre de tours par minute.

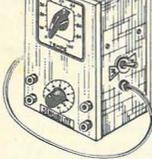
2 gammes de lecture, de zéro à 3 000 tr /mn et de zéro à 10 000 tr /mn. Alimentation sur pile incorporée. Emploi de 2 circuits intégrés, sur circuit imprimé.

Utilisations : réglage et connaissance de moteur à explosion en radiomodélisme, moteur électrique, démultiplication, réglage de ralenti, tous moteurs électriques ou à explosion, tous systèmes tournants.

Complet, en pièces détachées 190,00

(Tous frais d'envoi : 5,00)

Accessoirement : éléments d'étalonnage 16,60



MINUTERIE PH.5 photosensible et manuelle. Antivol permanent.

Elle peut être commandée à la main par bouton-poussoir et par la lumière, sur réception par exemple d'un coup de phare de voiture suffisamment maintenu. Insensible à la lumière ambiante et au coup de lumière rapide. La cellule photoélectrique et le poussoir peuvent être disposés à distance. La durée de l'allumage peut être réglée entre 35 secondes et plus de 9 minutes. Après le temps d'action, l'appareil se remet en position d'attente. Nombreuses applications en antivol et en gadget. Fonctionne sur secteur.

Complet, en pièces détachées 165,20

(Tous frais d'envoi : 5 F)

ALARME PAR RUPTURE D'UN RAYON INVISIBLE

INDICATEUR DE PASSAGE IPA 7

Ce dispositif procède par rayon à ultrasons, donc invisible. Ce rayon est présent entre 2 sondes émettrice et réceptrice, que l'on peut disposer facilement en divers endroits. Le passage d'une personne qui intercepte le rayon peut actionner une sonnerie d'alarme antivol, ou une sonnette d'entrée de boutique. Alimentation sur accu, avec rechargeur incorporé. Le rayon invisible peut se réfléchir sur des surfaces métalliques ou brillantes d'où une très grande souplesse d'emploi.

Complet en pièces détachées 236,50

(Tous frais d'envoi : 5,00)

Accessoirement : Accu 12 V ... 130,00

(Tous frais d'envoi : 5 F)

ALARME PAR RUPTURE DE CONTACT ARC 2

Dispositif d'alerte antivol qui fonctionne sur rupture d'un contact, par exemple lors de l'ouverture d'une porte ou d'une fenêtre, ou à la cassure d'un fil fin. H.P., incorporé, prise pour branchement d'un H.P. extérieur pouvant être disposé à distance.

Complet, en pièces détachées. 72,00

(Tous frais d'envoi : 5 F)

Toutes les pièces détachées de nos ensembles peuvent être fournies séparément.

Tous nos ensembles sont accompagnés d'une notice de montage qui peut être expédiée pour étude préalable contre 3 timbres-lettre.

CATALOGUE SPÉCIAL « APPLICATIONS ÉLECTRONIQUES » contenant diverses réalisations pouvant facilement être montées par l'amateur, **contre 3 timbres.**

CATALOGUE GÉNÉRAL contenant la totalité de nos productions, pièces détachées et toutes fournitures, contre 5 francs en timbres ou mandat.

ALARME ACOUSTIQUE AR 5 H

Relais déclenché par le son



Il comporte un relais à fort pouvoir de coupure (550 W) qui s'enclenche sur perception d'un bruit, d'un son, d'une conversation. Emploi en système d'alarme sur bruits, ouverture d'une porte par la parole ou sur coup de klaxon, mise en route d'un magnétophone, par une conversation qui sera enregistrée. Relais à 2 temporisations. Réglage de sensibilité. Emploi avec capteur sensible à tous les bruits se produisant dans une pièce, ou avec capteur ne réagissant qu'en un seul point.

Alimentation par pile 12 V incorporée. Possibilité d'alimentation par accu ou par le secteur.

Complet, en pièces détachées 135,50

(Tous frais d'envoi : 5,00)

Accessoirement : Fil blindé pour liaison au capteur, le mètre 1,50

Alimentation sur secteur : AL. 12 V 50,00

(Tous frais d'envoi : 5 F)

SYNCHRO-FLASH SFM 2

Pour doser et modeler à volonté les ombres et la lumière d'un sujet à photographier. Il comporte un flash magnésique déclenché par une cellule photo-électrique, elle-même impressionnée par le flash principal de l'appareil qui prend la photo. Réflecteur orientable. Possibilité de disposer plusieurs SFM 2. Déclenchement jusqu'à 8 m. Autonome, sans fils de liaison. Possibilité de disposer chaque SFM 2 en tous endroits pour doser à volonté l'éclairage du sujet à photographier.

Complet en pièces détachées 84,00

(Tous frais d'envoi : 5,00)

Accessoirement : Flash et son socle 80,00

Boîte d'ampoules flash 7,00

(Tous frais d'envoi : 5 F)

DÉTECTEUR D'APPROCHE et de CONTACT DA. 3

Par l'intermédiaire de cet appareil, lorsqu'on approche ou qu'on touche une plaque métallique quelconque, on déclenche l'action d'un relais à fort pouvoir de coupure. La plaque peut être remplacée par un objet métallique quelconque : poignée de porte, outil, coffret, appareil. Dès que l'on touche cet objet, on peut donc déclencher une alarme ou un système de sécurité, ou un éclairage. On peut aussi mettre un simple fil et l'appareil déclenche dès qu'on touche ce fil. Autonome sur pile. Possibilité d'alimentation sur le secteur. Emploi en attraction de vitrine, alarme antivol ou de sécurité, allumage automatique etc... Peut fonctionner en déclenchement intermittent ou en déclenchement permanent.

Complet, en pièces détachées 125,60

(Tous frais d'envoi : 5 F)

Accessoirement : Alimentation sur secteur AL. 12 V ... 50,00

(Tous frais d'envoi : 5 F)

Radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR DE RADIO DE TELEVISION ET D'ÉLECTRONIQUE

SOMMAIRE DU N° 290 — JANVIER 1972

PAGE

- 15 **Notre couverture :**
● Antenne intérieure pour TVC
- 18 Stroboscope électronique
- 20 Oscilloscope équipé d'un tube de 16 cm
- 25 Montages à circuits linéaires RCA
- 30 Circuits électroniques d'un magnétophone à 4 canaux réels
- 34 **Les bancs d'essai de Radio-Plans :**
● Aiwa TP 743, magnétophone à cassettes avec micro incorporé
- 38 Vérificateur simple pour thyristors
- 39 Générateur MR1
- 42 Densitomètre photographique
- 43 Différents procédés de réalisation d'un circuit imprimé
- 45 Comment mesurer les faibles capacités
- 46 **Chronique des Ondes Courtes :**
● Émetteur VHF 144-146 MHz de 15 watts à 5 canaux pré-réglés et VFO
(Voir la première partie dans le précédent numéro)
- 49 Chargeur sur secteur pour condensateur de flash électronique
- 50 Nouvelles applications des circuits linéaires et mesures en BF
- 54 Minuterie électronique à programme de longue durée
- 56 Comment trouver les transistors de remplacement
- 60 Convertisseur 144/432 MHz
- 63 Nouveautés et informations
- 65 Le courrier de Radio-Plans

SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION

(Société Anonyme au capital de 30.000 F.)

Président-Directeur Général,

Directeur de la publication : J.-P. VENTILLARD

Secrétaire général de rédaction : André Eugène

Secrétaire de rédaction : Jacqueline Bernard-Savary

DIRECTION — ADMINISTRATION

ABONNEMENTS — RÉDACTION

RADIO-PLANS : 2 à 12, rue de Bellevue

PARIS-XIX^e - Tél. : 202-58-30

C. C. P. : 31.807-57 La Source

ABONNEMENTS :

FRANCE : Un an 26 F - 6 mois 14 F

ÉTRANGER : Un an 29 F - 6 mois 15,50 F

Pour tout changement d'adresse

envoyer la dernière bande et 0,60 F en timbres

NOTRE COUVERTURE :

Antenne intérieure pour T. V. C. pouvant rivaliser avec une installation extérieure.



PUBLICITÉ :
J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
PARIS - IX^e
Tél. : 874.21-11

Le précédent numéro a été tiré à 53.370 exemplaires



PERLOR * RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, PARIS (1^{er})

M^o : Louvre, Les Halles et Sentier - Tél. : (CEN) 236-65-50
C.C.P. PARIS 5050-96 - Expéditions toutes directions
CONTRE MANDAT JOINT A LA COMMANDE
CONTRE REMBOURSEMENT : METROPOLE SEULEMENT
(frais supplémentaires : 4 F)

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

une nouvelle génération de piles, puissance 3...

MEGATOP

ALKALINE BATTERY

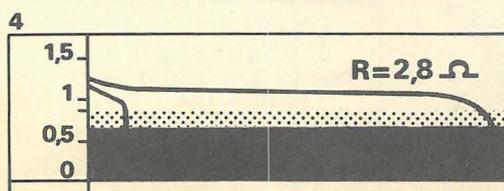
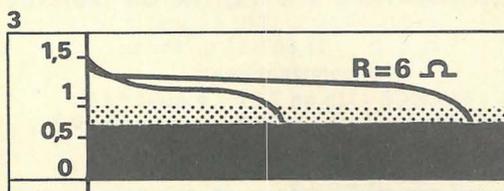
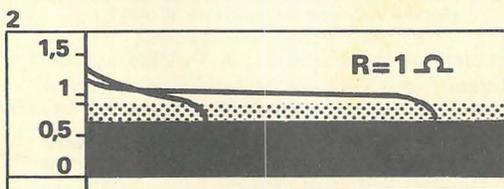
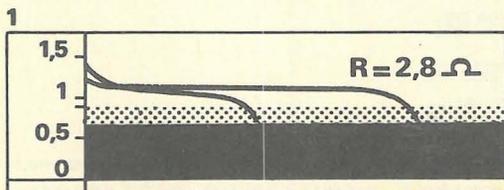
Aussi incroyable que cela puisse paraître, c'est une réalité technique!

L'énergie utile d'un générateur électro-chimique à électrolyte alcalin est, en effet, beaucoup plus importante que celle d'une pile classique. Mieux encore, la tension électrique du générateur alcalin reste, pendant tout le temps de décharge, à un niveau plus élevé... et, pour tous les usages où le niveau de tension conditionne l'utilisation, c'est primordial!

MEGATOP : UN SUPER COMBUSTIBLE

La décharge en continu (schéma n° 1) d'une pile ordinaire, comparée avec celle d'un générateur MEGATOP, fait apparaître une nette supériorité à ce dernier. Cette supériorité s'accroît encore quand on compare les deux courbes (schéma n° 2) avec non plus une résistance de 2,8 ohms, mais de 1 ohm. Pour des générateurs de module LR 14 et LR 6, la chute de la courbe (schémas n° 3 et 4) des piles salines est encore plus marquée.

Capacité plus importante, tension plus régulière, les avantages MEGATOP ne s'arrêtent pas là. La réaction en milieu alcalin est en effet beaucoup moins sensible au froid que ne l'est la réaction acide. Moins 20°, moins 30°, aucune importance !... et les expéditions polaires, tout comme les alpinistes apprécieront, c'est certain, ce nouveau matériel, aussi bien pour leur récepteur radio que pour leur caméra et leur dispositif d'éclairage.



UNE TECHNOLOGIE D'AVANT-GARDE

Les vues éclatées des différents générateurs MEGATOP (schéma n° 5) font apparaître la complexité de ceux-ci. Ce raffinement n'est pas inutile. L'électrolyte alcalin utilisé est, en effet, extrêmement actif. Il s'agit d'une solution d'hydroxyde de potassium dont le PH est supérieur à 14. Le générateur MEGATOP étant, par vocation, destiné à des appareils performants, donc coûteux, il fallait en conséquence lui assurer une étanchéité absolue. Ce problème a été résolu avec brio par un système breveté de bagues et de joints toriques.

USAGES RECOMMANDÉS

1) Magnétophones

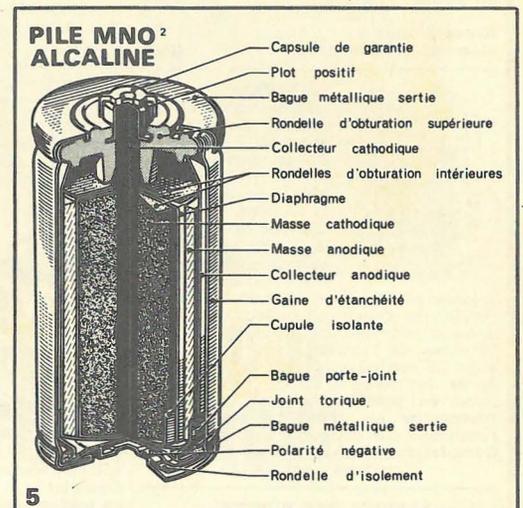
Ces appareils demandent aux piles de gros débits et les variations de tension se traduisent par des effets de pleurage, peu appréciés des mélomanes. Sur un magnétophone alimenté avec des générateurs MEGATOP, ces inconvénients disparaissent. La qualité de l'enregistrement se trouve très nettement accrue. Pour l'enquêteur, chargé d'interviewer « en extérieurs », la corvée du renouvellement des piles est divisée par 3... quelquefois 4 ou 5.

2) Modulation de fréquence

La modulation de fréquence consomme beaucoup d'énergie; c'est ce qui explique que sur un récepteur dont les piles commencent à baisser, la musicalité en MF soit nettement insuffisante, alors qu'en modulation d'amplitude, elle reste encore correcte. Les générateurs MEGATOP apportent, là encore, un service appréciable. Autant leur emploi dans un transistor bon marché n'apportera (la durée mise à part) que peu d'amélioration, autant sur un appareil de classe, recevant la modulation de fréquence, ils réjouiront l'auditeur.

3) Caméras motrices

Rien n'est plus rageant, quand on filme, que d'entendre le ron-ron de la caméra baisser... et s'arrêter. La sensibilité des



émulsions s'accommodent très mal de ces changements de vitesse. De plus, quand varie l'intensité, changent aussi les indications des appareils de mesure. Il devient dès lors difficile de se fier à sa cellule photo électrique. Le générateur MEGATOP va, c'est certain, avoir la faveur des cinéastes, toujours à l'affût d'un matériel fiable et de hautes performances.

En conclusion, on peut dire que le nouveau produit aujourd'hui proposé au public va donner une nouvelle dimension aux appareils utilisant une énergie électrique portable. On pourrait regretter que les modules de piles soient normalisés... et que MEGATOP ne puisse se distinguer aussi par une nouvelle forme permettant mieux son identification... Mais faisons confiance aux connaisseurs : eux sauront vite faire la différence !



ANTENNE INTÉRIEURE POUR TVC

Conception - Réalisation

Les antennes intérieures de télévision sont le plus souvent utilisées dans des zones de champ fort, convenablement dégagées, et leur emploi est, dans la pratique, assez rare, plus encore en TVC qu'en N et B, les conditions de réception étant plus sévères.

Nous voudrions cependant tenter de démontrer qu'une antenne intérieure, équipée d'un préamplificateur convenablement étudié peut, dans nombre de cas, rivaliser avec une installation extérieure. Ce, même dans des zones de champ moyen.

L'antenne décrite ici a été étudiée pour un cas particulier ; la réception de la seconde chaîne du Pic de Nore (canal 58) dans une région de Toulouse où la réception des émetteurs régionaux (Pic du Midi - canal 24, et Pechbonnieu - canal 39) est difficile du fait des conditions géographiques et de la présence alentour d'immeubles élevés.

Les excellents résultats obtenus nous encouragent à en présenter l'étude et la description, qui pourront, bien entendu, être extrapolées pour d'autres émetteurs.

Les résultats à obtenir et le problème du bruit

La qualité d'une image en télévision n'est pas tant un problème d'intensité du signal reçu, qu'un problème de rapport entre le niveau de ce signal et le niveau du bruit engendré tant par le récepteur lui-même que par l'antenne et ses circuits annexes.

On considère généralement que le rapport signal/bruit pour une image correcte en TVC est de 40 dB au minimum. Un rapport de 46 dB étant toutefois souhaitable pour obtenir les meilleurs résultats. Ces chiffres sont des minima pour la réception de la TVC. Des rapports S/B plus défavorables pouvant toutefois donner des images acceptables en noir et blanc.

Les sources de bruit dans l'installation

La première source de bruit, mais non la plus importante, est tout d'abord l'antenne elle-même.

A la température ambiante de 290° K (17 degrés centigrades), la force électromotrice engendrée aux bornes d'une antenne de 75 Ω d'impédance et pour un canal de la seconde chaîne est de 2,68 μV qui se traduira par une tension moitié moindre à l'entrée d'un récepteur de moindre impédance. Cette tension correspond à un niveau de 2,6 dB μV.

Le second facteur de dégradation du rapport S/B est le câble de descente. En fait si l'antenne, la descente et le récepteur sont parfaitement adaptés et à la même température, le câble n'apporte pas de bruit supplémentaire. En effet chaque longueur de câble, par ses pertes, atténue le signal de l'antenne comme le bruit engendré par celle-ci. Mais chaque

longueur de câble produit elle-même son propre bruit, ce qui fait que le niveau du bruit sera le même à l'antenne qu'au récepteur. Par contre, le signal utile sera lui atténué en fonction de la longueur de la descente et des pertes du câble à la fréquence considérée. Ainsi une descente d'antenne qui apporte un affaiblissement du signal utile de 10 dB dégrade le rapport S/B de la même valeur. La troisième source de bruit est le récepteur lui-même.

Les constructeurs ne publient généralement pas le facteur de bruit global des récepteurs de leur fabrication.

Dans la pratique, cependant, on peut retenir comme valeur le facteur de bruit du tuner UHF, le souffle apporté par le reste du récepteur pouvant être considéré comme négligeable.

La fréquence médiane du canal reçu étant de 770 MHz (canal 58) et donc assez proche de 800 MHz, voici, pour fixer les idées, le niveau de bruit à cette dernière fréquence de quelques tuners UHF du commerce.

Ce sont, bien entendu, des valeurs moyennes.

— Tuners à transistors avec AF 139 en ampli HF et accord par CV — 9 dB (Arena - Orega - Cifte - Vidéon, etc.).

— Tuners avec AF239 - AF251 - AF279 en ampli HF et accord par CV — 6 dB à 7 dB (mêmes fabricants que précédemment).

— Tuner à accord par Varicap et transistors AF 239 ou AF 279 en HF — 9 dB environ (ex. Seritronic VR 1002 ou tuner Barco).

— Tuner à accord par varicap et transistors silicium BF 150 ou BF 180 en HF — 9 à 11 dB (ex. ELC 1054 - RTC).

Dans le cas de tuners à lampes c'est

avec un niveau de bruit de l'ordre de 15 dB qu'il faudrait compter. Pour les calculs qui suivront nous avons retenu un niveau de bruit moyen pour le récepteur de 9 dB. Ce niveau correspond, d'après nos essais, à la grande majorité des récepteurs en service.

La tendance actuelle à la construction de tuners à Varicaps et transistors Silicium n'étant pas, pour le moment du moins, de nature à abaisser ce niveau.

L'obtention d'un rapport S/B maximum avec une antenne intérieure

Dans le cas de l'antenne intérieure, les deux seules sources de bruit à considérer seront l'antenne et le récepteur. Le bruit engendré par l'antenne est inévitable et irréductible. Le rapport signal/bruit maximum sera donc donné par l'antenne dont le gain sera le plus élevé possible, ses dimensions devant malgré tout être assez réduites pour des raisons d'encombrement et d'esthétique.

Pour ce qui est du récepteur, par contre, il est possible d'en réduire de façon notable le facteur de bruit par l'adjonction d'un préamplificateur dont le souffle propre sera suffisamment inférieur à celui du récepteur.

Le facteur de bruit de l'ensemble préamplificateur est donné par la formule suivante :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G}$$

ou F1 est le facteur de bruit du préamplificateur, F2 celui du récepteur et G le gain en puissance du préampli. Le

	Niveau de bruit	Signal nécessaire aux bornes de l'antenne		Signal nécessaire aux bornes d'un dipôle		Champ métrique nécessaire compte tenu du gain de l'antenne	
		S/B = 40 dB	S/B = 46 dB	S/B = 40 dB	S/B = 46 dB	S/B = 40 dB	S/B = 46 dB
Antenne intérieure G = 4 dB + Préampli	2,6 + 4,4 = 7 dB	225 μV	450 μV	140 μV	280 μV	2,26 mV/m	4,52 mV/m
Antenne intérieure G = 7 dB + Préampli	2,6 + 4,4 = 7 dB	225 μV	450 μV	100 μV	200 μV	1,6 mV/m	3,2 mV/m
Antenne extérieure G = 12 dB + descente de 25 m	2,6 + 6,75 + 9 = 18,35 dB	825 μV	1650 μV	206 μV	412 μV	3,3 mV/m	6,6 mV/m

niveau de bruit retenu pour le récepteur, 9 dB, correspond à un facteur de bruit de 7,95 Kto.

Le préamplificateur réalisé possède, par ailleurs, les caractéristiques suivantes :

Gain en puissance > 25 soit un peu plus de 14 dB ;

fb = 4 dB, soit 2,51 Kto.

Le facteur de bruit résultant sera donc :

$$F = 2,51 + \frac{7,95 - 1}{25} = 2,75 \text{ Kto}$$

soit un niveau de bruit de 4,4 dB.

Obtention du signal nécessaire

Le niveau de bruit de l'ensemble sera donc de 2,6 dB pour l'antenne, + 4,4 dB pour le récepteur et son préampli, soit 7 dB.

Le signal nécessaire aux bornes de l'antenne pour un signal/bruit de 40 dB sera donc de $40 + 7 = 47 \text{ dB-}\mu\text{V}$, soit $225 \mu\text{V}$.

Pour un signal/bruit de 46 dB, $46 + 7 = 53 \text{ dB} - \mu\text{V}$, soit $450 \mu\text{V}$.

Comparaisons avec une installation extérieure classique

Deux types d'antennes intérieures ont été réalisées et essayées, l'une de gain 4 dB, l'autre de gain 7 dB. Le gain du dipôle simple étant pris comme unité. Nous allons faire quelques comparaisons avec l'antenne qu'il eût été nécessaire d'utiliser dans le cas d'une installation extérieure.

Il eût fallu tout d'abord 25 m de câble qui pour un type courant (M5C Belvu ou 211 P - 222 P Téléfix, par exemple) eût apporté une perte de 6,75 dB à la fréquence considérée. Nous aurions pu prendre une antenne moyenne de gain relatif 12 dB (par exemple 14 éléments - Portenseigne 412-14-65 - Wisi EB 10 - ARA 94 508 ou 17 éléments, Tonna 25617 - Diela 84025, dont les gains sont de cet ordre).

Le tableau (page 15) résume les caractéristiques des différentes installations.

On voit donc qu'une antenne intérieure n'est pas du tout inférieure en l'occurrence.

Entre l'antenne intérieure de gain 7 dB et l'antenne extérieure on s'aperçoit qu'il faut un signal près de quatre fois plus élevé aux bornes de la seconde et qu'elle nécessite un champ plus de deux fois supérieur. On peut, bien entendu, espérer un champ notablement plus élevé sur le toit d'un immeuble qu'à un étage inférieur, mais la comparaison des chiffres montre que dans bien des cas l'antenne intérieure sera largement concurrentielle et que dans la pratique il sera souvent possible d'obtenir d'aussi bons résultats avec une antenne intérieure convenablement conçue qu'avec une installation extérieure.

Il y a, bien entendu, pour avoir une bonne réception des conditions de champ et de dégagement nécessaires, pour éviter les échos, par exemple. Mais ces remarques sont vraies également pour une antenne sur le toit. Tout au plus peut-on considérer que ces conditions sont plus généralement satisfaites avec une installation extérieure.

Dans le cas où cela est possible, c'est-à-dire pour les zones de champ moyen ou élevé il peut y avoir économie à l'utilisation d'une antenne intérieure sans que les résultats obtenus en pâtissent.

Réalisation pratique

LE PREAMPLIFICATEUR

Le préamplificateur devant nécessairement être à faible bruit le choix des transistors disponibles actuellement sur le marché est assez restreint.

Les transistors au germanium sont encore ceux qui ont le plus faible bruit.

Voici un petit tableau de comparaison des transistors les plus courants à 800 MHz.

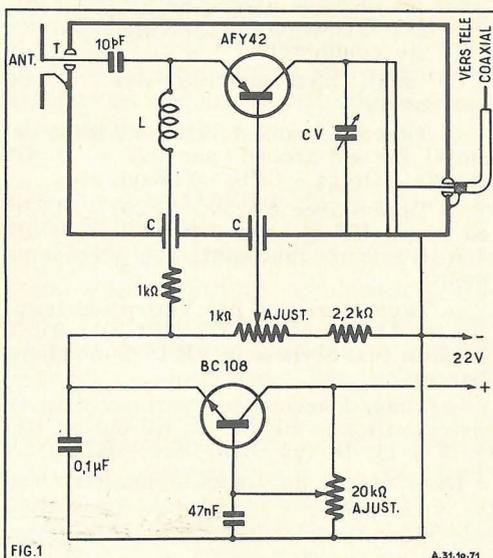
Transistors Ge :

AF 139	7 dB
AF 251	5 dB
AF 279	5 dB
AF 239	5 dB
AFY 42	4 dB
2N 5043	3,5 dB

Transistors Si :

BF 150	7 dB
BF 180	7 dB
BF 357	6 dB env.
ON 162	6 dB
BFY 90	6 dB à 7 dB

Certains transistors professionnels peuvent avoir un facteur de bruit inférieur mais ils sont trop onéreux pour la réalisation ici décrite (1).



Un AFY 42 possédant un fb de 4 dB a été choisi ; il est d'un prix qui reste assez modéré.

Si on a la possibilité de les sélectionner, on peut trouver dans des modèles plus courants comme les AF 239 ou 279 des exemplaires possédant un fb notablement inférieur à la moyenne.

Les transistors au silicium sont à déconseiller pour l'usage envisagé compte tenu qu'ils n'atteignent pas encore le facteur de bruit des modèles germanium.

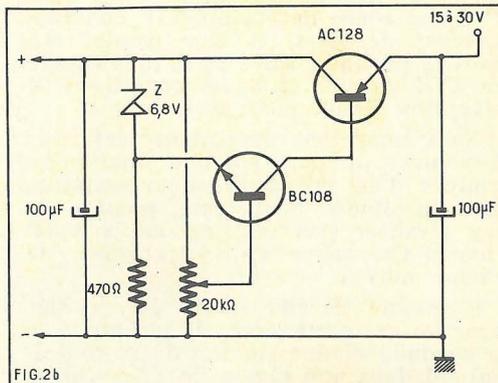
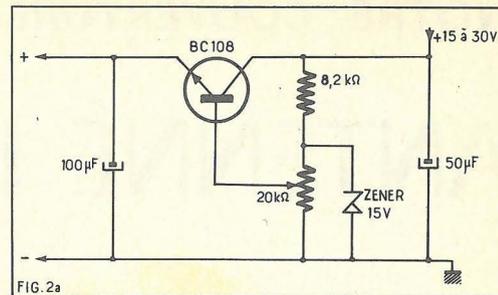
Le préampli est du type base commune d'un type très classique accordé par ligne $\lambda/4$.

Le schéma en est donné par la figure 1.

Il est très simple et la réalisation ne pose pas de problème. A remarquer l'alimentation réglable, la tension d'alimentation du prampli étant ajustable par le pot de 20 kΩ.

Le récepteur sur lequel est utilisée

(1) Exemple de TIXM101 de Texas Instruments qui a un fb de 4 dB à 1 Ghz et un peu plus de 3 dB vers 800 MHz.



l'antenne comporte pour l'alimentation de ses circuits une tension régulée de 22 V.

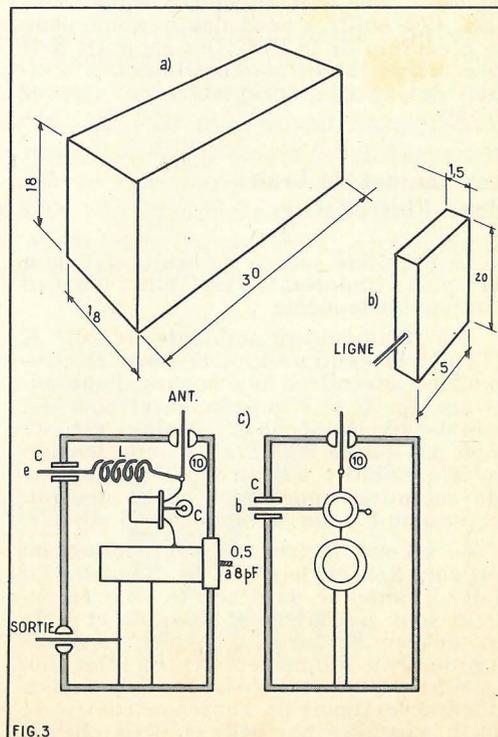
C'est cette tension qui a été utilisée pour le préampli.

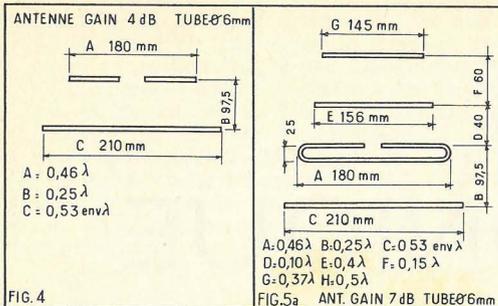
L'ajustement de la tension d'alimentation et du courant de collecteur permet de placer le transistor utilisé dans les meilleures conditions de fonctionnement.

Dans le cas où l'alimentation utilisée ne serait pas régulée, il pourrait y avoir intérêt à utiliser une alimentation régulée plus classique. La figure 2 donne deux schémas possibles.

La figure 3 donne les dimensions de la ligne $\lambda/4$ et de son blindage ainsi que la disposition des principaux éléments.

La ligne et son blindage ont été réalisés en cuivre rouge soigneusement poli. Il y aurait eu certainement intérêt à faire argenter le tout ; les résultats sont néanmoins excellents tels quels.





LE COLLECTEUR D'ONDES

L'antenne a été réalisée dans deux versions de gains différents.

La plus simple, dont les dimensions sont données à la figure 4, comprend un dipôle simple et un réflecteur, son gain est de 4 dB.

Pour les cas plus difficiles, une version de gain plus important, 7 dB, et de dimensions malgré tout modestes, a été réalisée.

Cette dernière antenne comprend deux directeurs, un radiateur replié et un réflecteur triple. On remarquera de plus un réflecteur placé à $\lambda/2$ sous le radiateur. Ce réflecteur augmente le gain et minimise l'influence des parties conductrices du téléviseur sur l'antenne. Un réflecteur placé au-dessus également à $\lambda/2$ peut être adjoint. Le gain de l'antenne dépasse alors 7,5 dB, mais l'encombrement en hauteur devient alors nettement plus important. La figure 5 en montre la réalisation.

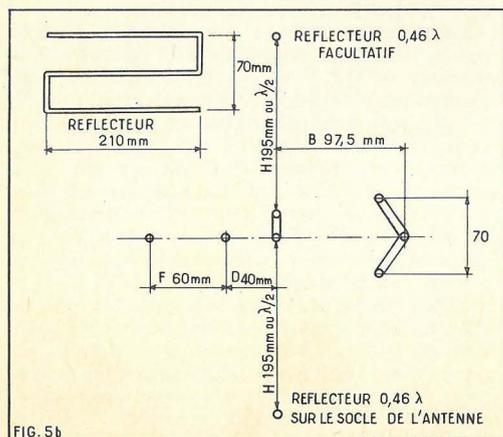
Pour l'amateur qui reculerait devant la construction d'une antenne, il convient, de signaler que l'on trouve dans le commerce d'excellentes antennes intérieures UHF de gain 6 à 7 dB en particulier chez Ara et Tonna.

La photo de couverture montre une réalisation possible.

Il s'agit là du modèle avec antenne deux éléments construit à grand renfort de tubes et boîtes en plastique. Entre autres, le socle qui contient le préampli et son alimentation est un écrin de montre Kelton.

Les dimensions données pour les antennes sont valables pour le canal 58 et les canaux adjacents car la bande passante des deux modèles est suffisamment large pour couvrir une dizaine de canaux.

Dans le cas d'une réalisation pour d'autres canaux on pourra tenir compte des dimensions données en longueurs d'onde en ajustant si possible les éléments avec l'aide d'un mesureur de champ, par exemple.



Réglages

Les réglages sont simples et se feront à l'aide du téléviseur et si possible d'un mesureur de champ. A défaut de celui-ci on pourra sur le téléviseur trouver un point de mesure donnant une tension proportionnelle au signal reçu (tension de CAG, par exemple, ou même tension vidéo).

Les réglages se feront sur images fixes (mires). L'accord ne pose pas de problème et se fait visuellement.

Le réglage du transistor amplificateur se fera de la manière suivante. Régler la tension à 12 V et I_c à 2 mA. Après avoir accordé le préampli et sur la mire de convergence de l'O.R.T.F., désorienter l'antenne pour diminuer le signal de manière à ce que le souffle soit nettement apparent et que les lignes verticales commencent à se déchirer.

Chercher alors par la manœuvre des deux potentiomètres ajustables à trouver la position où le déchirement des lignes verticales sera le moindre.

Ce sera à ce point que le meilleur compromis entre le gain et le souffle sera réalisé et les meilleurs résultats obtenus (1). Pour ce faire, il faudra bien entendu que l'ampli soit correctement accordé soit au mesureur de champ, soit en cherchant un maximum de tension CAG ou vidéo.

Conclusions

Cette antenne a été réalisée dans ses deux versions. La plus simple, à deux éléments, a été seule conservée pour des raisons d'esthétique et reçoit dans d'excellentes conditions l'émetteur de Pic de Nore situé à 80 kilomètres. Les émissions couleurs sont reçues sans souffle apparent et dans les meilleures conditions.

Bien qu'intéressante dans son état actuel, cette antenne électronique pourrait être perfectionnée.

Nous pensons, entre autres, au remplacement du transistor amplificateur par une diode tunnel, ce qui permettrait de gagner 3 dB de bruit et donc de se contenter d'un signal deux fois moindre.

Nous espérons pouvoir, un jour prochain, présenter une telle réalisation.

BIBLIOGRAPHIE ET REFERENCES

— Antenna Engineering Handbook - H. Jasik.

— Funk Technik n° 24 - 1969.

— Documentations Ara - Portenseigne Tonna - Saditel.

MARTIN

(1) A titre d'exemple sur le préampli réalisé les meilleurs résultats sont donnés pour $I_c = 1,8 \text{ mA}$ - $V_{cc} = 11 \text{ V}$, donc une tension d'alimentation de 12,8 V environ. Le maximum de gain est nettement perçu sur l'image. De part et d'autre de ce réglage, le souffle augmente nettement. Soit celui du préampli lorsqu'on augmente I_c ou V_{cc} , soit celui du récepteur qui devient prépondérant lorsque le gain du préampli baisse par diminution de I_c et V_{cc} .

1^{ère} Leçon gratuite

Sans quitter vos occupations actuelles et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION

qui vous conduiront rapidement à une brillante situation.

- Vous apprendrez **Montage, Construction et Dépannage** de tous les postes.
- Vous recevrez un matériel ultra-moderne qui restera votre propriété.

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de notre méthode, demandez aujourd'hui même, sans aucun engagement pour vous, et en vous recommandant de cette revue, la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait, vous serez plus tard des versements minimes de 40 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment, vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode VOUS EMERVEILLERA

STAGES PRATIQUES SANS SUPPLÉMENT

Documentation seule gratuite sur demande.
 — Documentation + 1^{ère} leçon gratuite contre 2 timbres à 0,50 F pour la France.
 — contre 2 coupons-réponse pour l'Étranger.

INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

Établissement privé - Enseignement à distance
 27 bis, rue du Louvre, PARIS-2^e. Métro : Sentier
 Téléphone : 231-18-67

le RELIEUR RADIOPLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

Prix : 7,00 F (à nos bureaux)

Frais d'envoi :

Sous boîte carton 2,30 F par relieur

Adressez vos commandes à :

« Radio-Plans » 2, rue de Bellevue, Paris-19^e.
 Par versement à notre compte chèque postal : 31.807-57 La Source.

STROBOSCOPE ÉLECTRONIQUE

LA stroboscopie est un procédé physique donnant l'illusion du ralentissement et même de l'immobilisation d'un mouvement vibratoire ou de rotation, d'un corps solide. Il est fréquemment utilisé pour l'observation et le réglage de déplacements ayant lieu suivant une loi périodique et qui par suite de l'inertie rétinienne ne peuvent être suivis sans le truchement de cet artifice.

La stroboscopie permet également d'obtenir des effets d'optique comme le déplacement ralenti ou saccadé de danseurs sur une scène ou dans une salle de bal. Le stroboscope que nous allons décrire est surtout prévu pour cet usage.

Un emploi courant, certainement connu de nos lecteurs, est le contrôle et le réglage de la vitesse des tables de lecture de disques. Il peut également servir pour produire dans une vitrine un éclair lumineux destiné à attirer l'attention des passants ou de flash à répétition. Mais cela ne concerne plus le domaine de la stroboscopie auquel nous revenons dans les lignes qui vont suivre.

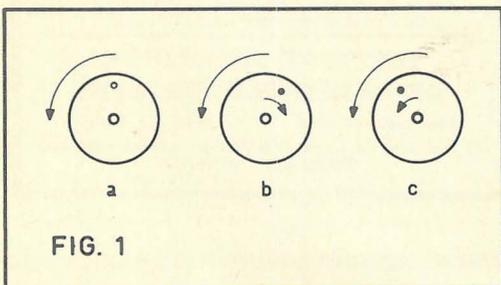


FIG. 1

EN QUOI CONSISTE LA STROBOSCOPIE

Considérons (figure 1a) un disque portant une marque près de sa périphérie et tournant à une certaine vitesse. L'observation directe ne permet de distinguer que la trace du point qui correspond aux positions successives de ce point sur la circonférence qu'il parcourt.

Supposons maintenant qu'au lieu d'éclairer le disque avec une source d'intensité constante on le plonge dans l'obscurité ou même la pénombre et qu'on l'éclaire brièvement, à intervalles réguliers correspondant au temps mis par le disque pour faire un tour complet. Supposons encore que l'éclairage ait lieu lorsque la marque est en haut. Celle-ci est alors visible à cet endroit. Pendant que le disque fait un tour il est plongé dans l'obscurité et de ce fait le point de repère n'est pas

visible. Le retour de cette marque à sa position de départ c'est-à-dire en haut, coïncide avec le second éclat lumineux et le repère réapparaît à la même place. Il en sera de même pour tous les tours qui suivront et si la fréquence des éclairs est parfaitement synchronisée avec la vitesse de rotation le repère semblera immobile.

SCHEMA DU STROBOSCOPE

Le schéma de cet appareil est donné à la figure 2. La fréquence des éclats est commandée par un générateur d'impulsions qui est un multivibrateur à transistor unijonction. Le UJT utilisé est du type 2N2646. Il est alimenté sous 12 V obtenus à partir de l'alimentation

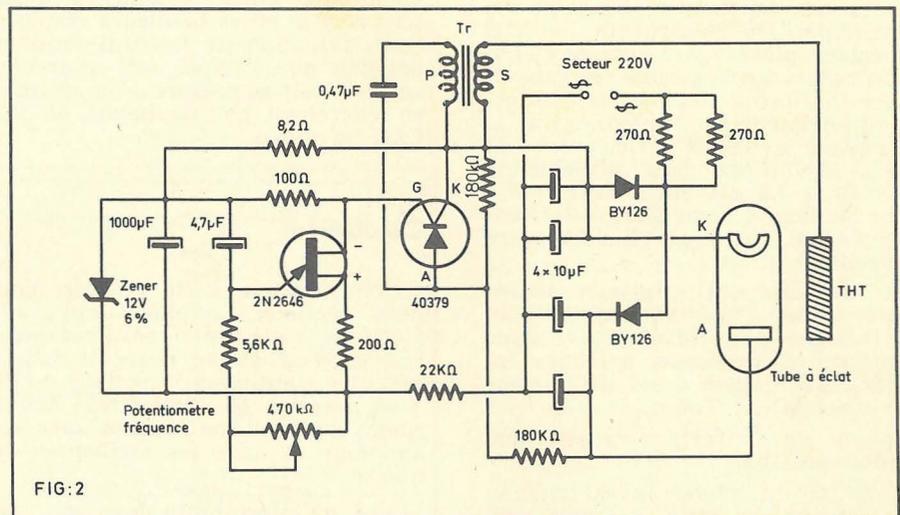


FIG. 2

Que se passe-t-il si la fréquence des éclairs est plus grande que la vitesse de rotation du disque? C'est très simple : le second éclair se produira avant que le disque ait accompli un tour complet et le point apparaîtra un peu en retrait de sa position initiale. Il en sera de même lors du troisième éclair et des suivants; chaque fois le repère prendra un peu de retard et il semblera tourner à une vitesse plus ou moins grande suivant la fréquence des éclairs, en sens inverse du disque (figure 1b). C'est ce qui a lieu au cinéma lorsque les roues à rayons de la diligence paraissent tourner à l'envers.

Et si la fréquence des éclairs est plus faible que la vitesse de rotation du disque? Un raisonnement facile nous permet de présager ce qui se produira. Lorsque le second éclair aura lieu, le point aura fait un peu plus d'un tour et paraîtra avoir de l'avance. Il en sera de même pour tous les éclairs qui suivront; le repère paraîtra en avance sur sa position précédente et grâce à l'inertie rétinienne le repère semblera se déplacer plus ou moins vite dans le même sens que le disque (figure 1c). Les mêmes phénomènes auront lieu si la fréquence des éclairs est un multiple, un peu plus ou un peu moins d'un multiple de la vitesse de déplacement du mobile. Plus la différence entre la fréquence des éclairs et la vitesse de déplacement du mobile sera grande, plus la vitesse apparente du mobile sera grande.

Nous allons voir maintenant comment sont produits les éclairs lumineux du stroboscope électronique que nous vous proposons.

générale que nous analyserons bientôt. Pour obtenir la stabilité de fonctionnement nécessaire cette tension est stabilisée par une diode Zener 65Z6 12 V avec une tolérance de 6 % associée à une résistance de 8,2 Ω et une 22 000 Ω. Notons que cette diode est découplée par un condensateur électrochimique de 1000 µF. Une des bases de l'UJT est chargée par une 200 Ω et l'autre par une 100 Ω. La fréquence de l'oscillation de relaxation de ce montage est obtenue par le condensateur de 4,7 µF situé entre l'émetteur et le côté « moins » de l'alimentation et la résistance composée par une 5 600 Ω fixe en série avec une résistance réglable constituée par un potentiomètre de 470 000 Ω.

Dans ces conditions la bande couverte va de 20 impulsions par seconde et une impulsion toutes les 6 ou 7 secondes.

L'impulsion prélevée sur la base chargée par la 100 Ω est appliquée à la gâchette d'un thyristor 40379. Le courant délivré par l'alimentation générale est redressé mais pas filtré, il s'agit donc d'un courant pulsé revenant périodiquement à zéro ce qui assure le désamorçage du thyristor. On sait en effet que lorsqu'un thyristor est amorcé, la gâchette n'a plus aucun effet sur son état de conduction ou de non conduction, et qu'il faut pour le désamorcer ramener le potentiel de son anode à une valeur proche de zéro.

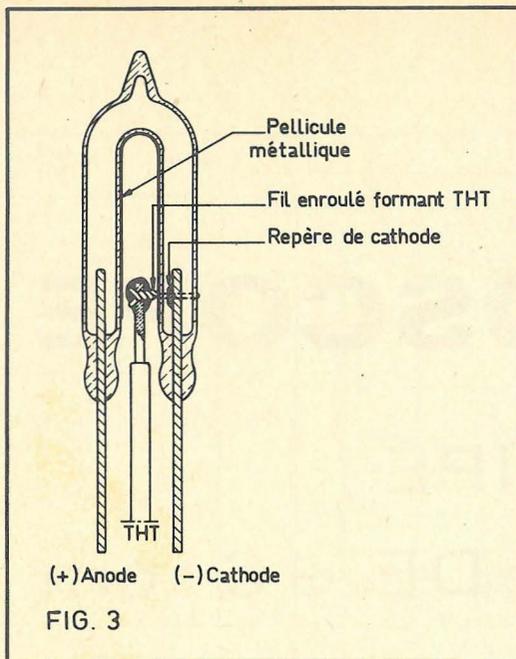
Les impulsions recueillies sur l'anode du thyristor sont appliquées à travers un condensateur de 0,47 µF au primaire d'un transformateur élèveur de tension qui délivre au secondaire une tension impulsionnelle de 5 000 V nécessaire à l'amorçage du tube à éclat.

L'espace anode-cathode de ce tube est alimenté par une tension pulsée délivrée par l'alimentation générale. Cette tension est obtenue à partir du secteur 220 V par un montage doubleur de tension tout à fait classique formé de deux diodes BY126 associées à des condensateurs de 20 μ F. En fait cette capacité est obtenue par la mise en parallèle de deux condensateurs électrochimiques de 10 μ F.

Le tube à éclat est représenté à la figure 3. Il est constitué par un tube courbé ayant à une extrémité une électrode positive (anode) qui doit être connectée au + 500 V de l'alimentation et à son autre extrémité une électrode négative (cathode) qui doit naturellement être mise en contact avec le pôle négatif de l'alimentation. Sur le tube, côté cathode est enroulé un fil qui constitue l'électrode d'amorçage. Cet amorçage a lieu lorsque la tension entre cathode et anode est aux environs de 500 V et que l'impulsion de 5 000 V atteint l'électrode d'amorçage. Le désamorçage a lieu quand la tension entre anode et cathode est voisine de zéro.

REALISATION PRATIQUE

Le montage s'effectue sur un circuit imprimé de 220 x 1100 mm. En raison des dimensions



du thyristor et du transistor unijonction ne présente aucune difficulté. Il suffit de tenir compte du sens de branchement pour les premières et du brochage pour les secondes. A ce sujet le plan est suffisamment explicite pour éviter tout commentaire. On n'oubliera pas de munir le thyristor de son refroidisseur à ailettes.

Le transformateur utilisé est un transformateur de sortie de haut-parleur de 5 000 Ω d'impédance primaire. En l'occurrence il s'agit d'un Audax type 37-44. Ce composant est fixé par deux boulons sur le circuit imprimé. Ses cosses « primaire » et une secondaire sont reliées par des fils nus aux connexions de la carte. On soude sur les picots destinés à les recevoir les brins du cordon d'alimentation.

Par des fils souples dont la longueur dépendra de la disposition finalement adoptée on raccorde le potentiomètre de réglage de fréquence et la lampe à éclat. Pour cette dernière on utilise 3 conducteurs : deux qui raccordent l'anode et la cathode aux connexions du circuit imprimé et le troisième, l'électrode d'amorçage, à la seconde extrémité du secondaire du transformateur.

REMARQUE IMPORTANTE

Il y a lieu d'insister sur le fait que cet appareil étant branché sur le secteur il est dangereux de toucher aux éléments pendant le fonctionnement. Il faut en effet tenir compte de la présence de la tension continue de 500 V et des impulsions de 5 000 V en plusieurs points du montage.

Si l'appareil est monté dans un coffret métallique il faudra isoler très soigneusement le circuit imprimé et les éléments qui lui sont raccordés pour éviter tout contact fortuit avec ce coffret.

La figure 5 montre comment raccorder le thyristor pour éviter de trop chauffer la jonction anode lors de la soudure.

Le boîtier étant en liaison avec cette électrode, on coince un fil de cuivre de 10/10 entre ce boîtier et le corps du 40379 qui sert à établir la liaison avec le circuit imprimé.

A. BARAT

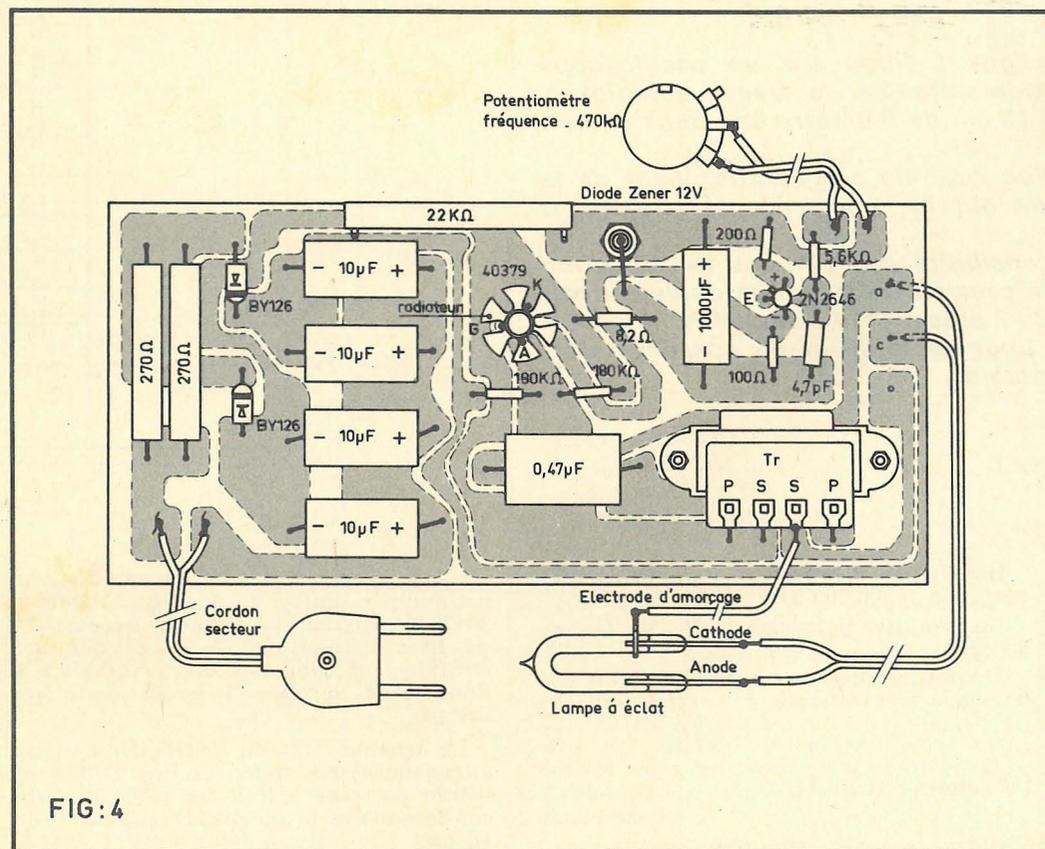
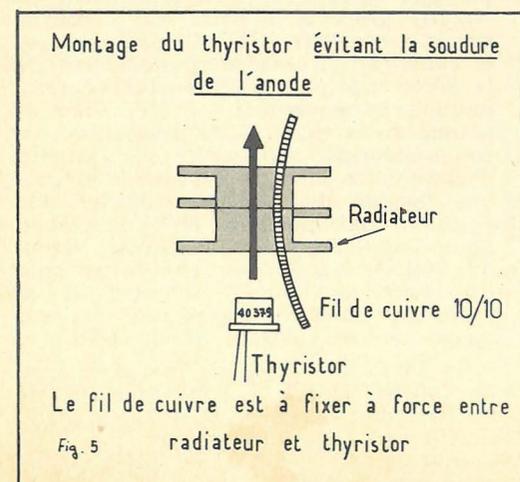


FIG. 4



Le fil de cuivre est à fixer à force entre radiateur et thyristor
Fig. 5

de la carte utilisée le montage est très aéré et par conséquent facile à réaliser. La figure 4 montre la disposition des composants. On peut commencer par la mise en place des picots de raccordement pour le cordon secteur et le potentiomètre de réglage de la fréquence.

Les condensateurs et les résistances devront être plaqués contre la face bakélite de la carte. Une exception est faite cependant pour la résistance bobinée de 22 000 Ω dont le corps sera éloigné de 10 à 15 mm de la plaque. Pour les condensateurs électrochimiques il convient de tenir compte des polarités. Les éléments que nous venons d'indiquer en place on peut fixer la diode Zener par son écrou sur le circuit imprimé. Pour éviter tout desserrage il est recommandé de placer entre l'écrou et le côté cuivre du circuit une rondelle éventail. Par un fil nu on relie l'anode au circuit imprimé. La pose des diodes BY126,

STROBOSCOPE

La platine en Kit complet avec le tube et en plus un transformateur d'isolement secteur pour utiliser cet appareil en 110 ou 220 V avec fils, potentiomètre, circuit imprimé, thyristor, radiateur etc.

184 F

L'appareil monté

244 F

Expéditions métropole uniquement, port recommandé... Supplément 10 F, pour paiement par mandat ou chèque à la commande.

C.R. Supplément au port : 4 F

Pièces détachées séparées pour cet appareil

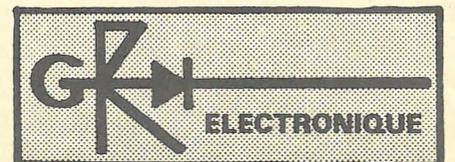
jeu de 2 transfos spéciaux
1-THT et 1-110-220 - 220 .. 55,00
avec le circuit imprimé

Port en sus : 7 F

- Circuit imprimé 9 F
- Tube seul 27 F
- Thyristor seul (90 A décharge). 42,20 F

Port en sus pour une ou toutes les pièces.
Forfait : 3 F.

Prix du port indiqué pour expédition métropole
Paiement par mandat ou chèque à la commande
Contre remboursement supplément au port : 4 F



G. R. ÉLECTRONIQUE
17, rue Pierre-Sémard, PARIS (9°)
C. C. P. PARIS 7.643-48

OSCILLOSCOPE

ÉQUIPÉ

D'UN TUBE DE 16 cm

L EMPLOI d'un tube cathodique à grand écran sur un oscilloscope s'avère très utile pour l'observation détaillée de traces complexes. Le tube VCR97 avec son écran de 16 cm de diamètre est, dans ce cas, particulièrement intéressant.

La seule difficulté d'utilisation d'un tube de cette taille, vient de la nécessité d'une THT importante pour obtenir une trace suffisamment lumineuse.

Plus la THT est élevée plus la sensibilité des plaques de déviation est faible et plus les amplificateurs de tension de balayage doivent avoir un gain important. Pour sa part le VCR 97 présente l'avantage de ne nécessiter qu'une THT relativement faible pour sa taille et de posséder ainsi une sensibilité de déviation remarquable.

Présentation

Cet instrument est contenu dans un coffret métallique de couleur grise dont les dimensions sont : $47 \times 42 \times 88$ cm. Ce boîtier peut être placé dans le sens horizontal ou dans le sens vertical et dans les deux positions, repose sur des pieds en caoutchouc. Il est constitué par un bâti en cornière à angles arrondis sur lequel sont vissés des panneaux de tôles. Les panneaux des faces de 47×42 cm sont ajourés de manière à assurer une bonne ventilation.

Toutes les prises de raccordement et les boutons de commande apparaissent sur la face avant.

L'écran est recouvert d'un réticule quadrillé qui facilite l'étude quantitative du phénomène observé. Un auvent en tôle abrite l'écran de la lumière ambiante afin qu'il ne soit pas nécessaire de pousser la luminosité.

Caractéristiques générales

Voici les principales caractéristiques de l'instrument :

Consommation : 70 W.

Bande passante pratiquement linéaire de 20 Hz à 4,5 MHz.

Impédance d'entrée de l'amplificateur verticale : 500 000 Ω .

Gamme de balayage : de 10 Hz à 35 kHz.

Dispositif d'effacement de retour de balayage très efficace.

Le schéma (fig. 1)

Outre le tube cathodique qui est la pièce maîtresse de tout oscilloscope, celui-ci se compose d'un amplificateur vertical, un amplificateur horizontal, un relaxateur de balayage à fréquence variable et d'une alimentation HT et THT. Nous allons examiner à tour de rôle, en nous reportant au schéma, ces différentes parties.

Commençons par l'alimentation. Elle comprend deux parties : l'alimentation HT, qui sert pour les amplificateurs, le relaxateur, etc..., et l'alimentation THT plus spécialement destinée au tube cathodique. Les différentes tensions alternatives nécessaires sont fournies par un transformateur dont le primaire permet l'adaptation à un secteur 110 ou 220 V. Cet enroulement à ses extrémités découpées par des condensateurs de 0,1 μ F. Ce circuit contient l'interrupteur général.

Un enroulement 6,3 V est prévu pour l'alimentation des filaments des lampes. Un autre secondaire de chauffage donne

les 4 V nécessaires au filament du tube cathodique. Enfin, il y a le secondaire THT fournissant les 2 000 V nécessaires au tube cathodique. A noter que cet enroulement comporte une prise à 6,3 V dont nous verrons le rôle dans un instant.

La tension HT est redressée à deux alternances par deux diodes DI800 et filtrée par une self à fer (SF) et deux condensateurs électrochimiques de 16 μ F.

La tension de 2 000 volts est redressée par une valve EY86 dont le filament est chauffé grâce à la prise 6,3 V prévue sur le secondaire THT. Comme on peut le constater le sens de branchement de la EY86 est tel que le + THT correspond à la masse; le - THT étant la plaque de la valve. Cette disposition est communément utilisée pour éviter d'avoir entre la ligne THT et le châssis une tension de plusieurs milliers de volts, ce qui pourrait être dangereux pour l'opérateur. Par cette disposition on évite aussi d'avoir une importante ddp entre cathode et filament de la valve qui pourrait occasionner des claquages entre ces deux électrodes.

La THT est filtrée par une résistance de 100 000 Ω et 3 condensateurs de 0,1 μ F; une en entrée et deux en sortie de filtrage. Il faut remarquer que, pour l'alimentation du tube, la THT est en série avec la HT.

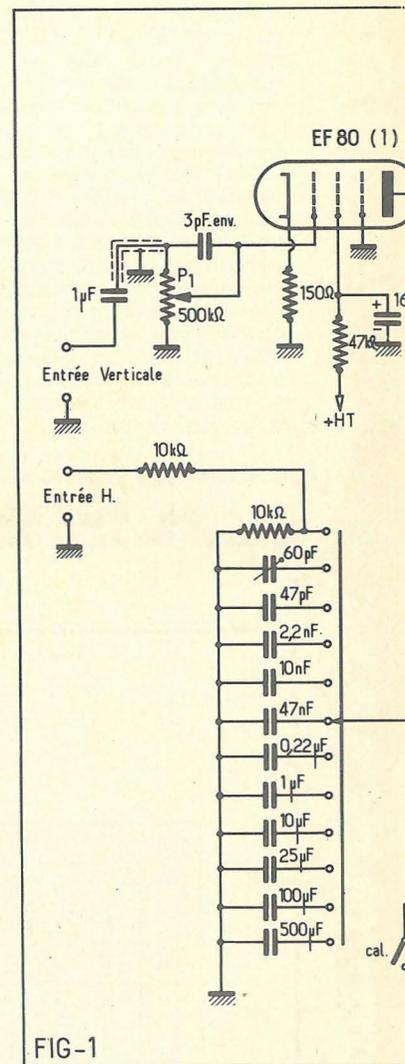
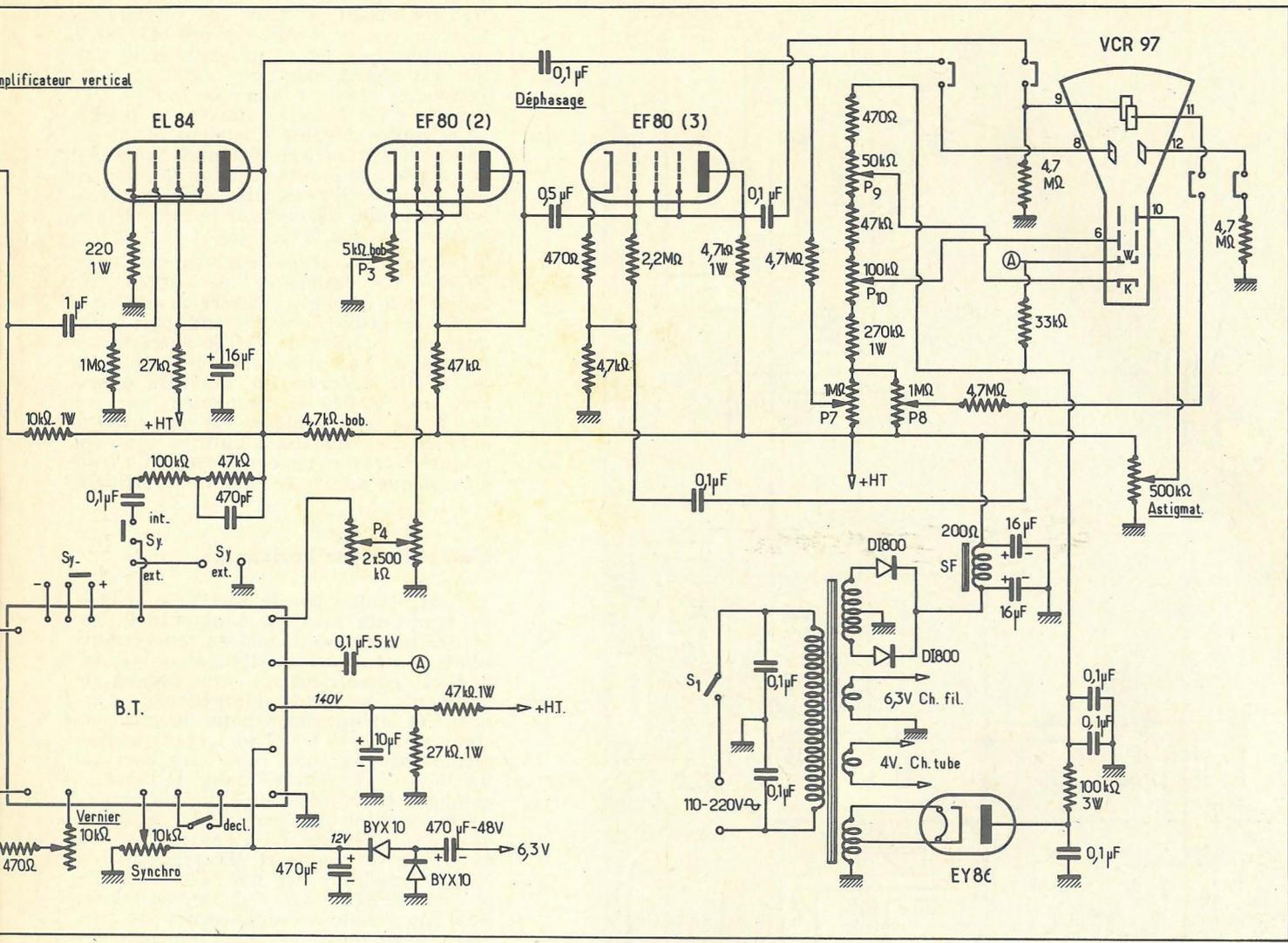


FIG-1



L'alimentation des différentes électrodes du tube cathodique se fait à l'aide d'un diviseur de tension. Si nous examinons ce diviseur en partant du — THT nous trouvons une 470 Ω en série avec un potentiomètre de 50 000 Ω dont le curseur est relié à la cathode du tube et une 47 000 Ω. Si on considère que le wehnelt est relié par une 33 000 Ω au — THT on constate que le déplacement du curseur a pour effet de polariser plus ou moins positivement la cathode par rapport au wehnelt et de commander l'intensité du faisceau électronique et par conséquent la luminosité du spot.

A la suite nous trouvons un autre potentiomètre qui, lui, fait 100 000 Ω et dont le curseur est relié à l'anode 1 du tube, ce qui permet de régler la concentration du spot. A la suite de ce potentiomètre de concentration il y a une 270 000 Ω puis deux potentiomètres de 1 MΩ montés en parallèle qui aboutissent au +HT. Le curseur d'un de ces potentiomètres est relié à travers une 4,7 MΩ à une plaque de déviation horizontale et le curseur de l'autre est réuni de la même façon à une plaque de déviation verticale. La seconde plaque de chaque paire est réunie à la masse par une résistance de 4,7 MΩ. Le déplacement du curseur de chaque potentiomètre permet de faire varier la ddp entre les plaques de chaque paire, ce qui agit sur la trajectoire du faisceau électronique et par consé-

quent sur le cadrage du spot et la la courbe qu'il décrira. Des cavaliers de court-circuit placés sur des douilles permettent de séparer les plaques de déviation et de leur appliquer directement des signaux à observer s'ils sont d'une amplitude suffisante. Un potentiomètre de 500 000 Ω, placé entre le point HT et la masse a son curseur relié à l'anode 2 du tube et sert à corriger l'astigmatisme.

L'amplificateur vertical

Cet amplificateur est à large bande comme nous l'avons dit au début, ce qui est nécessaire pour amplifier correctement les divers signaux que l'utilisateur sera amené à observer.

L'étage d'entrée est équipé d'une EF80. Les broches « Entrée V » sont reliées l'une à la masse et l'autre à un potentiomètre de 500 000 Ω, qui constitue l'atténuateur. La liaison s'opère par un condensateur de 1 μF. Le curseur est relié à la grille de commande de la EF80. A cet atténuateur résistif on en a ajouté un constitué par un condensateur de 3 pF environ, et les capacités parasites du montage, en particulier celle existant entre le curseur du potentiomètre et la masse. Cette disposition fait que l'atténuateur agit efficacement

**CONSTRUISEZ-LE
VOUS-MÊMES
OSCILLOSCOPE
ME 99T**

AMPLI VERTICAL (tubes)
 ● Bande passante de 10 Hz à 5 MHz.
 ● Sensibilité : 20 mV division.
 ● Impédance d'entrée : 500 K.

AMPLI HORIZONTAL (tubes)
 ● Bande passante de 10 Hz à 2 MHz.
 ● Impédance : 500 K exp. X 5.

Base de temps (semi-conducteur) déclenchée
 de 5 secondes à 1 microseconde. Niveau de synchro réglable ● Vernier d'exploration avec position calibrée ● Extinction du spot au retour ● Synchro positive ou négative ● Alimentation haute et basse tension (semi-conducteur) ● Alimentation très haute tension (tube) ● Tube cathodique diam. 16 cm ● Dimensions 440 x 280 x 480.

EN "KIT" Complet en pièces détachées 850 F

RÉALISÉ PAR

**MABEL
ÉLECTRONIQUE**

35, rue d'Alsace - PARIS (10°)
607 88-25
C.C.P. 3246-25 PARIS

pour toutes les fréquences de la bande passante.

La EF80 est polarisée par une résistance de cathode de 150Ω non découplée, ce qui introduit une contre-réaction réduisant le taux de distorsion. L'écran est alimenté par une $47\,000 \Omega$ découplée par un $16 \mu\text{F}$. Le circuit plaque est chargé par une $10\,000 \Omega$. Cette résistance aboutit non pas au + HT comme c'est l'usage, mais à la plaque de la lampe suivante. Les signaux sur ces anodes étant en opposition de phase, il en résulte une contre-réaction qui contribue à donner à l'ensemble de l'amplificateur la bande passante et le taux de distorsion les plus favorables.

Le second étage est équipé d'une EL84. Une résistance de cathode de 220Ω non découplée assure la polarisation. Sa grille de commande est attaquée par la EF80 de l'étage précédent à travers un $1 \mu\text{F}$ et une résistance de fuite de $1 \text{ M}\Omega$. L'écran est alimenté à travers une $27\,000 \Omega$ découplée par un $16 \mu\text{F}$. La charge plaque est une $4\,700 \Omega$ bobinée. Les signaux amplifiés sont appliqués à travers un condensateur $0,1 \mu\text{F}$ à la plaque active de déviation verticale.

L'amplificateur horizontal

Il est attaqué par la sortie de la base de temps de manière à obtenir le balayage horizontal. Il met en œuvre deux EF80. L'entrée est un atténuateur padder à deux potentiomètres qui permet de maintenir constante l'impédance d'entrée. Cet atténuateur attaque la grille de commande de la 1^{re} EF80. La polarisation est fournie par une résistance variable de $5\,000 \Omega$ placée dans le circuit cathode. Cette résistance provoque une contre-réaction qui permet de régler au mieux la linéarité. La EF80 est utilisée en triode — plaque et écran réunis. La charge anodique est une $47\,000 \Omega$. La seconde EF80 est aussi utilisée en triode. Elle fonctionne en déphaseuse de manière à attaquer systématiquement les plaques de déviation horizontales et à éviter la distorsion trapézoïdale et la déconcentration du spot sur les bords de l'écran du tube cathodique.

Cet étage déphaseur est du type cathodyne. Son circuit cathode contient une résistance de polarisation de 470Ω et une résistance de charge de $4\,700 \Omega$. Une résistance de même valeur charge le circuit anodique. L'attaque des plaques de déviation horizontale se fait à partir des points chauds des deux résistances de charge. Des condensateurs $0,1 \mu\text{F}$ réalisent ces liaisons.

La liaison entre la grille de commande de la déphaseuse et la plaque de la EF80 précédente s'effectue par un $0,5 \mu\text{F}$ et une résistance de fuite de $2,2 \text{ M}\Omega$. Cette résistance aboutit au point de jonction des résistances du circuit cathode afin d'éviter une polarisation excessive.

Le relaxateur

Il s'agit d'un relaxateur équipé de transistors. En raison de la délicatesse de mise au point il s'agit d'un sous-ensemble précablé pour lequel nous ne donnons que le raccordement avec les éléments extérieurs. Ce module nécessite une tension de 140 V qui est obtenue à partir de la HT générale par un pont diviseur formé d'une $47\,000 \Omega$ et d'une $27\,000 \Omega$, toutes deux de 1 W . Ce pont est découplé par un $10 \mu\text{F}$. Les transistors sont alimentés en 12 V . Cette tension est obtenue à partir de la tension

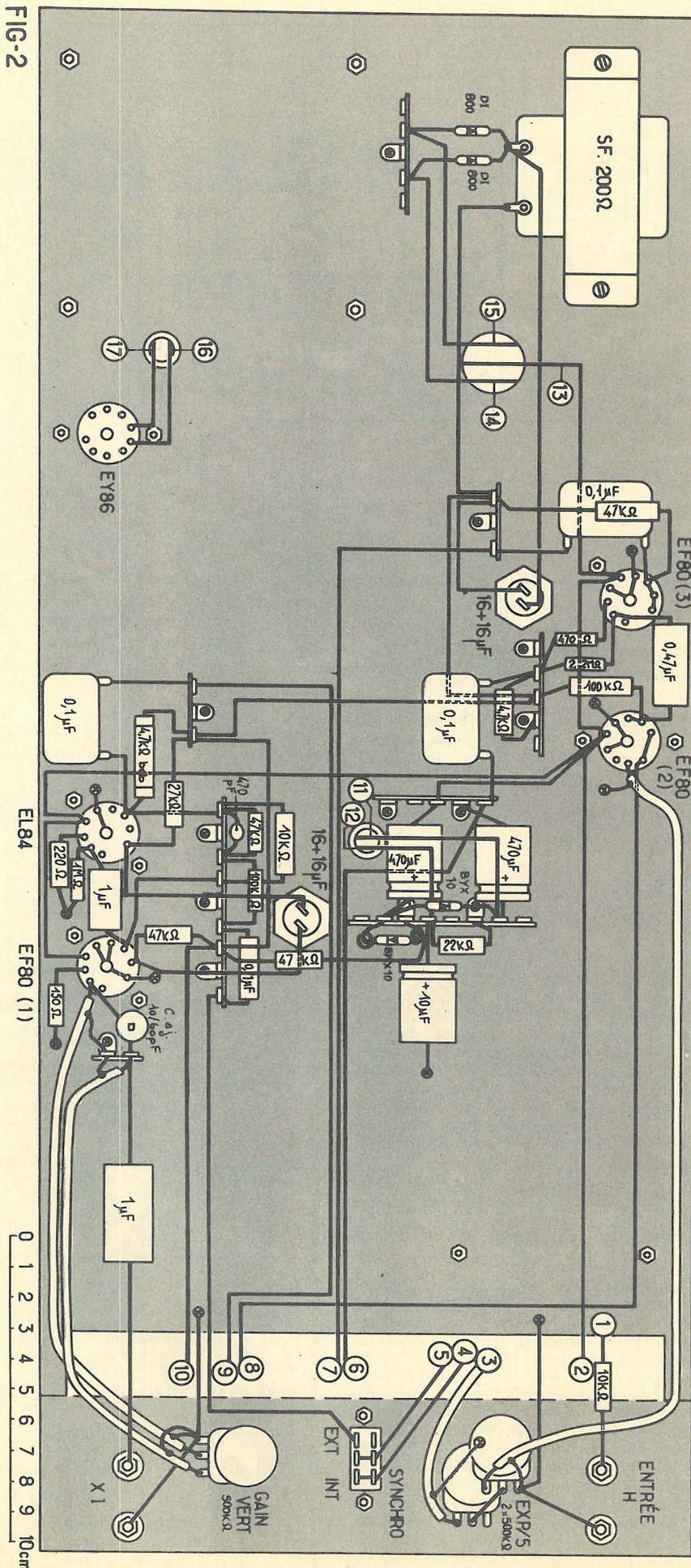


FIG-2

de chauffage de 6,3 V grâce à un doubleur de tension composé de deux diodes BYX10 et de deux condensateurs de 470 μF . Les gammes de fréquence de balayage sont obtenues par la mise en service par un commutateur à 12 positions de 11 condensateurs dont les valeurs sont les suivantes : 500 μF - 100 μF - 25 μF - 10 μF - 1 μF - 0,22 μF - 47 000 μF - 10 000 pF - 2,2 nF - 47 pF et 60 pF ajustable. La 12^e position met en service la prise entrée horizontale. La synchronisation peut être dosée par un potentiomètre de 10 000 Ω . Un inverseur permet, si cela est nécessaire, de changer le sens du signal de synchronisation.

Il a été prévu un dispositif d'effacement de la trace du retour du spot qui applique une impulsion négative au wehnelt à travers un condensateur de 0,1 μF qui bloque le tube pendant toute la durée du retour.

Réalisation pratique

(fig. 2, 3 et 4)

Une grande partie des circuits est réalisée sur un châssis métallique de 45,5 centimètres de longueur, de 22 cm de largeur et 6,5 cm de hauteur.

Sur ce châssis on fixe les cinq supports de lampes, les deux condensateurs électrochimiques, un relais à cosses près du support de la valve, le peigne de raccordement du circuit imprimé de base de temps. On fixe aussi sur cette face du châssis le transformateur d'alimentation.

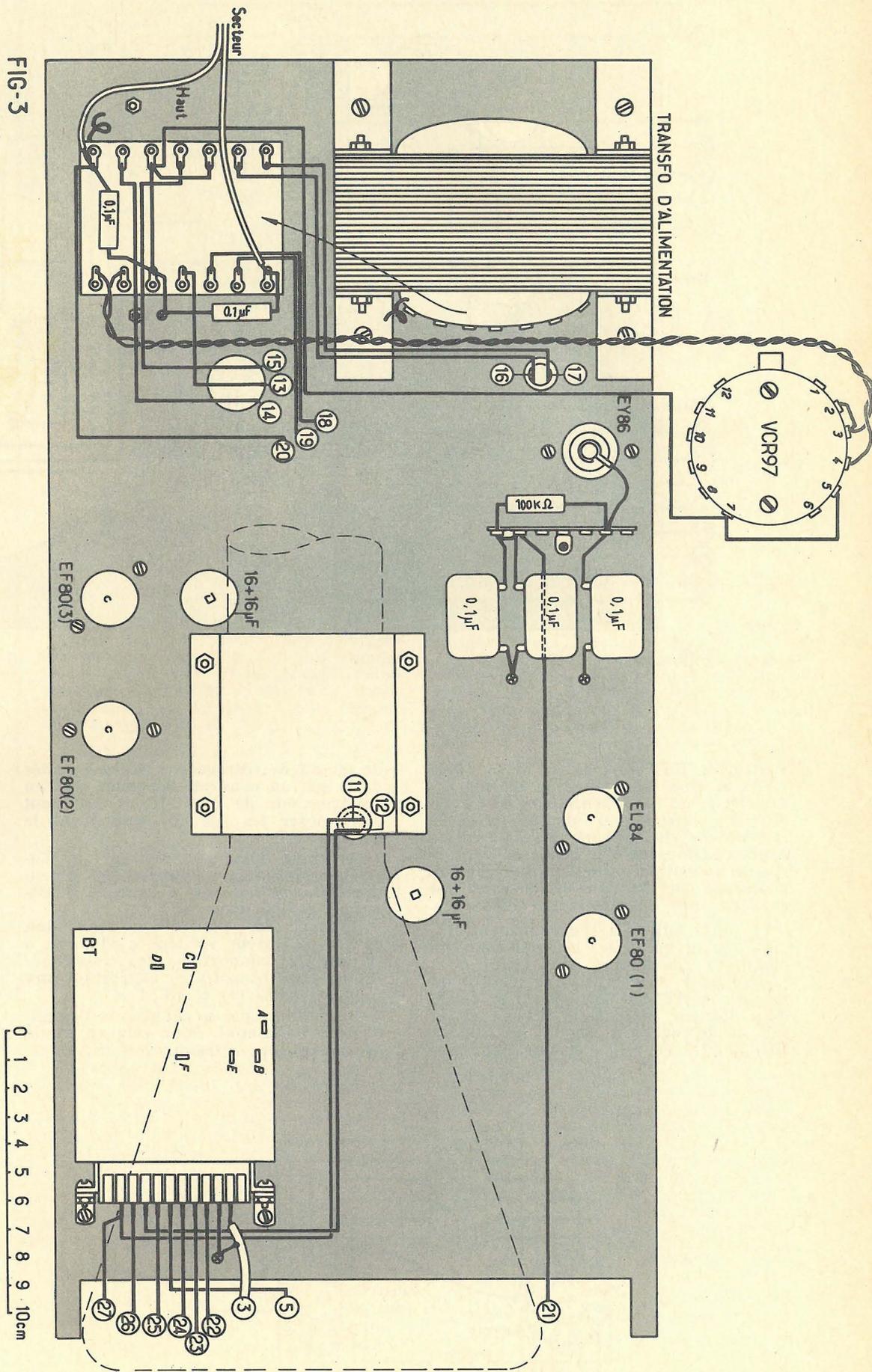
A l'intérieur de ce châssis on monte la self de filtre ; et on soude les relais à cosses comme il est indiqué sur le plan figure 3. Sur la face avant on monte les douilles isolées qui constituent les prises: Entrée H X1, Synchro, Plaques H et Plaques V, les Interrupteurs 220-110, Marche-Arrêt. On monte aussi le commutateur « + et - », « Synchro Interne-Externe ». On monte encore sur la face avant les potentiomètres, le voyant lumineux et le commutateur de gammes de balayage. Ce commutateur est à deux galettes qui sont maintenues à 4 cm l'une de l'autre par deux tiges filetées qui servent également à les assujettir au dispositif d'encliquetage. La galette avant sert à la commutation et celle arrière fait fonction uniquement de relais. Avant le montage définitif on soude entre les paillettes de ces deux galettes les divers condensateurs destinés à déterminer la fréquence du balayage (figure 5). L'un d'eux est ajustable (60 pF). On soude également sur la dernière position la résistance de 10 000 Ω de liaison avec la douille chaude de la prise « Entrée ».

Une fois équipés la face avant et le châssis sont fixés à l'intérieur du bâti.

On commence le câblage par la pose des lignes de masse. On utilise pour cela du fil nu d'assez forte section.

On raccorde à la masse le blindage central et certaines broches des supports de lampe. Les soudures au châssis correspondant à des points de masse doivent être effectuées avec un fer très chaud de manière à obtenir un contact très intime entre la tôle, le fil et l'étain. On établit avec du fil de câblage isolé les lignes d'alimentation des filaments.

Ensuite on câble l'alimentation. Pour le primaire il ne faut pas oublier la pose des condensateurs de découplage de 0,1 μF . On relie cet enroulement au fusible et à l'interrupteur général. On câble l'alimentation THT qui est formé de l'en-



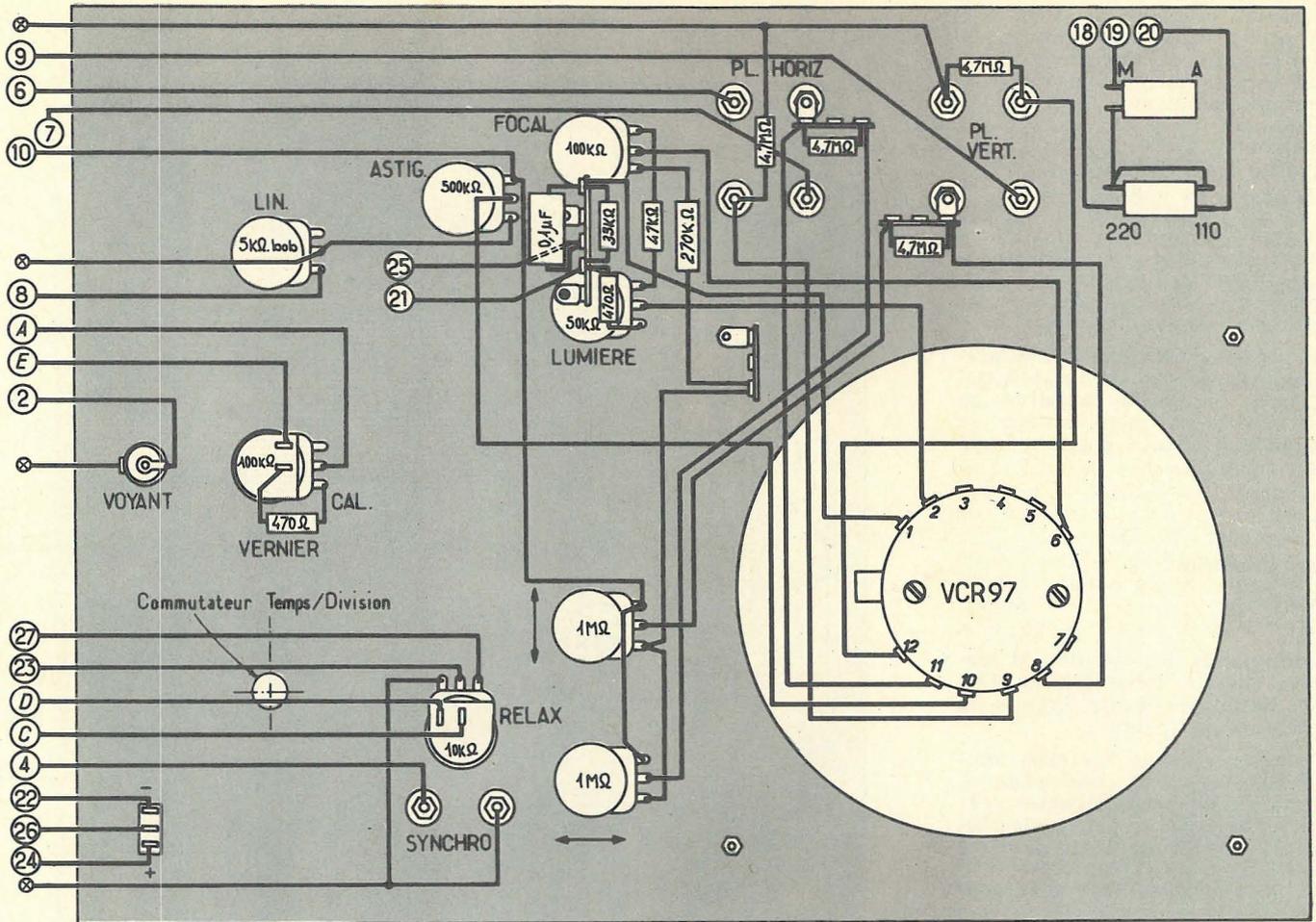


FIG-4

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10cm

roulement THT du transfo, de la diode EY86, et d'une résistance de 100 000 Ω - 3 watts et de 3 condensateurs de 0,1 μF (CF). La résistance est soudée sur le relais proche du support de valve et les condensateurs entre ce relais et le châssis. On remarquera que l'enroulement de chauffage du filament de la valve est en série avec le secondaire THT.

Le point milieu de l'enroulement HT, ainsi qu'un côté de l'enroulement de chauffage des lampes sont reliés à la masse sur le châssis. Les extrémités du secondaire HT sont soudées sur un relais de l'intérieur du châssis proche de la self de filtrage. On soude les diodes DI800 entre ce relais et une extrémité

de la self de filtrage. Sur les extrémités de la self on connecte les pôles + d'un condensateur de $2 \times 16 \mu F$. On peut alors poser les fils qui constituent la ligne + HT.

On câble ensuite le diviseur de tensions comprenant notamment les potentiomètres de cadrage, « lumière, focalisation, astigmatisme ».

On peut alors passer à la réalisation de l'amplificateur vertical, c'est-à-dire à la pose des connexions, des résistances et des condensateurs se rapportant aux supports EF80 (1) et EL84.

On continue par le câblage de l'amplificateur horizontal. Pour cela on soude les connexions, résistances et condensa-

teur relatifs aux supports EF80 (1), EF80 (2) et EF80 (3).

On câble le peigne de raccordement du circuit imprimé « Base de temps ». On introduit ce circuit imprimé dans le peigne. On établit les liaisons entre ce circuit imprimé, le potentiomètre vernier de la face avant et le potentiomètre de dosage de synchronisation. Par un câble blindé on relie ce circuit imprimé au commutateur de gammes de balayage.

On met en place le support du tube qui se compose de deux montants métalliques vissés par un bord rabattu sur le dessus du châssis. Une plaquette de même métal est fixée à la partie supérieure des deux montants par quatre tiges filetées. Pour mettre le tube cathodique en place on enfle sur son col deux bagues caoutchoutées pour éviter le serrage métal sur verre qui risquerait de fêler l'ampoule. On serre les bagues et le col sous une plaque métallique courbée en forme de pont avec bords rabattus. Ce serrage s'opère par les tiges filetées dont il a été question plus haut.

On termine le câblage par le raccordement du socket du VCR97 au reste du montage.

A. BARAT.

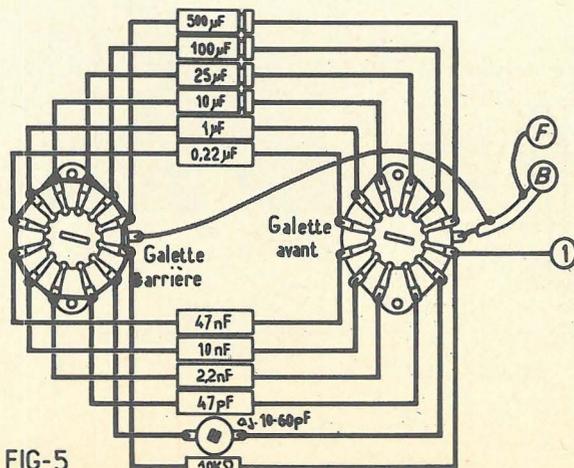
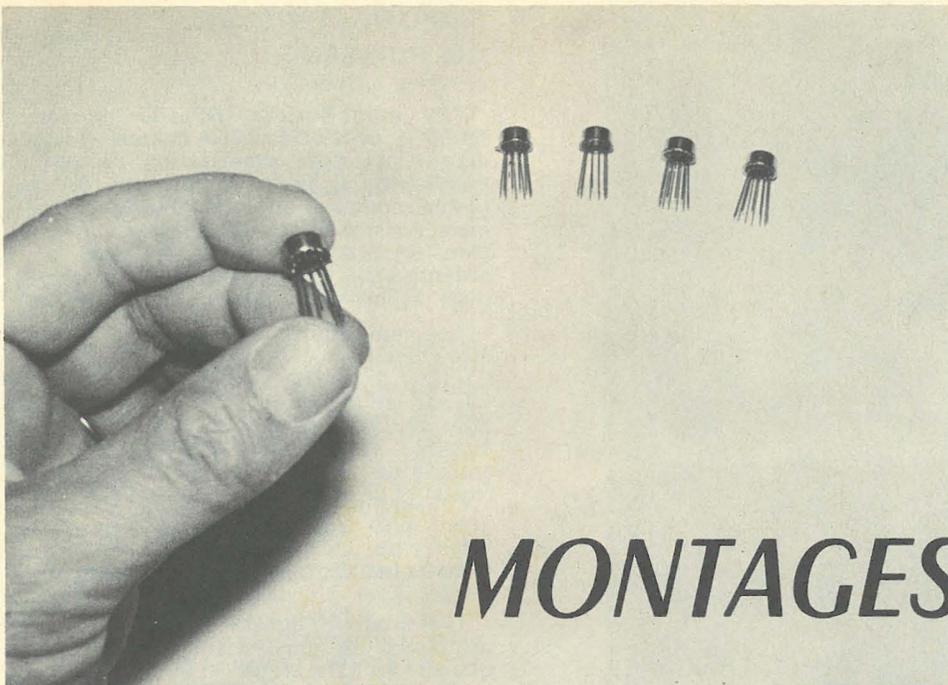


FIG-5

Quand vous écrivez
aux annonceurs
recommandez-vous
de RADIO-PLANS



MONTAGES A CIRCUITS LINÉAIRES RCA

L'ELECTRONIQUE de pointe ne se contente plus d'incorporer les circuits intégrés dans des équipements professionnels fort coûteux. Alors que seuls les ordinateurs et équipements utilisaient les circuits intégrés à la fois pour résoudre les problèmes de fiabilité et d'encombrement, nous avons aujourd'hui à notre disposition ces « petites merveilles » de la technologie moderne des semi-conducteurs.

Avec l'amélioration de la technique de fabrication des circuits intégrés due à une connaissance approfondie de ces dispositifs, le rendement et les cadences de production se sont trouvés accrus, d'où l'abaissement considérable du prix de revient. Il serait bon toutefois de rappeler que nous avons connu le même phénomène avec les premiers transistors germanium, qui, à qualité supérieure, ne valent maintenant que quelques francs. En s'écartant un peu de notre sujet, nous sommes persuadés que le coût de fabrication des téléviseurs couleur se trouvera diminué dès que les constructeurs utiliseront des circuits intégrés aux niveaux d'étages favorables à ce genre d'adaptation.

Dans certaines études ou projets de prototypes, on s'aperçoit qu'à performances identiques, sinon supérieures, il est préférable de faire appel aux circuits intégrés, qui, en simplifiant largement le schéma font disparaître du même coup, les composants discrets tels les résistances et les condensateurs. D'un autre côté, le temps de fabrication par cette simplification est moins important d'où une diminution du prix de revient global.

Notre propos n'est pas cependant de discuter de l'avenir brillant offert à la micro-électronique, mais plutôt de faire découvrir celle-ci aux techniciens ama-

teurs et professionnels, soucieux de se mettre au goût du jour par l'expérimentation.

Nous présentons donc douze montages mis au point par l'une des plus grandes firmes américaines spécialisée dans l'électronique. Cette firme est la « Radio Corporation of America » plus connue sous le sigle R.C.A.

R.C.A présente le kit « KD 2117 » contenant cinq circuits intégrés de trois types différents :

- 2 KD2114.
- 1 KD2115.
- 2 KD2116.

Ces cinq circuits intégrés ont été utilisés dans les douze montages que nous vous proposons après expérimentation et l'habitude venant, nous ne doutons pas que l'on puisse les utiliser dans de multiples applications différentes de celles soumises aujourd'hui.

Nous n'entrerons pas dans le détail de l'étude technologique des circuits intégrés en général. Celle-ci ayant fait déjà l'objet de très nombreux articles dans RADIO-PLANS. Nous nous sommes fixés un but essentiellement pratique, lequel est atteint par la description détaillée des schémas proposés suivants :

- a) : Amplificateur BF de puissance.
- b) : Oscillateur d'étalonnage à quartz.
- c) : Mélangeur.
- d) : Flip-Flop.
- e) : Préamplificateur microphonique.
- f) : Amplificateur large bande.
- g) : Thermomètre électronique.
- h) : Alimentation stabilisée.
- i) : Oscillateur B.F.
- j) : Micro-Emetteur.
- k) : Convertisseur bande-marine.

BASES DES CIRCUITS INTEGRES

Les circuits intégrés sont des circuits électroniques microscopiques dans lesquels résistances, condensateurs de faible valeur, diodes et transistors sont incorporés. Le circuit intégré est l'extension du transistor pour deux raisons : tout d'abord parce qu'il utilise le même matériau de base et ensuite parce qu'il se sert des mêmes propriétés de ce matériau.

Les circuits intégrés étudiés sont du type monolithique, c'est-à-dire que composants actifs et passifs sont incorporés au sein du même cristal de silicium. Les diverses interconnexions entre chaque élément du circuit sont faites par des dépôts métalliques en surface.

Outre l'avantage de la miniaturisation, tous les mêmes éléments actifs et passifs sont soumis à la même température, ce qui permet de prévoir aisément la compensation chimique à apporter. Il est intéressant de noter qu'en lieu et place des composants classiques (résistances et condensateurs de liaisons ou de découplage) la technique des circuits intégrés fait toujours en sorte qu'il est préférable d'utiliser des transistors et des diodes. Tout le contraire se produisait avec la technique électronique traditionnelle.

Bien que les circuits intégrés ne soient pas très fragiles, certaines précautions doivent être prises lors de la soudure de ces éléments. Il faut intercaler entre le point de soudure et le boîtier du circuit intégré une pince plate serrant fortement le condensateur de façon à agir en tant que dissipateur thermique. La puissance du fer ne doit pas excéder 40 à 50 W.

Le brochage des circuits intégrés à 10 et 12 électrodes est donné figure 1.

Leur constitution interne apparaît aux figures 2 et 3; les sorties numérotées sur les figures 2 et 3 correspondent aux fils de mêmes chiffres de la figure 1.

La valeur de la tension d'alimentation et sa polarisation devront être soigneusement respectées. Des connexions incorrectes peuvent sérieusement endommager le circuit intégré.

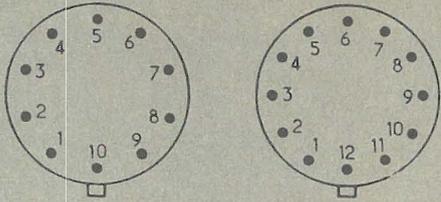


Fig. 1

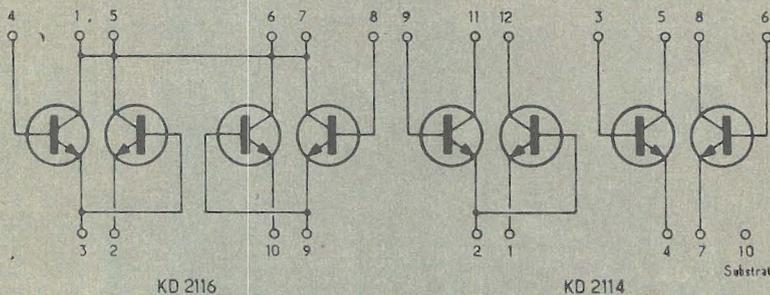


Fig. 2

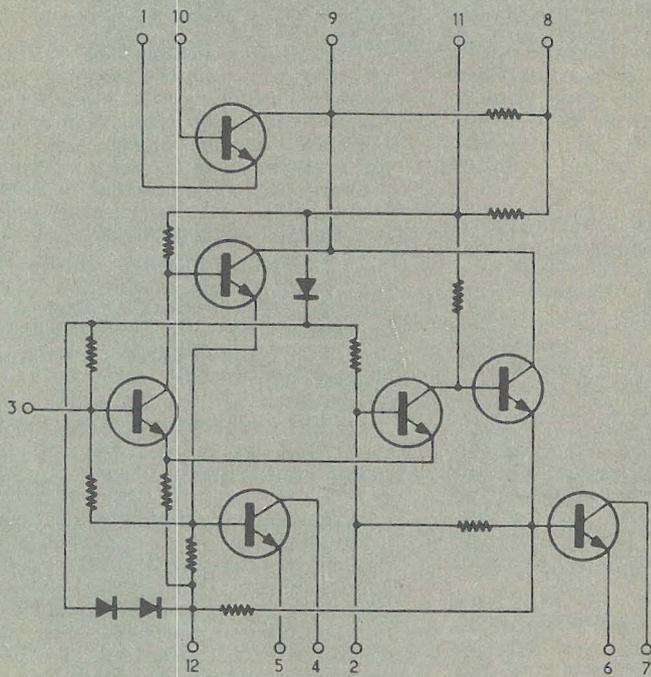


Fig. 3

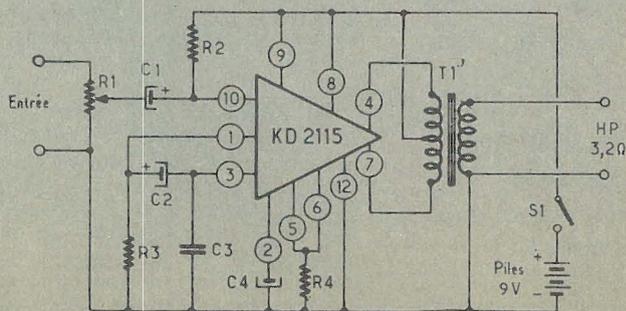


Fig. 4

AMPLIFICATEUR BF DE PUISSANCE

Cet amplificateur BF de puissance figure 4 peut-être utilisé comme élément amplificateur de sonorisation de qualité par exemple, pour équiper un électrophone monaural ou stéréophonique. Quelques résistances et condensateurs et un transformateur de sortie suffisent pour obtenir une chaîne amplificatrice complète à partir du circuit intégré KD 2115.

Les composants extérieurs qui devront être associés au KD 2115 sont les suivants : C1 C2 : 5 μ F/12 V ; C3 : 10 nF/25 V ; C4 : 1 μ F/6 V ; R1 : 100 k Ω linéaire ; R2 : 470 k Ω -1/2 W - 10 % ; R3 : 4,7 k Ω 1/2 W - 10 % ; R4 : 1 Ω - 10 % ; T1 : transfo de sortie : Zc : 3,2 Ω ; S1 : interrupteur de mise sous tension.

Oscillateur quartz d'étalonnage

L'oscillateur quartz figure 5 fournit un choix de deux fréquences de marquage : 50 kHz et 100 kHz. Il permet de vérifier l'étalonnage de matériels divers tels que récepteurs de radio-communications, oscillateurs à fréquence variable (générateurs BF et HF). Le débit du circuit étudié est très faible. Le matériel suivant entre dans la composition de cet oscillateur C1, C10 : 1 nF céramique ; C2 : 470 pF mica ; C3 : 2 nF mica ; C4, C8 : 470 pF, céramique ; C5, C6 : 330 pF, céramique ; C1, 0,1 μ F, céramique ; C9 : 3 \times 30 pF, ajustable ; CR1, CR2 : diode germanium, circuit intégré : KD 2114 ; R1 : 150 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R2, R8 : 33 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R3, R9 : 15 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R4, R6 : 3,9 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R5 : 10 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R7 : 680 Ω - 1/2 W - 10 % ; R10, R11 : 27 k Ω - 1/2 W - 10 % ; X1 : quartz 100 kHz.

MELANGEUR (figure 6)

Avec ce mélangeur, il est possible à partir de deux sources de modulation distinctes, d'obtenir le mélange de ces deux signaux à la sortie de l'étage étudié. Ainsi, nous pouvons injecter à l'entrée 1 une musique qui servira de fond sonore et à l'entrée 2 un commentaire parlé. A la sortie, nous retrouvons le mélange judicieux de ces deux sources. L'impédance d'entrée est de 47 k Ω ; l'impédance de sortie est de 10 k Ω .

Voici les valeurs des pièces à utiliser :

C1, C2, C4 : 10 μ F/6 V ; C3, C5 : 200 μ F/6 V.

Circuit intégré : KD 2116.

R1, R3 : 220 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R2, R4 : 56 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R5 : 10 k Ω - 1/2 W - 10 % ; R6, R7 : 1 500 Ω - 1/2 W - 10 %.

FLIP-FLOP (figure 7)

Le montage « Flip-Flop » est un montage monostable qui reste dans un état stable tant qu'il ne reçoit pas d'impulsions extérieures de synchronisation. Le schéma élaboré autour du circuit intégré R.C.A. KD 2114 peut fournir un signal carré à partir d'un générateur BF. Cette forme d'onde est particulièrement désignée pour vérifier le comportement d'un amplificateur BF (stabilité et réponse transitoire). Ce Flip-Flop peut être utilisé également pour diviser par deux n'importe quelle fréquence jusqu'à 200 kHz.

Voici la liste du matériel entrant dans la composition du Flip-Flop.

C1, C2 : 470 pF ; C3, C4 : 330 pF ; C5 : 0,1 μ F ; CR1, CR2 : diodes germanium.

Circuit intégré : KD 2114.

R1, R5 : 33 k Ω ; R2, R7 : 15 k Ω ; R3, R4 : 3,9 k Ω ; R6 : 680 Ω ; R8, R9 : 27 k Ω .

PREAMPLI MICRO (figure 8)

Ce préamplificateur pour microphone est caractérisé par un très grand gain, un faible niveau de bruit et une bande passante de beaucoup supérieure à la largeur de bande du spectre sonore. A l'entrée du circuit étudié, il est prévu l'utilisation soit de micros basse-impédance soit de micros haute-impédance. Ce préamplificateur peut être utilisé en liaison avec un magnétophone, un émetteur phonie, un ampli BF d'électrophone. Il peut également servir de préamplificateur, de cellule magnétique lorsque celle-ci remplace avantageusement une cellule cristal. La tension maximale de sortie est de l'ordre de 1 V.

Les valeurs des éléments sont :

C1 : 10 μ F/6 V ; C2 : 200 μ F/6 V ; C3 : 25 μ F/15 V.

Circuit intégré : R.C.A. KD 2114.

R4 : 10 k Ω ; R6 : 1 500 Ω ; R5 : 56 k Ω ; R7 : 470 Ω .

Micro	R1	R2	R3
H. impéd.	Pas util.	1 M Ω	270 k Ω
B. impéd.	270 Ω	220 k Ω	56 k Ω

Haute impédance : 15 k Ω à 50 k Ω .

Basse impédance : 200 à 600 Ω .

AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE (figure 9)

Cet amplificateur à très large bande passante est utilisable de 30 Hz à 8 MHz. Il peut servir pour amplifier des signaux haute fréquence (préamplificateur d'antenne pour attaquer l'entrée d'un récepteur radio ou auto-radio). La tension de sortie est en phase, ou en opposition de phase selon la borne de sortie utilisée.

Le matériel utilisé est le suivant :

C1, : 1 μ F/6 V ; C2, C3 : 5 μ F/3 V ; CR1 : diode silicium de redressement.

Circuit intégré : R.C.A. KD 2115.

R1 : 10 k Ω ; R2 : 4,7 k Ω ; R3, R4 : 150 Ω ; R5, R6 : 15 Ω .

Les principales caractéristiques sont :

Tension de sortie : 1 V efficace.

Impédance de sortie : 150 Ω .

Gain de tension : \approx 50.

Tension maximum admissible à l'entrée : 200 mV efficaces.

Bande passante : 30 Hz à 8 MHz.

Cet ampli peut servir de préamplificateur d'oscilloscope.

THERMOMETRE ELECTRONIQUE (figure 10)

Ce thermomètre électronique est très pratique pour la mesure de température d'éléments peu accessibles, par exemple la température de liquides. La gamme

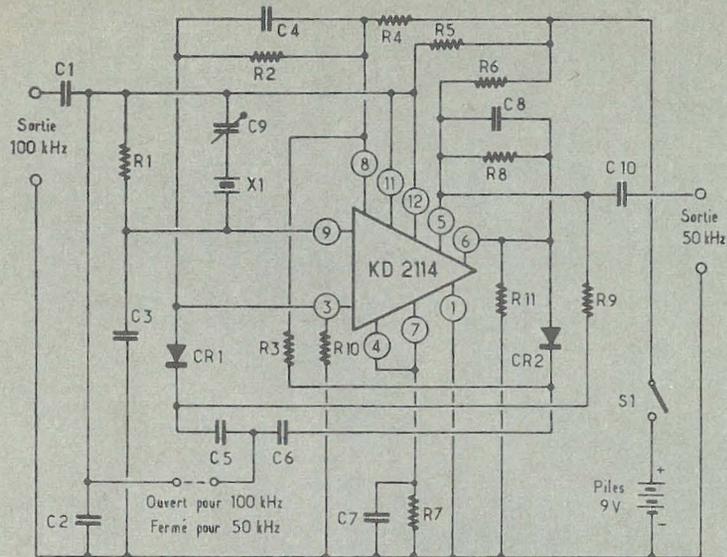


Fig. 5

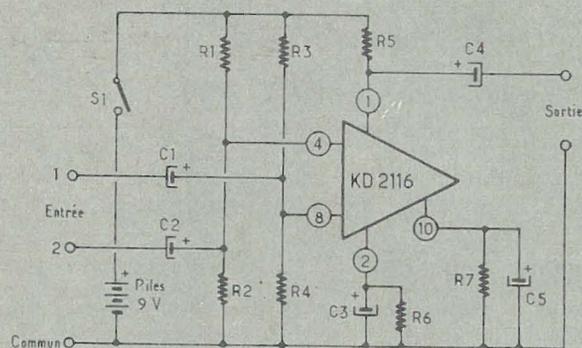


Fig. 6

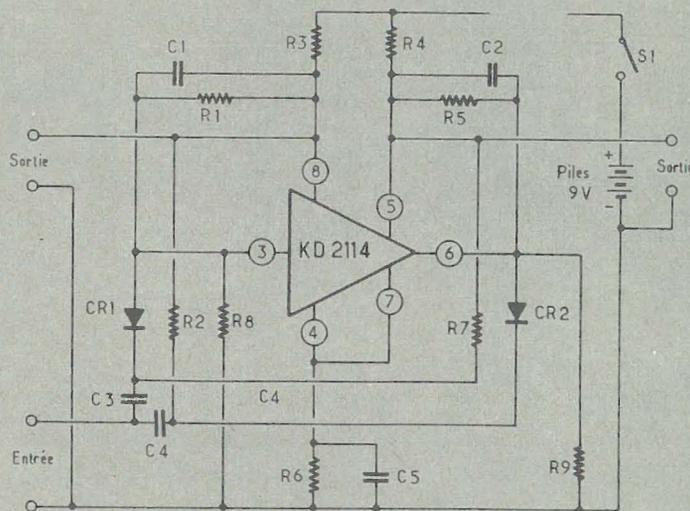


Fig. 7

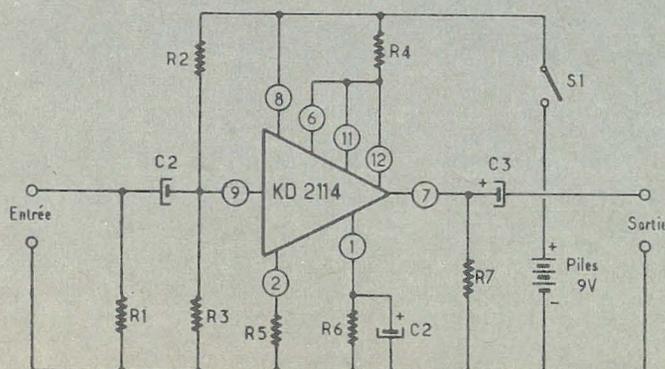


Fig. 8

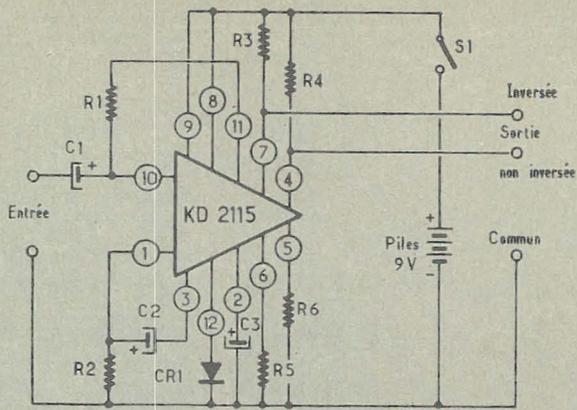


Fig. 9

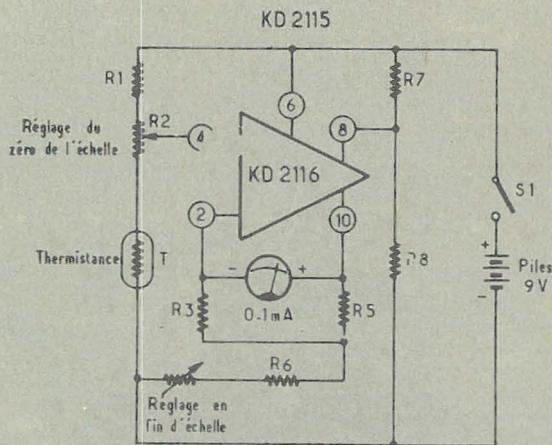


Fig. 10

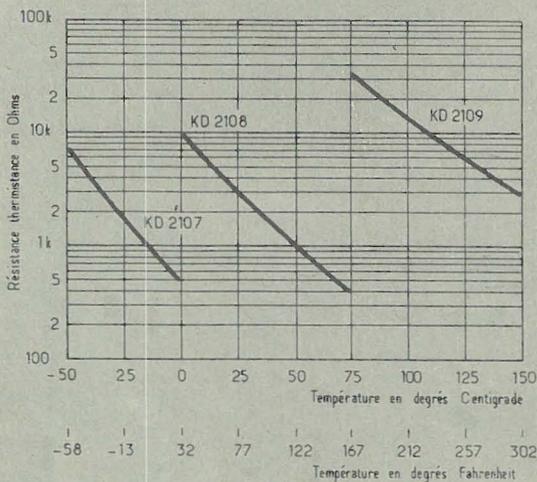


Fig. 11

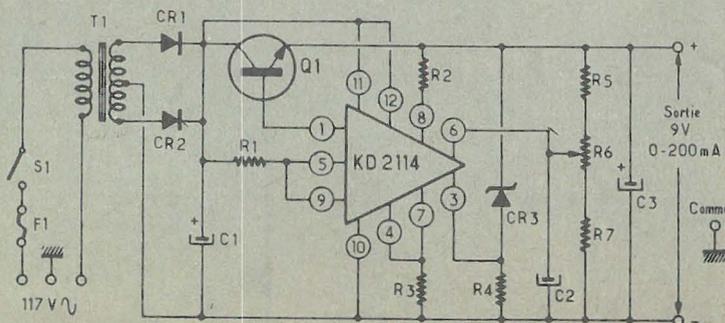


Fig. 12

de températures mesurables peut s'étendre de $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$ et dépend évidemment de la thermistance utilisée.

Le matériel mis en jeu est :

Circuit intégré : R.C.A. KD 2116.

Appareil de mesure : 0 à 1 mA.

R1 : 47 kΩ ; R2 : potentiomètre 50 kΩ linéaire ; R3, R5 : 470 Ω ; R6 : 220 Ω ; R4 : potentiomètre 250 Ω linéaire ; R7, R8 : 100 kΩ.

Courbes de caractéristiques de thermistances

Les variations de deux types de thermistances en fonction de la température de fonctionnement sont données figure 11.

ALIMENTATION STABILISEE (figure 12)

Cette alimentation régulée de 9 V peut être utilisée comme source d'alimentation de tous les circuits étudiés dans cet article.

Elle remplace avantageusement la pile de 9 V alimentant un récepteur transistorisé. Le débit maximum de ce circuit est de l'ordre de 200 mA.

C1 : 1 000 μF/25 V ; C2 : 2 μF/12 V ; C3 : 100 μF/12 V ; CR1, CR2 : diodes silicium de redressement ; CR3 : Zener 6 V ; F1 : fusible 1 A.

Circuit intégré : R.C.A. KD 2114.

R1 : 12 kΩ ; R2 : 6,8 kΩ ; R3 : 12 kΩ ; R4 : 470 Ω ; R5 : 1,5 Ω ; R6 : 25 kΩ ajustable ; R7 : 4,7 kΩ ; S1 : interrupteur ; T1 transformateur d'alimentation : 2 × 12,5 V au secondaire ; Q : transistor NPN R.C.A. SK 3024 ou équivalent genre 2N 3053 ou 2N 3054.

OSCILLATEUR BASSE FREQUENCE (figure 13)

Cet oscillateur basse fréquence peut fournir n'importe quelle fréquence choisie entre 2 Hz et 175 kHz. Etant donné le taux de distorsion harmonique particulièrement faible de ce circuit, il peut être utilisé : pour vérifier la bande passante d'un amplificateur haute fidélité ou d'un modulateur BF d'émetteur, pour servir d'oscillateur d'entraînement à la lecture des signaux morses.

L'impédance de sortie est de 3 000 Ω. La tension de sortie est de 1,4 V efficace.

C1 : 2 fois la valeur de C2 ; C2, C3 : voir le tableau ci-dessous ; C4 : 20 μF/6 V ; C5 : 300 μF/6 V ; C6 : 100 μF/6 V ; circuit intégré : R.C.A. KD 2114 ; R1, R2 : 27 kΩ ; R3 : 2,7 kΩ ; R4 : 82 kΩ ; R5 : 22 kΩ ; R6 : 10 kΩ ; R7 : 2,2 kΩ ; R8 : 1 kΩ ; S1 : interrupteur.

Fréquences (Hz)	C2 - C3
175.000 Hz	50 pF
95.000 Hz	100 pF
20.000 Hz	500 pF
10.000 Hz	1.000 pF
2.000 Hz	5.000 pF
1.000 Hz	10 nF
200 Hz	50 nF
100 Hz	0,1 μF
20 Hz	0,5 μF
10 Hz	1 μF
2 Hz	5 μF

MICRO-EMETTEUR (figure 14)

Ce micro-émetteur peut transmettre sur toute fréquence comprise entre 88 et 108 MHz. La fréquence d'accord est déterminée par la valeur du condensateur C7. La portée de cet appareil — quelques dizaines de mètres — peut varier selon la longueur de l'antenne. Toutefois, cet émetteur, étant expérimental, on a intérêt à fortement réduire cette longueur pour éviter tout ennui avec l'administration des P.T.T.

L'impédance du microphone utilisé avec cet émetteur doit être faible (de l'ordre de 200 à 600 Ω). La pile alimentant l'ensemble micro-émetteur peut être de taille réduite, étant donné la faible consommation.

Longueur de l'antenne : < 10 cm.

Voici le matériel nécessaire :

C1 : 25 μF/6 V ; C2 : 200 μF/6 V ;
C3 : 20 μF/10 V ; C4 : 15 pF, mica ;
C5 : 1 000 pF, céramique ; C6 : 0,1 μF ;
C7 : 3 × 30 pF ajustable ;

Circuit intégré : R.C.A. KD 2114.

R1 : 270 Ω ; R2 : 150 kΩ ; R3 : 22 kΩ ;
R4 : 1,2 kΩ ; R5 : 10 kΩ ; R6 : 8,2 kΩ ;
R7 : 68 Ω ; R8 : 330 Ω ; R9 : 6,8 kΩ ;
S1 : interrupteur.

L1 : 6 spires 12/10.

Diamètre intérieur : ≈ 6 mm.

Longueur de la bobine : ≈ 2 cm.

La prise d'antenne est à déterminer expérimentalement.

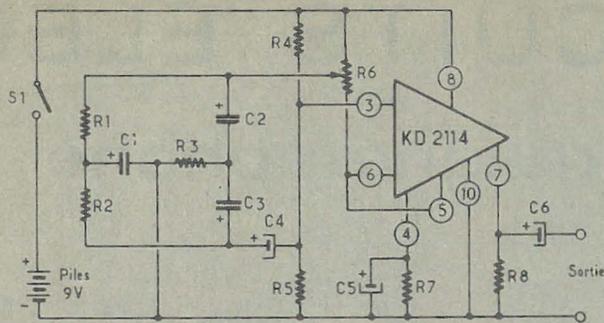


Fig. 13

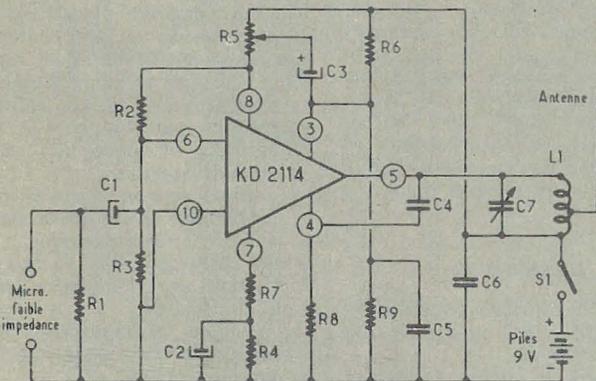


Fig. 14

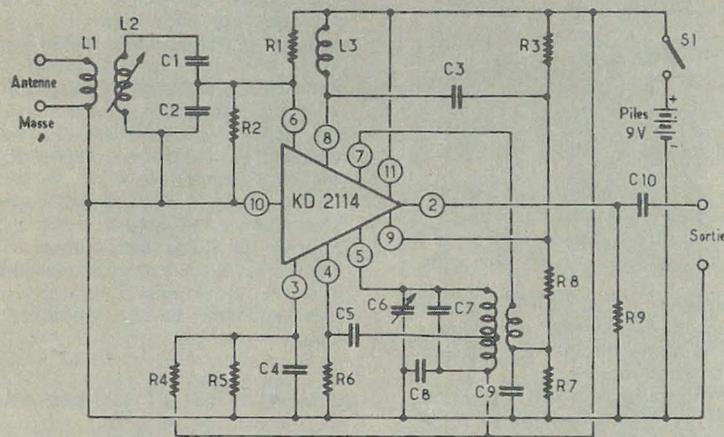


Fig. 15

CONVERTISSEUR BANDE MARINE (figure 15)

Ce convertisseur bande marine transforme n'importe quel récepteur AM de radio-diffusion en un récepteur permettant l'écoute de la gamme de 2 à 3 MHz soit de 100 m à 150 m de longueur d'onde. La sortie du convertisseur doit être connectée à la prise d'antenne extérieure ou bien il faut disposer dix spires de couplage sur le cadre ferrite incorporé.

Le matériel utilisé est le suivant :

C1 : 180 pF ; C2 : 680 pF ; C3 : 470 pF ;
C4, C5, C10 : 10 nF ; C6 : 50 pF ajustable ;
C8, C9 : 50 nF.

Circuit intégré : R.C.A. KD 2114.

R1 : 82 kΩ ; R2 : 4,7 kΩ ; R3 : 150 kΩ ;
R4 : 47 kΩ ; R5 : 22 kΩ ; R6 : 2,2 kΩ ;
R7 : 1 kΩ ; R8 : 100 kΩ ; R9 : 470 Ω ;
L1 : 10 spires de fil émaillé couplé à L2.

L3 : bobine d'arrêt ; 2,5 mH. L4 et L5 sont bobinés sur le même mandrin et forment une self de 50 spires dont 40 pour L4 et 10 pour L5. La prise sur L4 est effectuée à la 31^e spire à partir du point chaud 5 du circuit intégré.

Nous devons signaler à nos lecteurs intéressés que R.C.A. fournit avec chaque kit KD 2117, une série d'informations techniques très complètes dont nous avons extrait l'essentiel de cet article.

EN CONCLUSION

Nous venons de décrire onze montages dans un but essentiellement pratique et c'est bien là l'objectif de Radio-Plans. L'étude théorique de chacun des circuits avait nettement dépassé le cadre de cet article.

Nous avons voulu démontrer qu'avec quelques résistances et capacités, éventuellement des inductances, les amateurs des techniques électroniques modernes peuvent effectuer d'intéressants montages à base de circuits intégrés linéaires. Nous ne doutons pas que certains passionnés découvrent d'autres schémas adaptés à leur besoin et nous en ferons part.

CLAUDE ROMÉ.

CIBOT
RADIO

FAMILIARISEZ-VOUS
AVEC LES CIRCUITS INTÉGRÉS I..

KIT "RCA"
KD 2117.



Ensemble de 5 circuits intégrés
permettant d'expérimenter 12 montages différents :

- Amplificateur de puissance
- Oscillateur
- Mélangeur
- Flip-Flop.
- Préampli Micro
- Amplificateur large bande
- Thermomètre électronique
- Alimentation stabilisée
- Oscillateur BF
- Micro-Émetteur
- Convertisseur bande marine

Le « KIT » de 5 circuits..... **48,00**

C'EST UNE REALISATION :

CIBOT 1 et 3, rue de REUILLY
PARIS-XII^e
Téléphone : 343-66-90
★ RADIO Métro : Faidherbe-Chaligny
C.C. Postal 6.129-57 PARIS

Voir notre publicité pages 2 et 4 de couverture.

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

d'un magnétophone à 4 canaux réels

INTRODUCTION

DANS un précédent article publié dans notre revue, nous avons donné les caractéristiques générales du magnétophone SONY, type TC366A qui permet la stéréophonie à quatre pistes simultanées, donc à quatre canaux réels. Il est également possible de réaliser un dispositif à quatre canaux dont deux seront ceux de la stéréophonie à deux canaux et les deux autres, dérivés des premiers, par le procédé « quad » qui a été exposé dans nos précédentes études.

CARACTERISTIQUES GENERALES

L'appareil fonctionne sur tous courants de 100 à 240 V alternatif à 50 ou 60 Hz. Sa consommation est de 40 W.

Il possède des têtes à quatre entrefers pour bande magnétique normale de 6,35 mm de largeur. Les vitesses du ruban sont 19 et 9,5 cm/s ce qui donne une durée de 45 minutes en 4 canaux et 90 minutes en deux canaux sur 19 cm/s et le double sur 9,5 cm/s.

La réponse en fréquence est de 20 à 25 000 Hz en 19 cm/s et de 30 à 17 000 Hz en 9,5 cm/s.

Le rapport signal à souffle est représenté par 52 dB en modèle normal et 55 dB en modèle spécial.

La fréquence de polarisation est de 125 kHz environ. Ce magnétophone possède :

(a) quatre entrées de « microphone » pour enregistrement sur quatre canaux de spectacles réels,

(b) quatre entrées « auxiliaires » pour tout autres sources, branchées directement ou par l'intermédiaire de circuits correcteurs, préamplificateurs, atténuateurs.

Les entrées « microphone » ont une impédance de 600 Ω avec une sensibilité maximale de 0,19 mV (— 72 dB).

Les entrées « auxiliaire » ont une impédance de 100 k Ω et une sensibilité de 0,06 V (— 22 dB).

Il y a, évidemment, quatre sorties dont l'impédance est de 100 k Ω et dont le niveau est de 0,775 V que l'on associera, dans cette description, à 0 décibel.

On dispose également de deux sorties d'écouteurs de 8 Ω d'impédance avec un niveau de 30 mV (— 28 dB).

On trouvera dans cet appareil 49 transistors et 6 diodes. Les dimensions du magnétophone sont 431 x 472 x 244 mm. Il pèse 12,8 kg et fonctionne en position verticale du coffret-pupitre.

Nous ne donnerons ici que des indications concernant la partie électronique de cet appareil, la partie mécanique intéressant plus particulièrement les techniciens du service, chargés de l'installation, la mise au point et le dépannage.

Toutes les indications de service se trouvent dans la notice spéciale accompagnant chaque appareil.

LES SCHEMAS

On peut représenter les dispositifs électroniques du magnétophone à quatre canaux en deux schémas : celui des parties alimentation et polarisation des têtes d'enregistrement et celui des amplificateurs.

Le magnétophone possède trois têtes, chacune à quatre entrefers : une tête d'enregistrement, une tête de reproduction et une tête d'effacement.

Pratiquement, chaque tête comprend quatre éléments transducteurs donc il y en a 12 en tout dans les trois têtes.

Sur les schémas chaque élément est représenté séparément. Remarquons que les quatre canaux de cet appareil sont identiques.

ALIMENTATION ET POLARISATION

Considérons le schéma de la figure 1 et partons de la prise de courant qui est représentée en bas et à droite du schéma. Une extrémité du cordon secteur aboutit au fusi-

ble F et à l'interrupteur S₅₀₄ shunté par un circuit anti-parasites à résistance et capacité, relié à une extrémité du primaire de T₅₀₁, le transformateur d'alimentation.

L'autre point d'entrée du secteur est relié au sélecteur de tension relié aux prises correspondant aux tensions 100, 110, 117, 125, 220 et 240 V.

Le transformateur a deux secondaires, l'un, à gauche, pour l'alimentation générale de l'appareil, l'autre, dessiné au-dessus du primaire pour les lampes témoins PL101 à PL501.

Passons au redressement. Le secondaire est à prise médiane reliée à la ligne négative et masse. On a adopté un redressement des deux alternances, effectué par deux diodes D₅₀₂. Le filtrage s'effectue à l'aide d'un condensateur de 470 μ F et d'un circuit à transistors servant également de dispositif régulateur de tension.

Un potentiomètre R₅₀₄ permet de régler les tensions continues obtenues aux valeurs prévues.

On dispose ainsi de trois tensions continues, l'une transmise par l'interrupteur S₅₀₁ au circuit de polarisation, la deuxième et la troisième aux points 7 et 8 inscrits dans de petits carrés, à appliquer aux amplificateurs qui seront décrits plus loin.

Considérons maintenant la section polarisation dont l'alimentation peut être coupée en position « reproduction » du magnétophone par l'interrupteur S104-3, S204-3.

On voit qu'à la suite de ces interrupteurs il y a un dispositif spécial de filtrage à deux bobines et un condensateur. La tension continue ainsi filtrée alimente l'oscillateur à 125 kHz utilisant les deux transistors Q₅₀₄ et Q₅₀₅ associés au transformateur-oscillateur T₅₀₂.

Le montage est symétrique. L'oscillation est entretenue grâce au couplage entre les enroulements des collecteurs et ceux des bases des deux transistors.

On prélève le signal HF à 125 kHz sur un troisième enroulement 4-5-6.

Le signal pris entre les points 4 et 6 est transmis par les interrupteurs S104-5 et S204-5, les bobines de 1,5 mH et la résistance R₅₁₂, aux quatre éléments de la tête d'effacement EH101 - EH301 - EH401 - EH201.

Ces éléments de la tête d'effacement sont utilisés comme suit :

élément EH101, canal avant gauche (L) (FRONT LCH),

élément EH301, canal avant droite (R) (FRONT RCH),

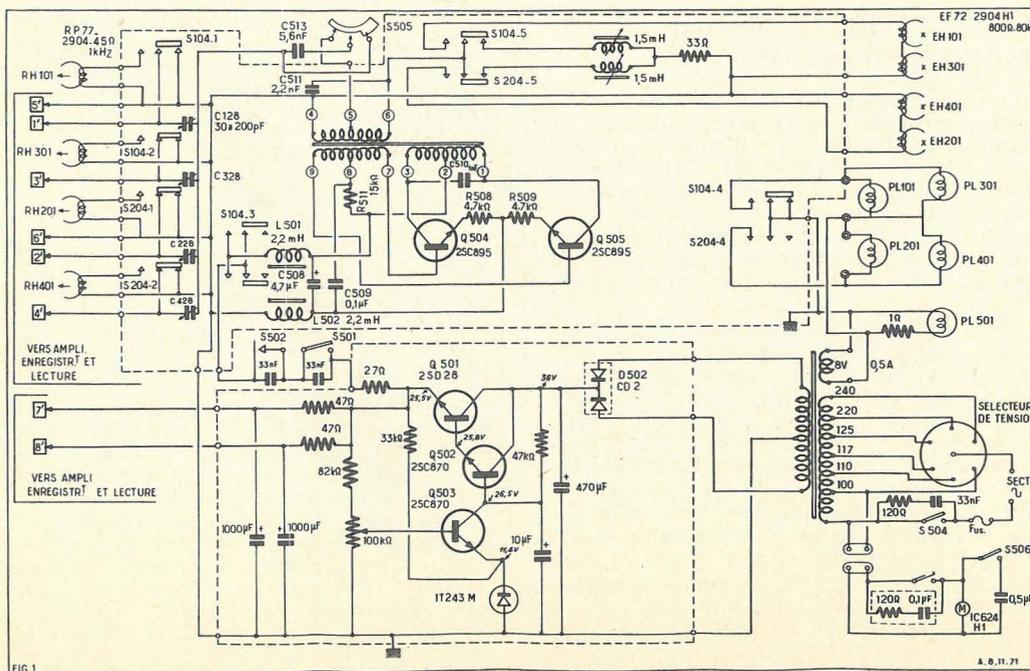
élément EH401, canal arrière droite (R) (REAR RCH),

élément EH201, canal arrière gauche (L) (REAR LCH).

Le commutateur sert évidemment à mettre en circuit l'effacement en position enregistrement et à le mettre hors-circuit, en position écoute.

Sur ce schéma, les commutateurs sont placés en position écoute. Dans cette position, le signal d'effacement passe dans les bobines L₅₀₃-L₅₀₄ de 1,5 mH.

Remarquons aussi le commutateur S₅₀₅ qui introduit un condensateur d'accord C₅₁₃ en position 9,5 cm/s, réduisant la fréquence d'oscillation lorsque cette vitesse est adoptée.



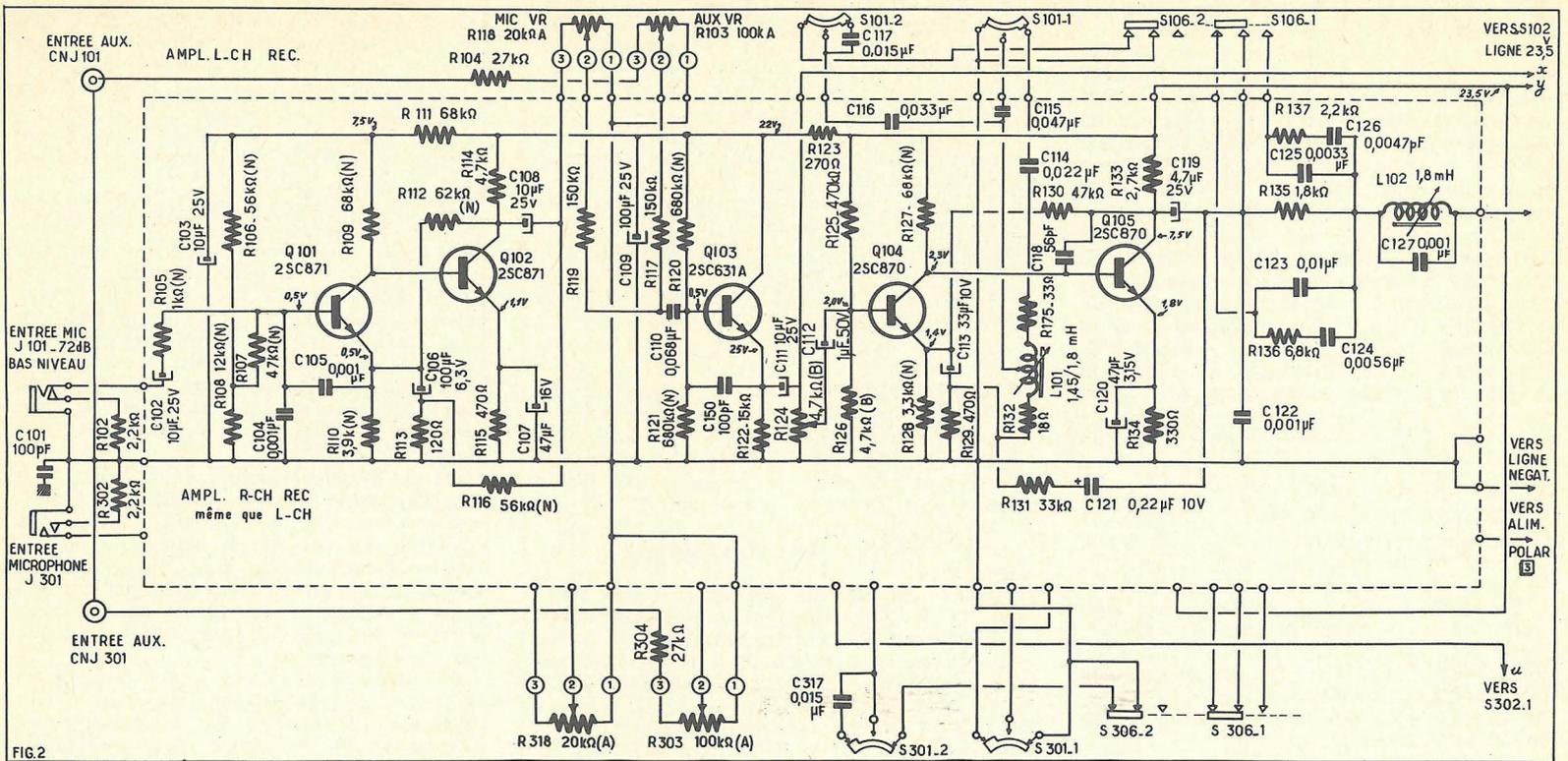


FIG.2

Passons maintenant à la section polarisation. On sait que dans l'enregistrement sur ruban magnétique, on applique aux têtes d'enregistrement, le signal BF à enregistrer et un signal HF de polarisation ayant la même origine que celui d'effacement.

Il provient des points 4 et 5 du transformateur-oscillateur. Il est donc de moindre amplitude que le signal d'effacement.

Après passage par le commutateur-égaliseur S₅₀₅ le signal à 125 kHz est transmis par les interrupteurs S₁₀₄₋₁, S₁₀₄₋₂, S₂₀₄₋₁ et S₂₀₄₋₃ aux éléments d'enregistrement. Le signal de chaque élément de la tête peut être réglé par des condensateurs C₁₂₈ à... C₄₂₈ ajustable de 30 à 200 pF.

Les points (entourés de carrés) 5', 1', 3', 6', 2' et 4', permettent de brancher les éléments d'enregistrement, aux sorties des amplificateurs d'enregistrement.

La tension continue à la sortie des redresseurs diodes, aux bornes du condensateur C₅₀₄ est de 36 V. La tension sur l'émetteur de Q₅₀₁ est de 25,5 V.

A noter que les éléments désignés par S₁₀₄ sont solidaires et il en est de même de ceux désignés par S₂₀₄.

Préamplification et amplification

Il y a en tout, dans ce magnétophone huit amplificateurs, soit deux par canal. Dans chaque canal, on trouve un amplificateur d'enregistrement et un amplificateur de lecture.

Nous ne donnerons ici que deux schémas, l'un pour un amplificateur d'enregistrement et l'autre pour un amplificateur de lecture. Les autres sont identiques à ceux du canal analysés ci-après.

Amplificateur d'enregistrement LCH REC AMP

Il s'agit de l'amplificateur de gauche (L) frontal.

Cette partie reçoit le signal de l'entrée convenable (microphone ou auxiliaire), l'amplifie, le corrige et l'applique à la tête d'enregistrement qui, comme on l'a indiqué précédemment, est distincte de la tête de lecture.

Il y a trois autres amplificateurs d'en-

registrement désignés par RCH REC pour l'amplificateur frontal (avant) droite et deux autres pour les amplificateurs arrière.

L'amplificateur de la figure 2 possède deux entrées : microphone et auxiliaire.

L'entrée microphone S₁₀₁ est à bas niveau (— 72 dB) et le microphone se branche à l'aide d'une fiche de jack.

Remarquons que l'entrée est en court-circuit lorsque la fiche est enlevée, évitant ainsi l'introduction de signaux parasites sur une entrée à très grande sensibilité.

De cette entrée le signal est transmis par un condensateur de 10 µF et une résistance de 1 kΩ à la base du transistor Q₁₀₁ type 2SC871. Tous les transistors de cet appareil sont des NPN.

La base est polarisée par une résistance de 47 kΩ reliée à un diviseur de tension 56 kΩ - 12 kΩ portant cette électrode à une tension de 1,2 V par rapport à la masse, ligne négative de l'alimentation de l'appareil.

L'émetteur est polarisé par un diviseur de tension disposé entre la masse et une ligne positive de tension, réduite à 7,5 V par une résistance de 68 kΩ. Cette ligne est découplée par une capacité de 12 µF 25 V.

Entre le collecteur de Q₁₀₁ et la base de Q₁₀₂, la liaison est directe. La charge de collecteur de Q₁₀₁ est de 68 kΩ et cette résistance aboutit à la ligne positive 7,5 V.

Remarquons un circuit de correction 100 µF - 120 Ω sur l'émetteur de Q₁₀₁ faisant partie d'une boucle de contre-réaction entre le collecteur de Q₁₀₂ et l'émetteur de Q₁₀₁ porté à 0,9 V.

L'émetteur de Q₁₀₂ est polarisé par une résistance de 470 Ω découplée par un condensateur de 47 µF portant cette électrode à 1,1 V. Le collecteur de Q₁₀₂ a une charge de 4,7 kΩ reliée à la ligne 22 V. La tension de ce collecteur est de 10 V.

De ce collecteur, le signal est transmis par le condensateur de 10 µF dans deux directions : par R₁₁₆ vers l'émetteur de Q₁₀₁ (contre-réaction) et par le potentiomètre R₁₁₈ de 20 kΩ et la résistance de 150 kΩ à la base de Q₁₀₃, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C₁₁₀.

Parlons maintenant de l'entrée auxiliaire CNJ S₁₀₁ représentée en haut et à gauche du schéma.

Le signal BF provenant de radio, TV-son, PU céramique ou sorte de préamplificateur pour PU magnétique est transmis par R₁₀₄ de 27 kΩ au potentiomètre R₁₀₃ de 100 kΩ dont le curseur point 2 est relié par R₁₁₇ de 150 kΩ et C₁₁₀ à la base de Q₁₀₃. Les deux potentiomètres R₁₁₈ et R₁₀₃ règlent la tension du signal appliqué à Q₁₀₃. Ils sont désignés par VR MIC. et VR AUX.

Le mélange et dosage des deux signaux est ainsi possible, l'utilisateur pouvant, par exemple, ajouter à la musique captée par le microphone, un commentaire parlé ou, au contraire, ajouter aux paroles captées par le microphone, un fond musical.

Il est évident qu'à l'entrée auxiliaire, on pourra brancher si nécessaire, la sortie d'un préamplificateur de microphone.

Pour ce préamplificateur, un schéma comme celui à transistors Q₁₀₁ et Q₁₀₂, analysé présentement, conviendra parfaitement.

Revenons maintenant au transistor Q₁₀₃. La base est polarisée par un diviseur de tension et l'émetteur par une résistance de 15 kΩ constituant la charge de sortie de ce transistor monté en collecteur commun.

Le collecteur, en effet, est connecté directement à la ligne positive de 22 V.

De l'émetteur, le signal à enregistrer est transmis par un condensateur de 25 µF 10 V au potentiomètre R₁₂₄ de 4,7 kΩ ajustable dont le curseur est relié par C₁₁₂ à la base de Q₁₀₄.

Les tensions des électrodes de Q₁₀₃ sont : 10 V sur l'émetteur, 22 V sur le collecteur et 10 - 0,5 V sur la base, la tension de celle-ci, mesurée par rapport à l'émetteur étant de 0,5 V. Considérons ensuite le transistor Q₁₀₄ dont la base est polarisée à 2 V par rapport à la masse, à l'aide d'un diviseur de tension 470 kΩ - 43 kΩ. La résistance de 470 kΩ est reliée à la ligne positive de 23,5 V, tension fournie par l'alimentation analysée précédemment.

Le transistor Q₁₀₄ est monté en émetteur commun. L'émetteur est polarisé à 1,4 V par R₁₂₈, de 3,3 kΩ shuntée par C₁₃ et R₁₂₉ faisant partie de deux branches de contre-réaction, l'une provenant de la sortie de Q₁₀₅ sur le collecteur (CR en continu) et l'autre également du collecteur de Q₁₀₅ mais par l'intermédiaire de C₁₂₁ de 0,22 µF et R₁₃₁ de 33 kΩ.

La tension de collecteur de Q₁₀₄ est de

2,3 V et celle de l'émetteur est de 1,4 V donc ce transistor transmet des signaux à niveau encore bas.

Entre Q₁₀₄ et Q₁₀₅ la liaison est directe vers la base de Q₁₀₅ monté en émetteur commun. Cet émetteur est polarisé à 1,8 V par R₁₃₄ shuntée par C₁₂₀. Le collecteur de Q₁₀₅ est porté à 7,5 V par R₁₃₃ de 2,7 kΩ reliée à la ligne positive de 23,5 V. On a mentionné plus haut les dispositifs de contre-réaction vers l'émetteur de Q₁₀₄.

Du collecteur de Q₁₀₅ le signal amplifié est transmis par C₁₁₉ de 4,7 μF à un réseau correcteur à résistances-capacités et à bobine L₁₀₂ de 1,8 mH shuntée par C₁₂₇ de 1 000 pF. Il s'agit évidemment d'un filtre éliminateur des signaux à la fréquence f₀ déterminée par les valeurs C₁₂₇ et L₁₀₂. On a selon la formule de Thomson :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}} \text{ Hz}$$

$$f_0 = \frac{1}{6,28 \sqrt{1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-9}}}$$

ce qui donne f₀ = 10⁶ / (1,34 · 6,28) = 120 000 Hz = 120 kHz. Ce filtre évite l'introduction d'un signal à 120 kHz (donc très voisin de celui de polarisation HF) dans la tête d'enregistrement.

En effet, le point 1 entouré d'un petit carré, sortie de l'amplificateur d'enregistrement est relié par ce point au point 1' entouré d'un carré (voir fig. 1) du montage oscillateur de polarisation, par l'intermédiaire de S₁₀₄₋₁. Cette tête a une impédance de 45 Ω à 1 kHz.

Au cours de l'analyse du schéma de la figure 1, on a indiqué la manière dont les têtes d'effacement reçoivent le signal à HF de 125 kHz environ.

L'analyse de la partie enregistrement est donc achevée mais on notera encore quelques dispositifs de commutation dont nous n'avons pas fait mention pour ne pas alourdir notre exposé.

En se reportant aux commutateurs dessinés en haut du schéma figure 2, on trouve S₁₀₁₋₂ qui modifie la courbe de réponse en passant de 19 cm/s à 9,5 cm/s. Le

contact indiqué correspond à la vitesse de 19 cm/s, dont C₁₁₇ de 15 nF est branché en position de 9,5 cm/s. Grâce à ces dispositifs on compense les différences des caractéristiques de l'enregistrement qui ne sont pas identiques aux deux vitesses.

Une deuxième section de S₁₀₁ est le commutateur S₁₀₁₋₁ qui effectue également une correction de l'enregistrement en introduisant en circuit C₁₁₅, C₁₁₄, R₁₇₅, L₁₀₁ de 1,45 à 1,8 mH et R₁₃₂. Cette correction s'exerce entre masse et l'émetteur de Q₁₀₄. Tous les commutateurs S₁₀₁ sont solidaires et sont actionnés en même temps que celui qui modifie la vitesse de déroulement de la bande magnétique, S₁₀₆₋₂ et S₁₀₆₋₁.

Amplificateur de lecture L-RCH PB

Cet amplificateur (voir fig. 3) est celui de gauche (L) avant (ou frontal). Les trois autres sont identiques à celui-ci.

Un amplificateur de lecture de magnétophone commence obligatoirement par la tête de lecture.

Pour l'amplificateur considéré, cette tête est PP77-4204 dont on utilise l'élément PH₁₀₁ de 1 kΩ à 1 kHz. Les figures 2 et 3 se joignent aux points x, y et u. Celui-ci est monté entre masse et la base de Q₁₀₆, par l'intermédiaire de R₁₃₈ de 1 kΩ et C₁₂₉ de 10 μF 25 V. L'adaptation de cette tête est excellente car le circuit de base est à basse impédance lorsque le transistor est monté en émetteur commun comme c'est le cas de Q₁₀₆.

La base est polarisée par un diviseur de tension R₁₃₉ - R₁₄₀ - R₁₄₁ monté entre masse et une ligne positive de 22,8 V obtenue par réduction de tension effectuée par R₁₅₂ de 220 Ω.

D'autre part, l'émetteur de Q₁₀₆ est porté à 0,9 V par la résistance R₁₄₄ de 10 kΩ.

Remarquons le condensateur C₁₃₀ de 33 μF qui découple vers l'émetteur le point commun de R₁₄₀ et R₁₄₁ du diviseur de

tension de base. Grâce à ce découplage et filtrage, le signal sur la base, à bas niveau, ne reçoit pas de parasites, tandis que l'émetteur est soumis à un signal de contre-réaction provenant de l'émetteur Q₁₀₈.

La tension de la base est supérieure de 0,5 V à celle de l'émetteur. Celle du collecteur de Q₁₀₆ est 4 V obtenue à partir de la tension de 22,8 V par chute de tension dans la charge R₁₄₃.

Comme la liaison vers Q₁₀₇ est directe, la base de ce transistor est à 4 V également tandis que l'émetteur de Q₁₀₇ est porté à 4,2 V par R₁₄₉ découplée par C₁₃₃ de 33 μF 16 V. Il y a encore liaison directe entre le collecteur de Q₁₀₇ et la base de Q₁₀₈. Ce dernier est monté en collecteur commun, le collecteur étant relié directement à la ligne positive de 22,8 V. Il en résulte que la sortie du signal BF est sur l'émetteur de Q₁₀₈, porté à 15,5 V par R₁₅₀ de 6,8 kΩ.

De cet émetteur partent deux voies, l'une vers l'ajustable R₁₅₁ de 4,7 kΩ par l'intermédiaire de C₁₃₅ de 10 μF, l'autre, vers l'émetteur de Q₁₀₉ par la boucle de contre-réaction constituée par C₁₃₄, R₁₄₇ ajustables, R₁₄₂, C₁₃₂. Ce circuit correcteur est modifié selon la vitesse de la bande par le commutateur S₁₀₁₋₃ solidaire des autres éléments S₁₀₁ de l'appareil.

Ce commutateur court-circuite, en 19 cm/s, le réseau parallèle C₁₃₄ - R₁₄₇. Le réglage de R₁₄₇ se fait par conséquent, en position de 9,5 cm/s du commutateur de vitesses tandis que le réglage de R₁₄₆ ajustable, se fait en position 19 cm/s et ne doit pas être touché en position 9,5 cm/s.

Revenons au potentiomètre R₁₅₁ aux bornes duquel on trouve le signal BF fourni par Q₁₀₈.

Ce signal est dosé par le potentiomètre et transmis depuis son curseur au commutateur S₁₀₂₋₁ qui, en position lecture (play-back, en anglais : PB) est fermé, de sorte qu'il puisse transmettre le signal vers la suite de l'amplificateur de lecture.

En position enregistrement, S₁₀₂₋₁ coupe

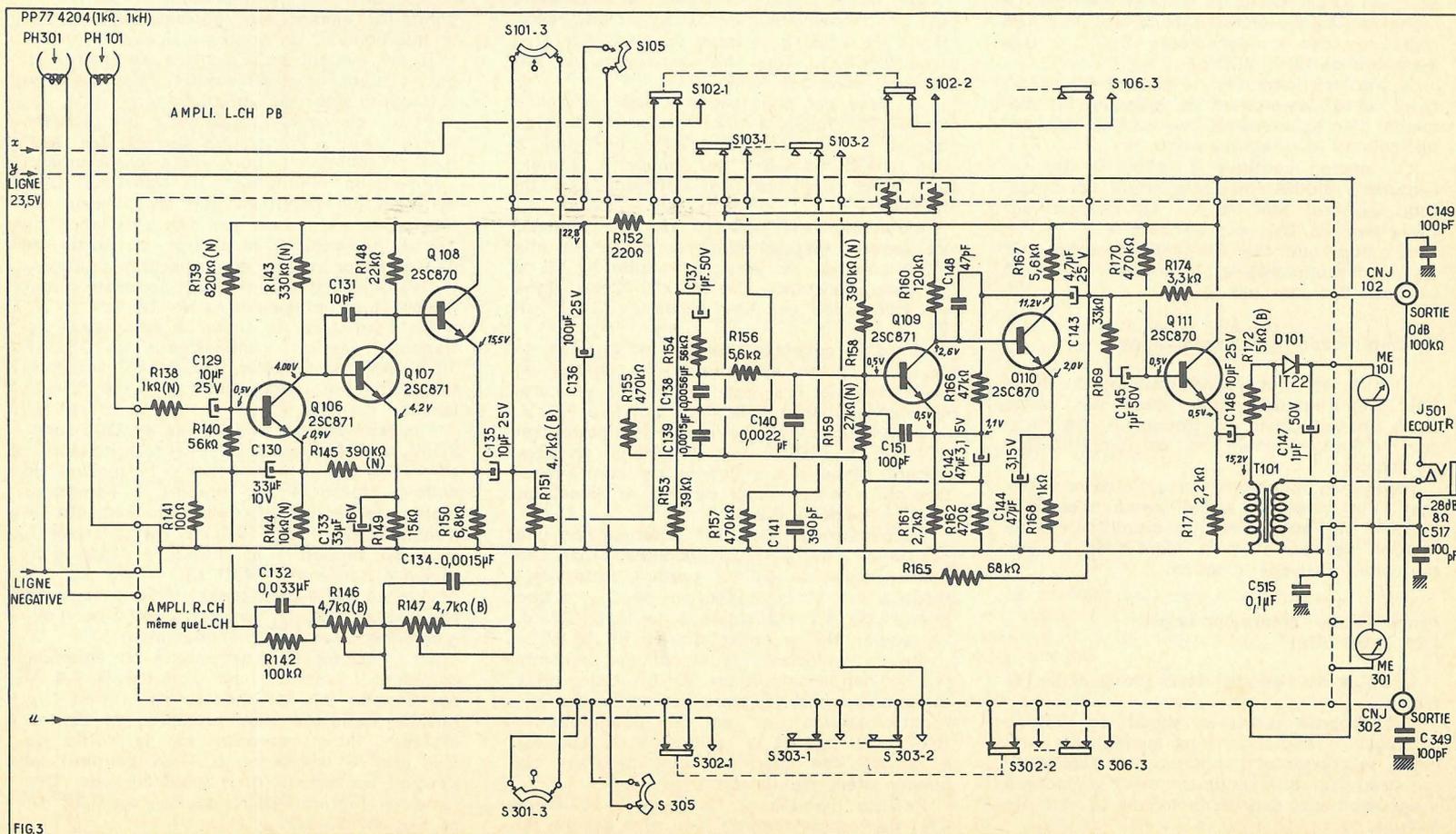


FIG.3

la transmission du signal, évitant ainsi que du souffle et des parasites soient véhiculés vers la sortie de l'amplificateur de lecture. Il relie, alors, l'entrée de l'amplificateur de lecture (point commun de C₁₃₇ et R₁₅₅ au condensateur C₁₁₁ et au potentiomètre R₁₁₄ connectés à l'émetteur de Q₁₀₃ de l'amplificateur d'enregistrement).

Il en résulte qu'en position enregistrement, le signal à enregistrer fourni par Q₁₀₃ est également transmis à la partie finale de l'amplificateur de lecture qui permettra d'obtenir ce signal amplifié à la sortie, faisant fonction, ainsi, de moniteur. On pourra entendre le signal pendant qu'il est enregistré si on le désire.

Revenons maintenant à l'entrée de Q₁₀₉ qui s'effectue sur C₁₃₇ comme on l'a indiqué plus haut.

Le signal de lecture est transmis à la base de Q₁₀₉ par un réseau RC composé de R₁₅₄, R₁₅₆, C₁₃₈, C₁₃₉, C₁₄₀, R₁₅₆, R₁₅₇, C₁₄₁.

Ce réseau correcteur est relié au commutateur S₁₀₃₋₂ solidaire de S₁₀₃₋₁. Ce commutateur est destiné à la suppression des signaux parasites.

Dans la position indiquée par le schéma, ce suppresseur de parasites est hors action. Lorsqu'il est en position contraire, le point commun de C₁₄₁ et R₁₅₇ est mis à la masse et l'action anti-parasite l'exerce.

Remarquons que ce réseau correcteur fait partie d'une boucle de contre-réaction qui part du circuit d'émetteur de Q₁₀₉ pour aboutir à la base de ce même transistor.

Considérons maintenant le transistor Q₁₀₉. La base est polarisée par le diviseur de tension R₁₆₂ - R₁₅₉ - R₁₅₈ monté entre masse et la ligne 23,8 V.

A noter aussi, la contre-réaction par R₁₆₅ effectuée à partir du collecteur Q₁₁₀ vers la base de Q₁₀₉, par l'intermédiaire de C₁₄₃ de 4,7 µF.

Le transistor Q₁₀₉ est polarisé à 1,1 V sur l'émetteur, 1,1 + 0,5 V sur la base et 2,6 V sur le collecteur dont la charge est R₁₆₀ de 120 kΩ.

L'émetteur est polarisé par R₁₆₁ shuntée par C₁₄₂ et R₁₆₂, et la résistance R₁₆₆ reliée au collecteur de Q₁₁₀.

Passons maintenant à ce dernier transistor. On voit qu'il y a liaison directe entre le collecteur de Q₁₀₉ et la base de Q₁₁₀ qui est polarisée, par conséquent, à 2,6 V par rapport à la masse.

Le transistor Q₁₁₀ est monté en émetteur commun. Celui-ci est polarisé à 2 V par R₁₆₈ et C₁₄₄ de 47 µF 3,15 V. Sur le collecteur de Q₁₁₀, chargé par R₁₀₇ de 5,6 kΩ, la tension par rapport à la masse est de 11,2 V. La résistance R₁₀₇ est reliée à la ligne positive de 23,5 V.

Du collecteur de Q₁₁₀ le signal est transmis par C₁₄₃ vers la base de Q₁₀₉ (contre-réaction) et vers l'étage suivant, c'est-à-dire vers la base de Q₁₁₁ par l'intermédiaire de R₁₆₉ et Q₁₄₅ de 1 µF 50 V.

Grâce à R₁₇₀ reliée à la ligne 23,5 V, la base de Q₁₁₁ est 0,5 V par rapport à l'émetteur qui est à + 15,2 V par rapport à la masse en raison de la haute tension dans R₁₇₁ de 2,2 kΩ.

Comme Q₁₁₁ est monté en collecteur commun, relié à la ligne positive, la charge de sortie sur émetteur est R₁₇₁. La sortie est par conséquent à basse impédance ce qui permet son branchement à des dispositifs dont l'entrée est à impédance égale ou supérieure à 2,2 kΩ.

En réalité, la sortie « lecture » s'effectue sur C₁₄₃ relié au collecteur de Q₁₁₀.

En effet, on voit que C₁₄₃ est relié par R₁₇₄ de 3,3 kΩ au jack de sortie CNJ₁₀₂.

Cette sortie a une impédance de 100 kΩ. On a pris le niveau de cette sortie comme niveau de référence : 0 dB, et la tension de sortie correspondante est 0,775 V.

Il est donc facile de calculer la tension BF en un autre point de l'amplificateur dont on connaît le niveau en déterminant le rapport des signaux correspondant au nombre des décibels caractérisant le niveau du point considéré.

Revenons maintenant au transistor Q₁₁₁. Sa mission est de servir d'amplificateur pour un signal à appliquer à un casque en vue du contrôle du signal de sortie et à l'indicateur.

En partant de l'émetteur de Q₁₁₁, on voit que le signal de sortie de ce transistor est transmis à deux voies, l'une passant par le transformateur adaptateur T₁₀₁ par la sortie casque sur le jack J₅₀₁. Le signal sur le casque est au niveau - 28 dB sur 8 Ω.

La deuxième voie de sortie de Q₁₁₁ est celle qui va vers l'indicateur du niveau de sortie. Dans cette voie on trouve le potentiomètre (ou résistance) ajustable R₁₇₂ de 5 kΩ, la diode de redressement D₁₀₁ (type 1T22), la capacité de filtrage C₁₄₇ de 1 µF et le galvanomètre ME101 qui indique la tension redressée.

Les quatre circuits indicateurs, après avoir été réglés par les résistances R₁₇₂ et ses homologues, serviront principalement pour la vérification de l'équilibrage des canaux utilisés.

Les niveaux de sortie du magnétophone à l'enregistrement et à la lecture

Voici les niveaux en décibels négatifs, correspondant aux divers points de l'amplificateur à transistor Q₁₀₁ à Q₁₀₅ et bien entendu, aux points homologues des trois autres amplificateurs.

Tableau I

Point	Niveau en dB	Tension
Base de Q 101	- 60	0,775 mV
Collecteur de Q101	- 61	0,695 mV
Collecteur de Q 102	- 13	0,174 mV
Curseur de R 118	- 27	34,5 mV
Base de Q103	- 36	12,4 mV
Émetteur de Q103	- 36	12,4 mV
Curseur de R124	- 40	7,75 mV
Collecteur de Q 104	- 47	3,45 mV
Collecteur de Q 105	- 6	0,39 mV
Tête enreg.	- 40	7,75 mV

La tension nominale sur le curseur de R₁₀₃ (entrée auxiliaire) est de 48,5 mV (- 24 dB).

En ce qui concerne l'amplificateur de lecture les niveaux du signal en dB et les tensions correspondantes sont donnés au tableau II ci-après.

Tableau II

Point	Niveau en dB	Tension
Tête et base de de Q106	- 52	1,95 mV
Collecteur de Q106	- 63	0,56 mV
Émetteur de Q108	- 15	0,538 mV
Curseur de R151	- 36	12,4 mV
Base de Q109	- 37	11 mV
Collecteur de Q109	- 48	3,1 mV
Collecteur de Q110	0	0,775 mV
Secondaire de T 101 et tête	- 28	30,5 mV

La valeur de la tension en fonction du niveau peut se déterminer à l'aide de tables de décibels, par les logarithmes ou par la règle à calcul.

Au sujet de ces décibels de tensions, il convient de remarquer qu'il s'agit de décibels non conformes aux définitions mathématiques.

En effet, on ne peut calculer les décibels de tension d'après la formule

$$N \text{ dB} = 20 \log (e_1/e_2)$$

que si les tensions e₁ et e₂ sont relevées sur des résistances R₁ et R₂ de même valeur.

Dans ce cas, on trouve le même nombre N de décibels de puissance :

$$N \text{ dB} = 10 \log (P_1/P_2)$$

$$\text{car } P_1/P_2 = (e_1/e_2)^2$$

$$\text{donc } 10 \log (P_1/P_2) = 20 \log (e_1/e_2).$$

Les « décibels » des tableaux I et II sont calculés selon la formule

$$N \text{ dB} = 20 \log (e_1/e_2)$$

mais les résistances R₁ et R₂ sont en général inégales.

En effet, prenons par exemple le niveau de - 52 dB pris sur la base de Q₁₀₆ et sur la tête de lecture.

Le rapport est bien 0,775 V/1,95 mV = 440 fois

donc 20 log 440 = 52 dB environ mais l'impédance sur la sortie est de 100 kΩ tandis que celle sur la base de Q₁₀₆ est sûrement très inférieure à 100 kΩ car on a (voir fig. 2) R₁₄₀ = 56 kΩ, R₁₅₉ = 820 kΩ, R₁₄₁ = 100 Ω, donc la mise en parallèle de R₁₅₉ avec 56 kΩ + 100 kΩ donne moins de 56 kΩ et il faut encore tenir compte de la résistance sur la base qui est en général faible.

Comme deuxième exemple, le tableau II donne 11 mV sur la base de Q₁₀₉ ce qui donne le rapport 775/11 = 70,05. Pour ce rapport on a bien 37 dB environ mais la résistance sur la base de Q₁₀₉ est de beaucoup inférieure à 100 kΩ car R₁₅₉ = 27 kΩ donc cette résistance est inférieure de beaucoup à 27 kΩ.

Dans de nombreux textes techniques on a pris l'habitude de calculer les décibels de rapports de tensions sans tenir compte des impédances. Cette façon de compter les décibels se défend par le fait que dans certains montages on ne s'intéresse qu'aux tensions (préamplificateurs notamment) comme c'est le cas présent mais dans d'autres textes, on préfère indiquer les gains ou les pertes par des rapports de tensions, désignés par le symbole V/V (volts sur volts).

Nous remercions tout particulièrement la Société Tranchant Electronique qui a bien voulu nous communiquer les documents originaux SONY concernant le magnétophone 4 canaux réels TC366-4.



L'ÉLECTRONIQUE au service des LOISIRS...

**Joignez l'utile à l'agréable
en réalisant vous-même vos
montages électroniques !**

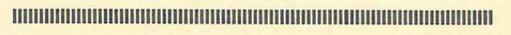
- Émission-réception d'Amateurs grâce à nos modules R. D. et BRAUN.
- Télécommande de modèles réduits, avions, bateaux et tous mobiles.
- Allumage électronique pour votre voiture.
- Compte-tours électronique.
- Régulateur de pose pour essuie-glace.
- Alarme et antivol.
- Variateur de vitesse pour moteur.
- Variateur de lumière pour projecteur.
- Antenne d'émission.

...Et toutes les pièces détachées
spéciales et subminiatures.

Catalogue contre 6 F.

R.D. ÉLECTRONIQUE

4, rue Alexandre-Fourtanier - 31 - TOULOUSE
Téléphone : (15) 61/21-04-92



Magnétophone à cassettes

Les bancs
d'essai de
Radio-Plans

ultra-compact

avec micro incorporé

AIWA TP-743

CARACTERISTIQUES

Ce magnétophone à cassettes se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire dont les dimensions miniaturisées sont les suivantes : 156 × 95 × 40 mm. La rigidité et la robustesse sont parfaitement assurées grâce à un boîtier en tôle d'aluminium mince. Le poids de l'appareil est de 650 grammes. Il faut signaler qu'une housse est fournie avec l'appareil.

Les caractéristiques du magnétophone TP743 sont les suivantes :

1° Microphone de grande performance incorporé :

Sur cet appareil, aucun micro extérieur n'est à brancher. Le micro à condensateur incorporé est suffisamment sensible pour capter même les sons les plus faibles pour l'enregistrement.

2° Système de touches pour toutes les fonctions :

Les commandes étant toutes effectuées par touches ou boutons-poussoirs, le contrôle est extrêmement facilité.

3° Puissance notable malgré les dimensions réduites :

La puissance musicale maximum de cet appareil est de l'ordre 500 mW, ce qui est amplement suffisant pour un magnétophone à cassette d'un format si réduit.

4° Fonctionnement sur trois sortes d'alimentation :

L'appareil peut être alimenté soit par les piles sèches incorporées, soit par une alimentation secteur extérieure, soit par les batteries de voiture.

5° Enregistrement automatique par circuit spécial :

Pendant les séquences d'enregistrement,

aucun réglage de niveau n'est nécessaire, le « cerveau électronique » incorporé ou C.A.N. (contrôle automatique du niveau), l'effectue à la place de l'utilisateur.

6° Vu-mètre :

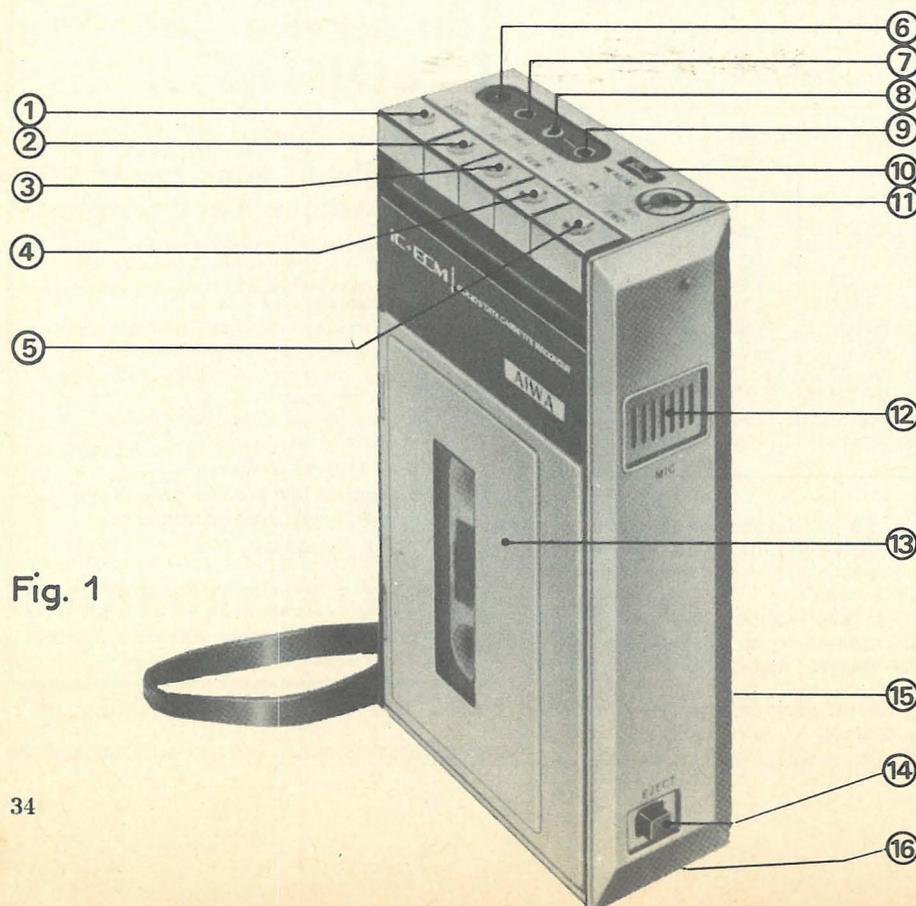
D'un coup d'œil, l'utilisateur est renseigné sur l'état des piles.

7° Facilité de changement des piles :

Les 4 piles du type bâton utilisées sur cet appareil sont groupées sur un boîtier détachable de l'ensemble du magnétophone. Un bouton poussoir placé sur le côté de l'appareil sert au déverrouillage du boîtier piles.

8° Toutes les cassettes standard sont utilisables :

Ce magnétophone peut recevoir toutes les cassettes ; de la cassette C30 à la cassette C120.



- 1 ● Touche d'arrêt (STOP).
- 2 ● Touche d'enregistrement (RECORD).
- 3 ● Touche de rembobinage rapide (REWIND).
- 4 ● Touche de bobinage rapide (F.F.WD - Fast Forward).
- 5 ● Touche de démarrage (FWD - Forward).
- 6 ● Jack d'alimentation en + 6 volts.
- 7 ● Jack de sortie d'écouteur (earphone).
- 8 ● Jack de commande à distance (Remote).
- 9 ● Jack de micro extérieur (MIC).
- 10 ● Réglage de volume sonore.
- 11 ● Vu-mètre.
- 12 ● Micro à condensateur incorporé.
- 13 ● Couvercle du logement de cassette.
- 14 ● Touche d'éjection de la cassette.
- 15 ● Touche d'ouverture du compartiment « piles ».
- 16 ● Compartiment des piles.

Fig. 1

Depuis les années 1962-1963, époque où PHILIPS invente le système « COMPACT CASSETTE », il s'est produit pour tous les enregistreurs-lecteurs une évolution technologique constante. Le procédé « COMPACT » lui-même constitue une phase décisive de cette évolution.

Ce système est vraiment le triomphe de la simplicité. Il n'est plus nécessaire de manipuler la bande magnétique. Elle est insérée dans un chargeur plastique appelé cassette aux dimensions — maintenant standardisées et internationales — inférieures à celles d'un paquet de cigarettes. Ainsi elle ne peut pratiquement ni se casser ni même être endommagée. La cassette peut être extraite instantanément de l'appareil quel que soit le niveau d'enroulement de la bande. Elle est munie sur le côté dorsal de deux ergots qui permettent de rendre la cassette ineffaçable. Aucune manipulation, la mise en place dans l'appareil est automatique. Qu'il s'agisse d'une cassette portant une musique préenregistrée ou d'une cassette vierge destinée aux enregistrements personnels, une pression sur la touche de mise en route et le magnétophone est en marche, le défilement de la bande se fait automatiquement.

Avec sa nouvelle gamme de magnétophones à cassettes, « AIWA » a non seulement réussi à miniaturiser ses nouveaux appareils et à faciliter à l'extrême leur maniement, mais également a obtenu des performances absolument exceptionnelles pour une taille aussi réduite.

Le magnétophone à cassettes présenté, dans le cadre de notre banc d'essais, est référencé : « AIWA TP-743 ». Ses particularités essentielles sont :

- Dimensions très réduites.
- Microphone à condensateur incorporé.
- Élément amplificateur à CIRCUIT INTEGRE.

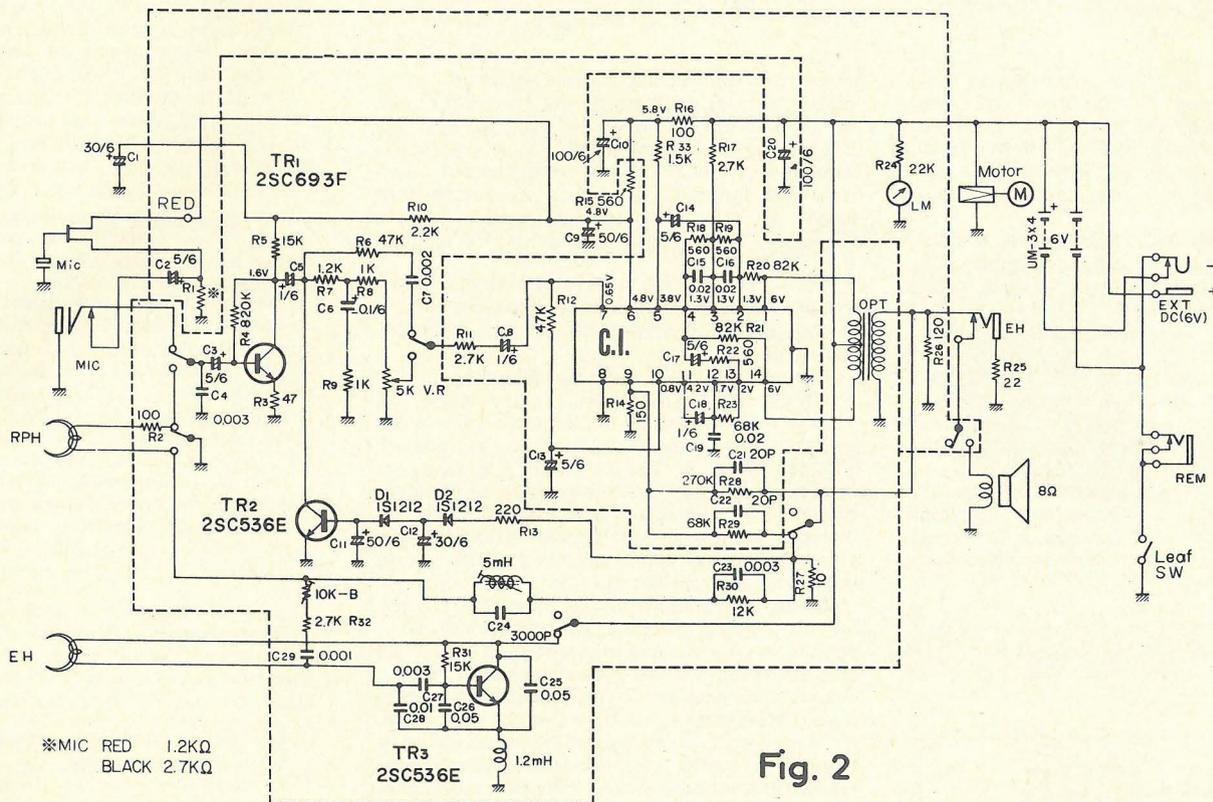


Fig. 2

Nous préconisons toutefois de n'utiliser que des C30, C60 ou C90, à l'exclusion de la cassette C120 souvent fragile, à cause de la très faible épaisseur du film plastique constituant le support de l'oxyde ferrique.

APPELLATION ET FONCTIONS DES DIVERSES COMMANDES

La figure 1 montre l'aspect extérieur de l'appareil et les différentes fonctions ou commandes. Repérées, de 1 à 16, nous avons, dans l'ordre, les commandes suivantes :

ANALYSE TECHNIQUE DU SCHEMA

La figure 2 donne le schéma de principe complet. Nous constatons, au premier exa-

men de ce schéma, que l'appareil comporte deux nouveautés, à savoir :

- un microphone à condensateur,
- un circuit intégré élément amplificateur.

Nous allons développer ces particularités en examinant le schéma.

A — Le microphone à condensateur.

Sur le marché du magnétophone, qu'il soit à bandes ou à cassettes, nous constatons que de nombreux modèles sont dotés de microphones à condensateur du type ELECTRET. Nous citerons par exemple SONY TC800B et TC110A, AIWATP743, et en Europe, le dernier radio-cassette de TELEFUNKEN.

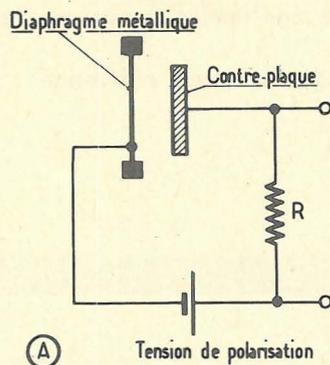
L'électret est un dispositif remarquablement simple capable de conserver une charge électrostatique en permanence (si vous acceptez que quelques centaines d'années constituent un état permanent en pratique). A cause de cette propriété de conserver une charge électrostatique aussi longtemps par rapport à d'autres matériaux, on peut comparer l'électret à un aimant permanent. Cependant nous ne savons pas encore exactement ce qu'est un électret car il n'y a encore pas d'explications plausibles au niveau atomique ou moléculaire de cette propriété inhabituelle.

Le premier électret a été fabriqué par un scientifique japonais, Eguchi, en 1925. L'expérience qu'il fit est la suivante. Il plaça un morceau plat de cire entre deux électrodes métalliques entre lesquelles il appliqua

une haute tension. La cire s'échauffa d'abord puis refroidit. Quand il retira les deux électrodes, Eguchi découvrit que la cire avait acquis une charge électrostatique beaucoup plus stable que celles appliquées à la surface d'autres matériaux.

Un électret a également une autre propriété. La durée de conservation des charges augmente lorsque les bords opposés sont électriquement court-circuités. Nous pourrions alors rapprocher cette propriété de celle d'un aimant permanent qui garde son magnétisme plus longtemps si ses pôles nord et sud sont reliés par un morceau de fer que les Américains appellent « Keeper ».

Bien que ces propriétés promettaient, à l'époque, des applications intéressantes, elles ne peuvent être réalisées car les électrets de cire d'Eguchi n'étaient pas suffi-



samment permanents. Cela à cause des matériaux de l'époque (celluloïd). L'ère des plastiques a permis une remise au goût du jour de l'électret. Nous citerons comme électrets modernes : le nylon, le mylar, le téflon, et en général tous les plastiques polycarbonates.

La figure 3 montre un microphone à condensateur classique et un microphone à condensateur du type Electret tel que celui adopté par AIWA sur le TP743.

Dans les deux types de micros les pressions sonores font vibrer le diaphragme de façon que la capacitance formée par le diaphragme et l'électrode arrière varie en fonction du signal sonore capté. Les variations proportionnelles de tension dans le circuit sont alors amplifiées.

A l'inverse des micros à condensateurs les micros à électrets ne nécessitent aucune tension de polarisation (destinée à la création des charges). Ceux-ci ont, en effet, les charges incorporées.

B — Le circuit intégré amplificateur.

Le circuit intégré linéaire employé par AIWA est du type à boîtier dual in line, c'est-à-dire qu'il se présente sous la forme d'un boîtier rectangulaire avec les électrodes de sortie réparties sur les côtés les plus longs. Le schéma de principe reflète assez bien la disposition réelle de ce circuit intégré.

Une petite ailette de refroidissement est fixée sur le corps du circuit intégré, évitant de la sorte toute destruction par emballement thermique.

Le circuit intégré sert ici, à la fois, à la lecture et à l'enregistrement.

Ces particularités mises en évidence, nous pouvons alors passer à l'étude du schéma (fig. 2).

Le transistor TR₁/2SC693F sert d'élé-

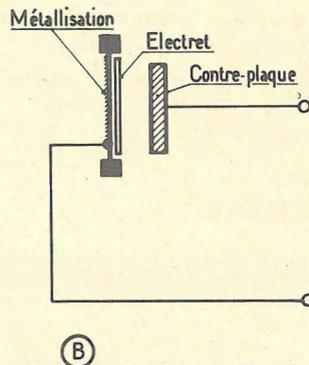


Fig. 3

ment préamplificateur aussi bien en enregistrement qu'en lecture. En enregistrement, la base de TR₁ polarisée par R₄/820 kΩ placée entre collecteur et base reçoit la modulation du micro à condensateur électret. Les tensions issues de ce micro sont mises en évidence aux bornes de R₁ dont la valeur dépend du type de micro à électret incorporé :

R₁ = 1,2 kΩ micro à repère rouge.

R₁ = 2,7 kΩ micro à repère noir.

L'appareil fourni est équipé d'un micro à repère rouge.

Les tensions BF préamplifiées sont disponibles aux bornes de la résistance de 15 kΩ placée dans le collecteur et envoyées à l'entrée du circuit intégré par un réseau RC série (R₆ et C₇). Il faut remarquer la faible valeur des condensateurs de liaison, disposition favorable pour atténuer les fréquences basses. On sait, en effet, que celles-ci nuisent à la reproduction parfaite de la voix.

AIWA ne donnant pas la constitution interne du circuit intégré, nous n'avons à ce sujet que peu de renseignements si ce n'est que nous sommes en présence tout d'abord :

— d'éléments préamplificateurs de tension puis d'éléments amplificateurs de puissance, du type push-pull, ceci pour accroître le niveau de sortie et réduire le taux de distorsion harmonique, en un mot améliorer la musicalité.

Le secondaire du transfo de sortie OPT chargé en permanence par R₂₆/120 Ω a donc, disponible à ses bornes, la modulation BF pouvant être mise en évidence par l'écouteur fourni avec l'appareil. Cette disposition constitue l'écoute MONITORING.

En position enregistrement, R₂₇/10 Ω, charge correctement le secondaire en lieu et place du haut-parleur. Les tensions BF, aux bornes de R₂₇ sont dirigées sur la tête d'enregistrement par un circuit correcteur RC (R₃₀—C₂₃) et un circuit de blocage de la tension HF de prémagnétisation vers l'ampli à circuit intégré.

Le courant de prémagnétisation est réglé et dosé par une résistance ajustable de 10 kΩ et une résistance série R₃₂ de 2,7 kΩ.

La tête d'effacement sert d'inductance d'accord dans l'oscillation d'effacement et de prémagnétisation. Le transistor TR₃ sert d'oscillateur qui est ici du type COLPITTS.

L'émetteur de TR₃/2SC536E est chargé par une inductance d'arrêt de 1,2 mH. Par une commutation, l'étage oscillateur est ou n'est pas alimenté en + 6 V.

Le réglage automatique du niveau d'enregistrement s'effectue de la façon suivante. La tension BF prise aux bornes du secondaire du transfo de sortie est envoyée sur un circuit redresseur constitué par 2 diodes D₁ et D₂. La tension continue issue du redressement polarise plus ou moins la base du transistor TR₂. Selon la polarisation de base (variable avec la modulation BF) l'espace collecteur-émetteur est plus ou moins conducteur. Nous constatons donc qu'avec R₆ et TR₂ agissant en résistance variable, nous avons affaire à un diviseur de tension variable. Le transistor TR₂ agissant alors comme un potentiomètre automatique selon le niveau d'entrée.

En lecture nous avons le fonctionnement suivant :

- La tête enregistrement lecture est connectée à la base de TR₁.
- Le potentiomètre VR/5 kΩ dose le niveau de lecture.
- Le circuit intégré amplificateur applique une modulation BF au haut-parleur par l'intermédiaire du transformateur.
- L'étage oscillateur TR₃ est hors service.

Nous devons signaler à nos lecteurs qu'en ce qui concerne l'alimentation du moteur d'entraînement, le schéma AIWA manque de précision puisque nous avons constaté au démontage complet de l'appareil la présence d'une carte imprimée portant un circuit régulateur électronique de vitesse comportant 2 transistors et 2 diodes.

Le galvanomètre LM placé entre + 6 V et la masse avec une résistance série de 22 kΩ indique l'état d'usure des piles incorporées.

MODE DE FONCTIONNEMENT

A — Alimentation

Fonctionnement sur piles incorporées

Sortir la capsule des piles en appuyant sur le bouton d'éjection de capsule (BATTERY PUSH OUT) qui se trouve sur le dos de l'appareil.

Mettre quatre piles UM-3 en place, ces piles étant fournies comme accessoires, dans la capsule, respectant la polarité (+ et —). Si les piles sont mal mises, l'appareil ne fonctionnera pas.

Après avoir vérifié la mise en place des piles, insérer la capsule dans la fente, en appliquant un doigt sur l'indication PUSH LOCK.

* Pour changer les piles :

Lorsque l'aiguille du vu-mètre oscille dans la zone rouge, les piles sont usées. Dans ce cas, il faut les changer.

Fonctionnement sur secteur

Utiliser l'adaptateur CA AC611, accessoire d'option pour le fonctionnement sur secteur. L'adaptateur doit être connecté au jack CC de l'appareil. Noter que le circuit d'alimentation par les piles est automatiquement coupé lorsque l'adaptateur est branché sur l'appareil.

Fonctionnement sur les batteries de voiture

Lorsque l'appareil est connecté à l'adaptateur DC905, accessoire d'option, il fonctionne sur les batteries de voiture. Connecter l'adaptateur au jack CC de l'appareil et à l'allume-cigare de la voiture. Le régime de tension d'alimentation est de CC 6 V. L'adaptateur DC905 est muni d'un sélecteur de tensions de 6 V et de 9 V, CC. Pour mieux utiliser l'adaptateur DC905, prendre connaissance du livret de mode d'emploi.

Mise en place d'une cassette

Appuyer sur le bouton d'éjection pour ouvrir le couvercle du logement de cassette.

le RELIEUR RADIOPLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

Prix : 7,00 F (à nos bureaux)

Frais d'envoi :

Sous boîte carton 2,30 F par relieur

Adressez vos commandes à :

« Radio-Plans » 2, rue de Bellevue, Paris-19^e.
Par versement à notre compte chèque postal : 31.807-57 La Source.

Mettre une cassette dans le logement, en mettant le côté d'où l'on ne voit pas un bout de bande contre le bord du couvercle.

Précautions :

Ne pas toucher à la surface du revêtement de la bande.

Mettre la face A ou 1 à l'endroit, lorsqu'il s'agit d'enregistrer sur cette face ou de reproduire l'enregistrement sur cette piste, et la face B ou 2 lorsqu'il s'agit d'enregistrer sur cette face ou de reproduire l'enregistrement sur cette piste.

Conservation du matériel enregistré

L'appareil est équipé d'un dispositif de verrouillage qui empêche l'effacement accidentel d'un enregistrement. S'il s'agit de conserver un matériel enregistré, casser les deux onglets qui se trouvent à l'arrière de la cassette. Si l'on désire utiliser ces mêmes cassettes pour effectuer un nouvel enregistrement, remplir les trous des onglets par un morceau de papier dur ou y coller un morceau de collant pour couvrir les trous. S'il s'agit de conserver l'enregistrement seulement sur une des deux pistes, casser l'onglet de gauche en tenant la cassette de façon que la face intéressée soit placée à l'endroit.

B — Enregistrement

Ouvrir le couvercle du logement de cassette en appuyant sur le bouton d'éjection qui se trouve sur la face latérale du boîtier, et mettre la cassette dont les onglets ne sont pas cassés.

Tout en appuyant sur le bouton d'enregistrement, appuyer le bouton de reproduction (bobinage-FORWARD) jusqu'à ce que les boutons se bloquent.

Parler devant le micro incorporé.

Aucun réglage du niveau d'enregistrement n'est nécessaire. Le système ALC (contrôle automatique du niveau) incorporé règle automatiquement le niveau pour assurer les meilleurs résultats.

* Le micro incorporé est suffisamment sensible pour permettre l'enregistrement des sources sonores assez éloignées.

* On peut également effectuer des enregistrements avec un micro extérieur, livré comme accessoire d'option. Pour cela, connecter le micro au jack MIC de l'appareil, ce qui coupe automatiquement la connexion du micro interne. Les procédés pour l'enregistrement sont les mêmes que dans le cas d'un micro interne.

C — Reproduction

Mettre en place une cassette pré-enregistrée.

Appuyer le bouton de reproduction (FORWARD) jusqu'à ce qu'il se bloque. L'entraînement de la bande commence et la reproduction est ainsi entamée, à travers le haut-parleur.

Régler le volume à l'aide du bouton de contrôle du volume.

Pour augmenter le volume, le tourner dans la direction (◀).

D — EFFACEMENT

Pour effacer l'enregistrement sur une bande, introduire une fiche en court-circuit livrée comme accessoire, dans le jack MIC de l'appareil et ensuite faire fonctionner l'appareil comme pour l'enregistrement. Cette opération permet d'effacer complètement l'enregistrement sur une cassette. Il est à noter également que l'ancien enregistrement est automatiquement effacé lorsqu'on procède à un nouvel enregistrement. Normalement donc, il n'est pas nécessaire de procéder à l'effacement.

E — Nettoyage de la tête/Cabestan/poulie d'entraînement

Lorsqu'on utilise pendant longtemps l'appareil, la surface de la tête, du cabestan et/ou de la poulie d'entraînement devient sale, ce qui détériore la qualité, la sensi-

bilité et l'entraînement de la bande deviennent irréguliers, ce qui augmente le pleurage.

Pour empêcher de tels inconvénients, nettoyer ces pièces une ou deux fois par mois selon les procédés ci-dessous :

Tête

La nettoyer par une cassette de nettoyage ou par un bâtonnet de nettoyage, livré comme accessoire d'option.

Cabestan et poulie d'entraînement

Les nettoyer, spécialement leur surface externe, utilisant un bâtonnet nettoyage, livré comme accessoire d'option. (Lorsqu'ils sont extrêmement sales, les nettoyer avec le bâtonnet humecté d'alcool à 90°.)

Le bâtonnet devra être en bois ou en plastique et entouré aux extrémités de coton ouaté (genre coton-tige).

NOS MESURES

Le magnétophone à cassettes AIWA/TP743 étant muni de piles neuves, nous avons contrôlé :

— La bande passante globale enregistrement et reproduction avec une cassette TDK, cette mesure a donné une réponse en fréquence de 50 Hz à 9,5 kHz à ± 3 dB, ce qui correspond sensiblement aux normes du constructeur. Il est vrai que les cassettes TDK ont déjà une courbe de réponse propre très supérieure à celle de nombreuses cassettes actuellement sur le marché. Ainsi avec un enregistreur-lecteur SONY/TC160 nous avons obtenu une bande passante pratiquement linéaire jusqu'à 12 kHz.

— La puissance de sortie

1° Nous avons remplacé le haut-parleur par une résistance pure de 8 Ω .

2° Nous avons réglé le volume au maximum.

3° Nous avons injecté un signal BF à 1 000 Hz sur le potentiomètre de volume.

4° Un millivoltmètre BF électronique et un oscilloscope C.R.C. ont été placés en parallèle sur la charge de 8 Ω .

5° La puissance de sortie $P = \frac{U^2}{R}$ donne 275 mW efficaces.

6° La distorsion mesurée à 275 mW est alors inférieure à 2,5 %, ce qui est valable pour un appareil de cette classe.

— La dynamique

Il faut d'abord définir la dynamique. « Si l'on écoute un enregistrement au maximum de volume, on constate que les passages non modulés ou faiblement modulés correspondent à un certain bruit de fond. »

La dynamique se définit comme l'écart existant entre le niveau sonore à puissance nominale et la plus faible puissance acoustique utile encore audible.

Ces deux limites sont déterminées côté puissance maximale par la puissance nominale et côté puissance minimale par le niveau de bruit de fond.

Sur le magnétophone TP743, nous avons mesuré 43 dB.

— L'effacement

Par rapport à un signal à 1 000 Hz enregistré puis effacé avec les entrées en court-circuit pour éviter de réintroduire une modulation quelconque, nous avons mesuré une dynamique d'effacement, c'est-à-dire un rapport de la tension de sortie à la reproduction avant et après effacement de 40 dB.

Sachant que le rapport signal/bruit est de 43 dB, un effacement de 40 dB peut être considéré comme satisfaisant.

— Le pleurage : mesuré en valeur crête à crête, nous avons trouvé un pleurage de 0,4 %, ce qui semble correspondre à une valeur standard pour tous les appareils de ce genre. La fréquence de la mesure est ici de 3 000 Hz.

SPECIFICATIONS DU CONSTRUCTEUR

Type : Magnétophone à cassette compact à micro à conducteur incorporé.

Cassettes utilisées : C30, C60, C90, C120.

Vitesse : 4,8 cm/s.

Puissance de sortie : 500 mW musicaux.

Haut-parleur : Diamètre 6,6 cm ; 8 Ω .

Micro incorporé : A condensateur.

Rapport signal/bruit : 40 dB.

Réponse en fréquence : 50 à 10.000 Hz (enregistrement et reproduction).

Dimensions : 156 x 95 x 40 mm.

Poids : 650 grammes.

CONCLUSION

Les mesures n'ont fait que confirmer la qualité de l'appareil. Nous avons regretté pourtant :

● L'absence d'entrée AUXILIAIRE.

● L'absence de sortie LIGNE.

Ceci est, à notre avis, pourtant très facile à réaliser et le revendeur qualifié pourra fournir des cordons préparés pour pallier ces deux lacunes.

Cela dit, nous avons apprécié :

● Le très faible encombrement.

● Le poids très réduit (\approx 650 g).

● Les performances électriques et mécaniques.

● La haute sensibilité du micro incorporé.

● Les accessoires fournis (housse, cassette enregistrée, écouteur, fiche d'effacement).

H. LOUBAYERE

L'AFFAIRE DU MOIS



BANDE MAGNETIQUE NEUVE
GRANDE MARQUE EN BOITE D'ORIGINE
240 mètres
DIAMETRE : 150 mm
EXCEPTIONNEL 10 F
Les 12 (franco 110 F)
Prix 100 F

Envoi par 5 bandes au minimum (Fco 55,00)

BANDES MAGNETIQUES NEUVES EMITAPE
le spécialiste mondial de la reproduction du son en boîte plastique

UN LOT DIGNE DE TELE-FRANCE

	Long.	\varnothing	PRIX
Longue durée :	137	10 cm	8 F
	274	13 cm	12 F
	370	15 cm	15 F
	540	18 cm	20 F
Double durée :	183	10 cm	10 F
	540	15 cm	22 F
	732	18 cm	27 F
Triple durée :	137	8 cm	9 F
	270	10 cm	15 F
	540	13 cm	24 F

Envoi par 5 bandes minimum. Port : 5 F
Au-dessus de 5 bandes. Port : 10 F

Des PRIX... c'est bien
Mais la reprise de votre ANCIEN MATERIEL au PLUS HAUT COURS c'est encore mieux...
UNE RAISON DE PLUS POUR CHOISIR

TÉLÉ - FRANCE

ACHAT - VENTE ÉCHANGE

TOUT POUR

RADIO-TV-HIFI-PHOTO et CINÉMA
catalogue contre 3 timbres à 0,50

TÉLÉ - FRANCE

176, rue Montmartre PARIS-2^e
Métro : MONTMARTRE
et BOURSE
Tél. : 236-04-26 et 231-47-03

VÉRIFICATEUR SIMPLE POUR THYRISTORS

Les thyristors tendent à devenir tout à fait communs dans les équipements d'atelier et dans les appareillages électriques d'usage particulier. Citons parmi leurs nombreuses applications les dispositifs de la commande des petits moteurs, les variateurs de tension et de fréquence, les commutateurs statiques, les circuits logiques. Cependant, malgré la grande diffusion de ces éléments, il est surprenant de constater combien peu nombreux sont les techniciens utilisant ces composants qui disposent d'un vérificateur adéquat. De tels appareils de classe professionnelle à faible prix ne sont pas encore disponibles. En attendant, un vérificateur simple peut être réalisé à peu de frais et rendre des services appréciables.

LE FONCTIONNEMENT DU DISPOSITIF

Le vérificateur de thyristors utilise le principe de fonctionnement bien connu « bon - mauvais ». Du fait qu'en général, les thyristors ne deviennent pas inertes, ce procédé de vérification donne de bons résultats. En outre, le principe « bon - mauvais » simplifie la procédure de vérification. En effet, on peut soumettre un thyristor à une suite complète de tests en l'espace de quelques secondes.

Le schéma du dispositif est représenté en figure 1.

On peut vérifier un thyristor en utilisant le courant alternatif ou le courant continu. Si le thyristor est bon, l'ampoule P1 doit s'allumer lorsque le bouton poussoir S2 est fermé.

Si l'on ouvre le poussoir S2, P1 doit s'éteindre avec le courant alternatif, mais rester allumé avec le courant continu.

Pour la vérification, on place le thyristor inconnu dans le circuit composé d'une alimentation (C1, SR1 et T1) et de la charge P1. Le circuit trigger composé de R1 et S2 déclenche l'amorçage du thyristor et permet ainsi de déterminer s'il fonctionne. Dans ce circuit, P1 indique généralement la fuite inverse du thyristor. Par contre, lorsque le poussoir S2 est enfoncé, P1 donne l'indication de l'efficacité du thyristor.

LA CONSTRUCTION

Le vérificateur peut être logé dans un coffret de 15,5 x 8,5 x 5 cm. Ni la disposition des éléments ni le câblage ne sont critiques. Tous les composants de l'appareil peuvent être fixés sur le couvercle du boîtier choisi.

Voici quelques indications pour effectuer le montage et le câblage. Commencer par disposer les éléments sur le couvercle du coffret. Lorsque tout est positionné d'une façon satisfaisante, marquer les trous de fixation et commencer à percer. Si on le désire, on peut appliquer sur le couvercle un morceau de plastique imitant les veines du bois. Cette matière donne à l'ensemble un air de fini.

Passer au câblage, en commençant par relier le cordon d'alimentation du secteur alternatif au primaire (fils noirs) de T1. Ensuite, relier C1 et SR1 au secondaire de T1 (fils verts). Avant de souder, ne pas oublier de s'assurer de la polarité correcte de ces deux éléments.

Pour continuer, câbler l'inverseur S1. A partir de S1 mener un fil à S2 et à P1. Relier un fil de l'autre côté de P1 à la connexion d'anode (A) sur le support de transistor SO1 et, en partant de ce point, relier un autre fil à J1.

Le support SO1 est prévu pour les thyristors munis d'un boîtier du type TO-5. D'autre part, un dispositif composé d'un jack phono à deux circuits et de cordons munis de pinces crocodile est à prévoir pour les thyristors de modèles différents des précédents.

Câbler maintenant les cosses du support SO1. Relier la résistance R1 entre S2 et la cosse de porte sur SO1 (G). En outre, mener un fil de la cosse de porte à J1. Terminer le câblage en mettant la cosse de cathode (C) sur le support SO1 à la masse et en reliant J1 également à la masse.

Il reste à préparer les cordons de tests pour pouvoir vérifier les thyristors qui ne s'adaptent pas au support. Ces cordons reçoivent des pinces crocodile sur une extrémité; à l'autre, ils doivent porter un jack phono à deux circuits.

Lorsque tout est terminé, vérifier le câblage, et si tout va bien, fixer l'assemblage dans son coffret.

LA LISTE DES COMPOSANTS

- C1 - condensateur électrolytique de 1 000 μ F 15 V
- J1 - jack phono à deux circuits
- P1 - lampe témoin et douille
- R1 - résistance de 47 Ω , 1/2 W, 10 %
- S1 - inverseur unipolaire
- S2 - bouton poussoir
- SO1 - support de transistor
- SR1 - redresseur au silicium, caractéristiques minimales 750 mA, 50 V crête
- T1 - petit transformateur de chauffage de filament : 6,3 V, 1,2 A.

L'UTILISATION DU VÉRIFICATEUR

Fixer le thyristor dans le support SO1 ou connecter l'élément avec les cordons munis de pinces crocodile, l'autre extrémité étant branchée dans le jack J1. Placer l'inverseur CA-CC sur la position CA. Pour l'essai, se procurer un bon thyristor. Après l'avoir relié au vérificateur, brancher le secteur (CA), et observer l'ampoule P1.

Pour un bon thyristor, P1 ne doit pas s'allumer (pas de fuite). Appuyer ensuite sur le poussoir de test S2, puis le relâcher. L'ampoule P1 s'allumera puis s'éteindra (ce test indique l'efficacité).

Ensuite, placer l'inverseur CA-CC sur la position CC. L'ampoule P1 ne doit pas s'allumer à la suite de cette manœuvre (indiquant de nouveau l'absence de fuite). Appuyer sur le poussoir S2, puis de relâcher : l'ampoule P1 doit alors s'allumer et rester allumée même après avoir relâché le poussoir lâché. Ceci indique que le thyristor est bon.

A l'aide des mêmes opérations, on verra que tous les bons thyristors donneront les mêmes résultats. Par contre, tout thyristor qui à l'essai indique de la fuite ou n'indique pas de gain ou s'écarte des tests ci-dessus d'une manière quelconque, doit être considéré comme mauvais.

Afin de simplifier les vérifications, consultez le tableau de test rapide. Pour plus de commodité, on peut le découper et le coller sur le dos de l'appareil.

Tableau

Les opérations pour vérifier un thyristor

Placer	S2 ouvert	S2 fermé	S2 ouvert
CA ...	P1 éteint	P1 allumé	P1 éteint
CC	P1 éteint	P1 allumé	P1 allumé

Bibl. Electronics Illustrated

F. ABRAHAM

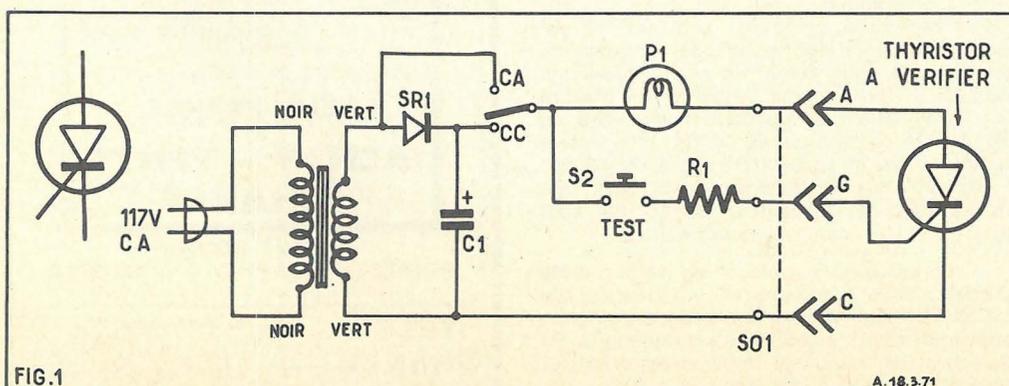


FIG.1

A.18.3-71

GÉNÉRATEUR MR 1

I. — SIGNAUX DÉLIVRÉS

Le générateur fournit des signaux en dents de scie d'une durée de $10\mu s$ à 100 ms en quatre gammes se recoupant; des signaux rectangulaires dont le rapport temps de travail sur temps de repos est variable. Ces signaux sont délivrés séparément sur 4 douilles pour fiche bananes 4 mm et leur amplitude indépendante l'une de l'autre est variable.

De plus il fournit des signaux de synchronisation soit positifs soit négatifs permettant de déclencher un oscilloscope.

comme une alimentation flottante qui permettra de charger linéairement C_{13} à travers R_{12} et P_1 si l'on prend soin de choisir une valeur de C_6 supérieure à 100 fois C_{13} , la décharge de C_6 sera négligeable lors de la charge de C_{13} . Lorsque la charge de C_{13} aura atteint une valeur permettant au transistor unijonction de conduire (ici voisine de 6 V) la jonction entre émetteur et B_1 de T_4 va brusquement entrer en conduction et C_{13} va se décharger à travers R_{11} ; le potentiel collecteur de T_6 va descendre brusquement à 0V la diode D_{12} va être passante et va recharger

supérieur à 1. Effectivement en baptisant R_{25} la résistance existant entre le curseur et R_{13} , et R_{26} la résistance existant entre le curseur de P_5 et le collecteur de T_6 ; en négligeant la différence de potentiel entre base et émetteur de T_5 , et V_e la tension aux bornes de $R_{25} + R_{13}$ nous avons :

$$V_s = \frac{R_{25} + R_{13}}{R_{25} + R_{13} + R_{26}} \cdot V_e$$

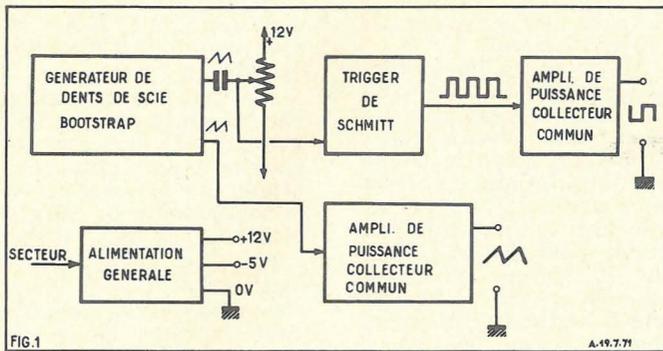
donc le gain de cet ensemble est :

$$\frac{R_{25} + R_{13}}{R_{25} + R_{13} + R_{26}}$$

Ce gain peut donc avoir une valeur connue et supérieure à l'unité; ce qui permet de corriger la déformation qu'aurait pu avoir la dent de scie par la décharge lente de C_6 la consommation base de T_5 et qui tendrait à rendre la dent de scie concave vers le bas. De cette façon, la tension de sortie croît un tout petit peu plus vite que la tension aux bornes de C_{13} ce qui permet de corriger la linéarité et le potentiomètre P_5 qui est du type loto $470\ \Omega$ est accessible par l'arrière du coffret afin de corriger éventuellement la dent de scie. L'ensemble T_7, T_8 est monté en darlington afin d'isoler parfaitement le générateur de dents de scie des étages de sortie; le montage a pour charge le potentiomètre P_4 de $100\ \Omega$ qui par l'intermédiaire de C_7 , permet de doser l'amplitude de la dent de scie reproduite par le transistor T_9 , monté en collecteur commun.

L'impulsion positive de synchronisation est prélevée sur l'électrode B_1 de T_4 par l'intermédiaire de S_4, C_{14} l'impulsion négative est prélevée sur B_2 .

Ces impulsions sont formées lors de la décharge brusque de C_{13} par le transistor unijonction.



II. — DESCRIPTION

Le schéma bloc de la figure 1 montre que le générateur présenté se compose de 6 étages fondamentaux.

- 1 — Le générateur de dents de scie ;
- 2 — un ampli séparateur ;
- 3 — un trigger de schmitt ;
- 4 — 2 étages de sortie collecteur commun ;
- 5 — une alimentation générale.

III. — UTILISATION

Ce montage peut être utilisé pour de nombreux essais et particulièrement pour vérifier et mettre au point des étages d'ampli BF, des ensembles de télécommande.

En attaquant avec la dent de scie une diode varicap placée dans le circuit oscillant d'un générateur HF et VHF il a permis de relever directement à l'oscilloscope la bande passante des ampli MF et HF des divers montages.

IV. — FONCTIONNEMENT

1. — LE GÉNÉRATEUR DE DENTS DE SCIE (fig. 2).

Il est composé de $T_4, T_5, T_6, T_7, T_8, D_{12}, C_6, C_{10}, C_{13}, R_{10}$ à R_{13}, P_1, P_5 et P_4 .

Fonctionnement : considérons S_3 commuté sur C_{13} .

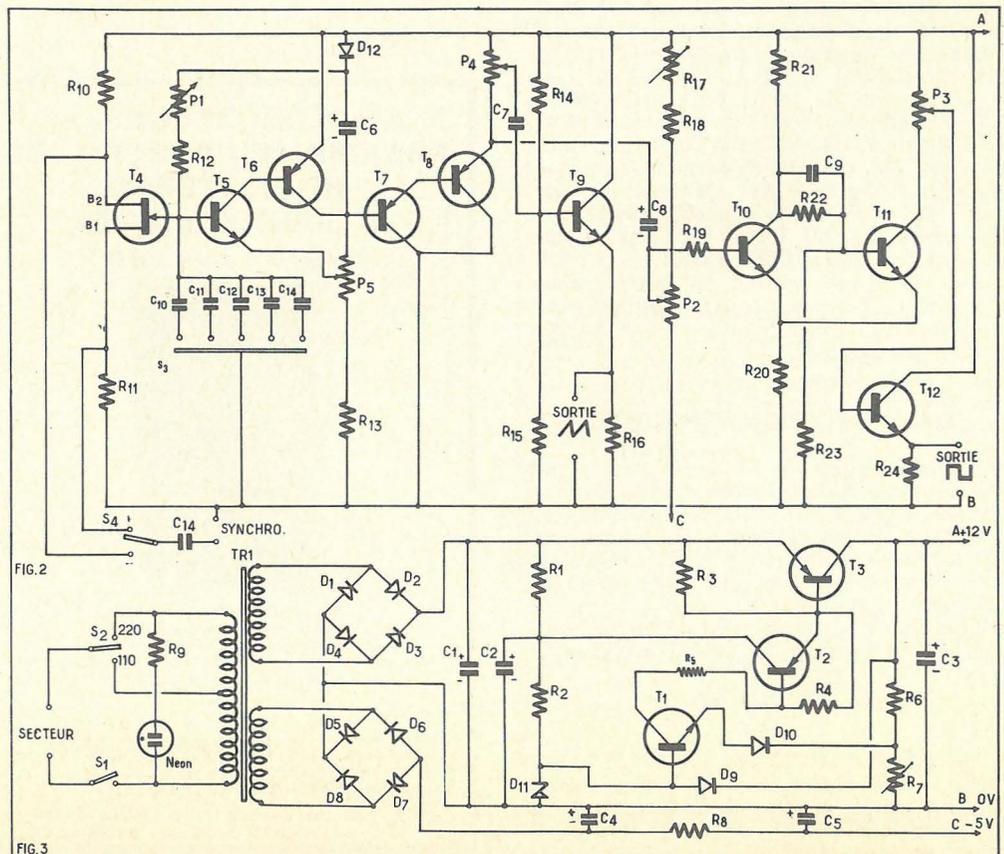
Dès la mise sous tension : les électrodes de la capacité C_{13} sont toutes les deux à un potentiel 0V, sur le collecteur de T_6 on retrouve ce potentiel de 0V du fait du montage de T_5 et T_6 abaisseur d'impédance la diode D_{12} va donc conduire et charger C_6 à +12 V.

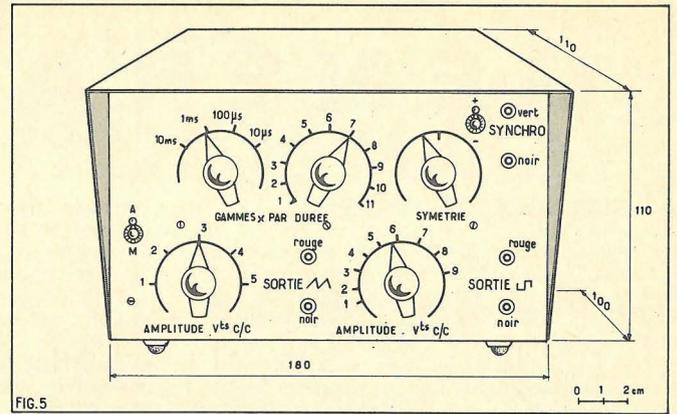
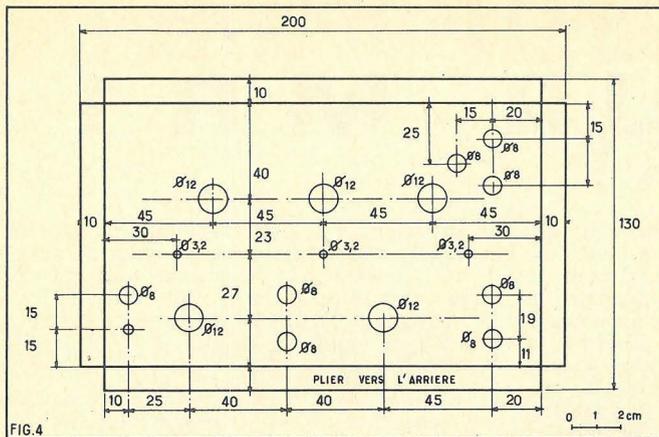
La capacité C_{13} commence à se charger à travers R_{12} et P_1 . Cette charge est reproduite sur le collecteur de T_6 et l'armature inférieure de C_6 remonte à un potentiel positif par rapport au 0V de l'ensemble. La cathode de D_{12} voit donc une tension plus positive et se bloque. La capacité C_6 va donc se comporter

la capacité C_6 de l'énergie qu'il avait perdu lors de la charge de C_{13} et le cycle précédemment décrit recommence.

Nous voyons que la période est déterminée par l'un des condensateurs de C_{10} à C_{13} variation par bonds (gammes) et $R_{12} + P_1$ à variation linéaire de $180\text{ k}\Omega$.

Le montage T_5, T_6 est un montage abaisseur d'impédance de gain légèrement





2. — LE TRIGGER DE SCHMITT

Sans expliquer le fonctionnement de cette bascule bien connue nous allons tout simplement résumer ses caractéristiques.

Il permet, à partir d'un signal sinusoïdal, en dents de scie ou autre (figure 8 A) d'obtenir un signal carré B à la sortie du montage; le trigger bascule lorsque le signal atteint le seuil de déclenchement a, ce qui correspond au front avant du signal et revient de nouveau au repos lorsque le signal franchit le seuil de repos b, ce qui correspond au front arrière. Il est possible en ajustant R_{23} de rapprocher les deux seuils a et b et pour une valeur critique de R_{23} ces seuils se rejoignent mais ici peu nous importe et nous ne saturerons pas les transistors T_{10} et T_{11} car en attaquant le trigger par une dent de scie, figure 8 courbes C et D, nous voyons que le trigger basculera pratiquement en même temps que la dent de scie ou peu s'en faut.

Le potentiomètre P_3 de 4,7 kΩ linéaire chargeant le transistor T_{11} permet de doser l'amplitude de la dent de scie directement reproduite par le transistor T_{12} monté en collecteur commun.

Nous voyons donc qu'il suffit de superposer une tension continue variable à cette dent de scie pour obtenir un signal carré dont le rapport temps de travail sur temps de repos variable. Cet artifice est obtenu par C_8 , R_{17} , P_2 et R_{18} .

Les bornes de sortie sont prises directement sur les émetteurs des transistors, ce n'est pas par souci d'économie, mais pour ne pas déformer (dériver) un signal dont la fréquence est très lente 10 ms, soit 100 Hz avec une capacité d'isolement de l'ordre de 150 à 200 V. Nous voyons que celle-ci sera d'une capacité non négligeable et d'un volume en conséquence. Donc ce n'est que par souci de miniaturisation que ces capacités ne sont pas incluses dans le montage.

3. — L'ALIMENTATION GÉNÉRALE (fig. 3).

L'alimentation + 12 V est tout à fait classique et utilise trois transistors au germanium T_1 2N167, T_2 2N526, T_3 2N665.

La tension de référence est fournie par la diode zener 1N1313A de 9 V 600 mW à travers les résistances R_1 R_2 . Si on ne dispose pas d'une telle diode il est facile d'adapter un autre modèle de même puissance si sa tension est inférieure, compte

tenu de la formule $V_s = V_z \times \frac{R_6 + R_7}{R_7}$

Plaçons en R_7 une résistance ajustable afin de régler V_s à 12 V. Les diodes de commutation D_9 et D_{10} servent ici de sécurité. En supposant que A et B soient accidentellement court-circuités, la

diode D_9 va devenir puissante et mettre la base de T_1 au potentiel du point B, ce qui aura pour but de bloquer le transistor T_3 protégeant ainsi ce dernier ainsi que les organes soumis au court-circuit.

Nous avons vu qu'une alimentation plus négative que la masse était nécessaire pour le trigger de schmitt, celle-ci a été obtenue en bobinant un nouveau secondaire au transformateur. Pour le transformateur utiliser 35 spires afin d'obtenir 4,5 V efficace qui une fois redressé et filtré doit fournir une tension continue de - 5 V ajustable pour R_8 , ici 1 kΩ. Un commutateur S_2 permet d'adapter le transformateur soit en 110 V soit en 220. L'interrupteur S_1 sert d'arrêt-marche. Le voyant lumineux servant de témoin de marche est composé d'un néon type luciole de 65 V en série avec une résistance de 47 kΩ.

V. — CONSTRUCTION DU COFFRE

Cet ensemble a été réalisé dans un coffret en tôle galvanisée de 6/10 mm qui se travaille très bien et se soude aisément à l'étain.

Les dimensions du coffret sont données par les figures 4, 5, 6 et 7, elles sont environ 110 × 110 × 180 mm.

AMPLIFICATEURS et PRÉAMPLIFICATEURS BF Hi-Fi STÉRÉO à circuits intégrés par F. JUSTER



Un volume de 232 pages et de nombreuses figures
Format 210 × 150 mm
Broché sous couverture couleur pelliculée
Prix 34 F

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO

43, rue de Dunkerque, PARIS (10^e)
Tél. : 878 09-94 et 09-95

412 PIÈCES SUPER COLIS 59 F TECHNIQUE FRANCO ET PRATIQUE

Idéal pour le dépannage et la construction. Il comprend :
100 résistances assorties de valeur courante,
70 condensateurs chimiques, miniatures, standards, céramique ou papier, une pochette de 200 vis, écrous, rondelles assorties, un circuit imprimé pour la réalisation d'une mini lampe au cadmium nickel à éclairage automatique en cas de coupure de courant, 2 pastilles subminiatures haut-parleur ou micro, un bloc redresseur silicium germanium enfichable, 3 potentiomètres standards, 1 contacteur cinq touches 4 circuits inverseurs, une minuterie automatique 110/220 V ; système monnayeur permettant de faire fonctionner pendant 1 heure tout appareil. Arrêt automatique — 10 mètres de souplesse assortis fils de câblage — 5 modules enfichables à lampe, ampli ou compteur comprenant diode, résistances, condensateurs (minimum 30 éléments RC) et petits matériels divers.

...ET EN CADEAU,

LES 500 PREMIERS CLIENTS

recevront gratuitement en supplément un ampli/décodeur équipé de 2 transistors + 2 diodes + Zener entièrement câblé.

TECHNIQUE-SERVICE

9, rue Jaucourt, PARIS-12^e
C.C.P. Paris 56 43-45

VOIR PUBLICITÉ PAGE 10

VI. — LISTE DU MATÉRIEL EMPLOYÉ

R ₁	270 Ω
R ₂	470 Ω
R ₃	47 Ω
R ₄	1 kΩ
R ₅	2,2 kΩ
R ₆	150 Ω
R ₇	470 Ω variable
R ₈	1 kΩ
R ₉	47 kΩ
R ₁₀	470 Ω
R ₁₁	100 Ω
R ₁₂	4,7 kΩ
R ₁₃	100 Ω
R ₁₄	22 kΩ
R ₁₅	33 kΩ
R ₁₆	4,7 kΩ
R ₁₇	10 kΩ variable
R ₁₈	15 kΩ
R ₁₉	15 kΩ
R ₂₀	330 Ω
R ₂₁	1 kΩ
R ₂₂	4,7 kΩ
R ₂₃	1,2 kΩ
R ₂₄	4,7 kΩ
P ₁	180 kΩ
P ₂	100 kΩ
P ₃	4,7 kΩ
P ₄	100 Ω
P ₅	470 Ω
C ₁	2 000 μF 25 V
C ₂	100 μF 12 V/15 V
C ₃	100 μF 12 V/15 V
C ₄	100 μF 12 V/15 V
C ₅	100 μF 12 V/15 V
C ₆	320 μF 12 V/15 V
C ₇	100 μF 12 V/15 V
C ₈	1,6 μF 12 V/15 V
C ₉	3 300 pF
C ₁₀	0,8 μF } valeur à ajuster
C ₁₁	80 nF } afin de mettre les
C ₁₂	8 nF } 4 gammes sur le
C ₁₃	0,8 nF } même cadran.
C ₁₄	10 000 pF
2	douilles pour fiches bananes 4 mm (rouges).
3	douilles pour fiches bananes 4 mm (noires ou bleues).
1	douille pour fiches bananes 4 mm (verte ou jaune).
5	boutons flèches de 37 mm de long pour axe ∅ 6 mm selon potentiomètre.
4	pieds plastiques.
3	inverseurs unipolaires subminiatures S1-S2 et S4.
1	commutateur à 4 positions (récupéré sur un bloc d'accord à lampe de récepteur).
1	néon type luciole (65 V). Vis et écrous ∅ 3 mm.
Tôle galvanisée 6/10	pour coffret et châssis.
D ₁ à D ₄	= 1N362 ou similaires.

VENTE EXCEPTIONNELLE

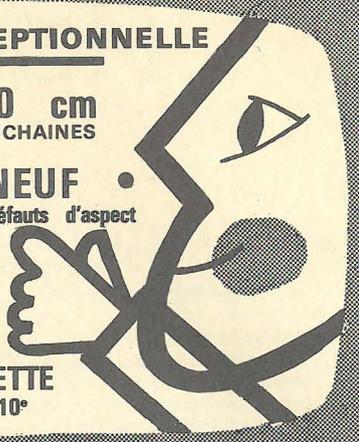
TÉLÉVISEURS 60 cm
GRANDES MARQUES - 2 CHAINES

• **MATÉRIEL NEUF** •
vendu en raison de légers défauts d'aspect

à partir de : **450 F**

• **A SAISIR DE SUITE** •
VENTE UNIQUEMENT SUR PLACE
Ouv. tous les jours de 9 h à 19 h 30

COMPTOIR LAFAYETTE
159, rue La Fayette, Paris-10^e



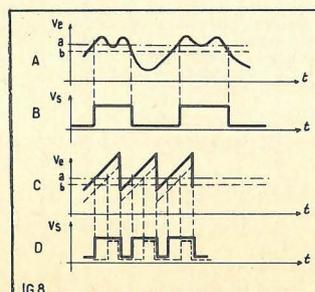
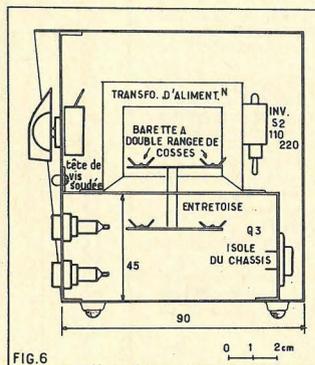
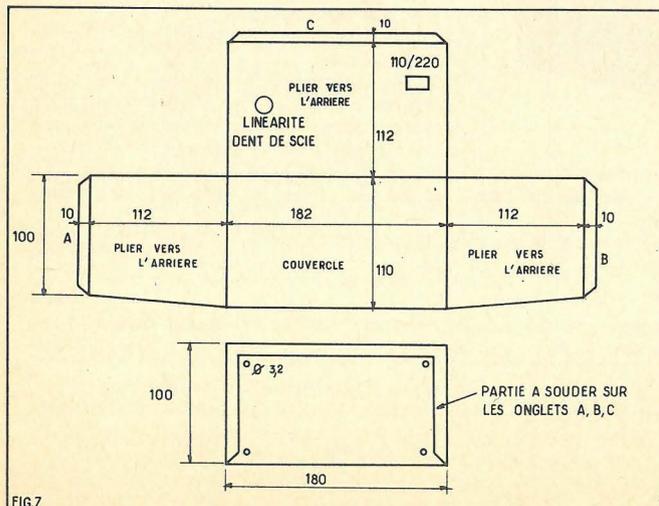
D₅ à D₁₀ = 1N458 ou similaires.
D₁₁ = 1N1313A (voir texte.)
D₁₂ = 1N191 ou tout autre diode de commutation.

T₁ = 2N167.
T₂ = T₇ = T₈ = 2N526.
T₃ = 2N665 ou OC26.
T₄ = 2N2646.
T₅ = T₁₀ = T₁₁ = 2N2926.
T₆ = 2N1305.
T₉ = R₁₂ = 2N388
TR₁ = transformateur d'alimentation
110/220 V 50 H secondaire 12 V
300 mA. 4,5 V ou plus 100 mA.

VII. — CONSEILS ÉVENTUELS

Choisir des éléments miniaturisés. Ces résistances seront de 1/4 W 5 et 10 %. Les potentiomètres seront tous de bonne qualité et à variation linéaire. Réglage de symétrie : placer le potentiomètre P₂ au milieu de sa course et ajuster R₁₇ pour avoir un signal carré temps de travail sur temps de repos égal à r, en faisant varier P₂ de butée en butée : on doit avoir soit un vrai en permanence soit un faux, sinon ajuster R₈ et R₁₇.

Michel ROUGEAU



Orgues électroniques

du modèle portatif au grand orgue à 3 claviers

Unités de montage préfabriquées, faciles à assembler. Demandez notre catalogue gratuit.

Dr. Böhm - France

7, Orée de Marly
ouvert le samedi matin 78 Noisy-le-Roi
et sur rendez-vous tél. 460 84 76

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou remplacer un organe qui vous faisait défaut, faites-nous en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 30 à 150 F ou exceptionnellement davantage.

DENSITOMÈTRE PHOTOGRAPHIQUE

LES deux fonctions d'un densitomètre sont :
— mesurer le contraste d'un négatif et par cette mesure connaître la graduation du papier à utiliser.

— indiquer le temps d'exposition nécessaire pour obtenir un bon résultat au développement.

L'appareil proposé avec un nombre restreint de composants permet ces deux mesures et ne pose aucune difficulté de réglage.

PRINCIPE

Une cellule photorésistance voit sa résistance varier en fonction de l'éclairement reçu. Ceci fait l'objet d'une courbe qui pour certaines cellules se présente comme une droite entre 1 et 1 000 lux avec une pente correspondant à un angle de 45°. C'est-à-dire que lorsque l'éclairement diminue de moitié, la résistance de la cellule double. C'est ce type de cellule qui convient pour un densitomètre (exemple PCV 70,

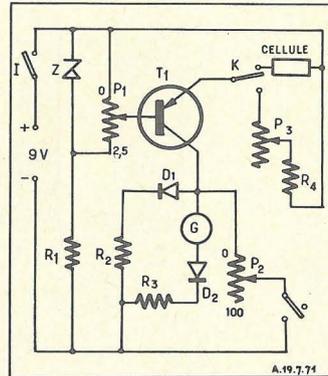
PCV 69, PCV 88 de chez Mazda ; certaines LDR-03-05).

SCHEMA ET FONCTIONNEMENT

- Z = Zener 4,8 V
- T = 2N 2905
- D₁ = IN 914 (Si)
- D₂ = OA 85 (Gr)
- P₁ = 2,5 kΩ bobiné
- P₂ = 100 kΩ log avec inter
- P₃ = 250 kΩ log.
(Piste moulée)
- R₁ = 470 Ω
- R₂ = R₃ = 5 kΩ adj.
- R₄ = 1 kΩ
- G = galvanomètre de 100 μA.

Mesure du contraste

Pour cette mesure, on ouvre d et on met K en a et P₁ à 0. La cellule est placée sur le margeur en zone claire. On règle P₁ pour obtenir 100 μA. La cellule est mise sur la zone



sombre. On lit i. Le contraste est donné par $\frac{100}{i}$. On obtient avec G seul (sans R₂ D₁, R₃ D₂) des valeurs de i comprises entre 4 et 25 μA. Afin d'étaler la lecture on règle R₂ et R₃ de façon que lorsque G affiche 100 μA I_c = 200 μA G = 65 μA I_c = 100 μA G = 20 μA I_c = 20 μA ce qui permet d'obtenir pour i des

valeurs entre 8 et 50 μA (on double la précision de la lecture). En tenant compte des indications données par les fabricants de papiers photographiques on peut soit établir un tableau, soit ajouter une échelle en graduation directement sur le galvanomètre.

Mesure du temps d'exposition

Pour cette opération on place K en a ; on ferme d, on règle P₁ à 2,5. P₂ à 0. La cellule est sur la zone sombre.

Par P₂ on affiche une valeur I sur le G. On met K en b et on règle P₃ pour obtenir la même valeur I. La somme P₃+R₄ est égale à la valeur de la résistance de la cellule, valeur correspondant à un éclairage donné donc à un certain temps d'exposition.

Quelques bouts d'essais où l'utilisation d'une gamme de gris permettront d'étalonner P₃ directement en temps.

Jean MOLIMARD

VIENT DE PARAÎTRE :



Un volume de 296 p.
Format 145 x 215.
Prix32F

EXTRAIT DE LA TABLE DES MATIÈRES :

Câbles et lignes de transmission - Méthodes générales de constitution des antennes - Radiateurs dipôles demi-onde - Adaptation des antennes - Choix et mesures simples - Atténuateurs - Elimination des brouillages - Propagation des VHF et UHF - Antennes à plusieurs nappes - Antenne Yagi pour UHF - Valeurs numériques des dimensions des antennes Yagi - Antenne pavillon (ou cornet) - Antenne losange à grand grain - Antennes colinéaires - Antennes pour UHF - Antennes log-périodiques - Antennes spéciales longue distance - Antennes toutes directions - Préamplificateurs - Antenne UHF à radiateur squelette - Antennes pour modulation de fréquence - Antennes FM à plus de 2 éléments - Antennes FM spéciales - Antennes nouvelles pour chaînes 1, 2 et 3 - Antennes sur véhicules - Installation des antennes collectives.

LES ANTENNES POUR TV et FM

(3^e édition)

par F. JUSTER

Cette 3^e édition de l'ouvrage de F. JUSTER trouvera certainement le même succès que les deux précédentes en raison de l'intérêt considérable que présentent les antennes de télévision et FM pour une bonne réception des émissions en noir et blanc ou couleur, ainsi que pour la bonne reproduction musicale des programmes à haute fidélité en modulation de fréquence.

Dans la 3^e édition, l'auteur a ajouté la description d'un grand nombre de type d'antennes nouvelles, comme par exemple les antennes log-périodiques, antennes longue distance, préamplificateurs à commande à distance par diodes à capacité variable, antennes pour véhicules et notions sur les antennes collectives. L'ouvrage contient également plusieurs chapitres traitant de la réception à longue distance. Toutes les antennes mentionnées sont décrites d'une manière pratique, l'auteur donnant dans ses descriptions toutes les dimensions nécessaires pour la réalisation matérielle de ces composants.

Ce livre est particulièrement recommandé aux amateurs, aux commerçants et, bien entendu, à tous les techniciens de l'électronique qui ne doivent pas manquer de s'intéresser aux antennes.

En vente à la **LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO**
43, rue de Dunkerque - PARIS-10^e

Téléphone : 878-09-94

C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES

127, avenue Dailly - Bruxelles 1030

C.C.P. 670-07

Téléphone : 02/34.83.55 et 34.44.06

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

PRATIQUE DU CODE MORSE à l'usage des radioamateurs et des radios de bord

par L. SIGRAND (F2XS)



Bien manipuler, correctement, sans fatigue, est aussi important que la lecture auditive.

Or, cette étude de la manipulation est souvent négligée parce que l'on pense qu'il suffit de connaître l'alphabet morse pour se servir d'un manipulateur.

Il n'en est rien. Comme pour un instrument de musique, il faut savoir comment procéder.

Cet ouvrage apprend :

- 1° — Comment acquérir une bonne manipulation;
- 2° — donne tous les conseils utiles concernant la lecture auditive, la réalisation facile des accessoires indispensables, même d'un manipulateur électronique et aussi;
- 3° — des exemples d'épreuves de télégraphie aux examens;
- 4° — les abréviations courantes dans les liaisons de radioamateurs;
- 5° — le code Q du service radio-maritime à l'intention des radios de bord.



Ouvrage de 64 pages, format 15 x 21, sous couverture pelliculée. Prix de vente 9 F

En vente à la **Librairie Parisienne de la Radio**,
43, rue de Dunkerque - PARIS-X^e - CCP 4.949-29 - PARIS

Pour le Bénélux : Société Belge d'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES

127, avenue Dailly - BRUXELLES 1030 - CCP 670 07.

Tél. : 02/34-83-55 et 34-44-06

(ajouter 10 % pour frais d'envoi)

DIFFÉRENTS PROCÉDÉS DE RÉALISATION D'UN CIRCUIT IMPRIMÉ

L E but de cet article est d'indiquer aux lecteurs les différents moyens de réaliser un circuit imprimé. Nous terminerons par l'étude d'une maquette d'un pré-amplificateur correcteur équipé d'un circuit intégré MC1302P de chez Motorola (Disponible chez Radio-Prim).

Rappelons tout d'abord que les supports cuivrés sont réalisés avec les deux matériaux suivants : bakélite ou verre époxy. L'épaisseur est comprise entre 8/10 mm et 1,6 mm. Le support peut avoir une ou les deux faces cuivrées.

Premier procédé

C'est celui employé par l'amateur désireux réaliser une maquette simple et dont l'esthétique n'est pas un but recherché.

Après avoir réalisé une étude sommaire de l'implantation des éléments sur une feuille de calque, redessiner sur la plaquette imprimée, en intercalant une feuille de carbone, les différentes liaisons à effectuer entre les composants.

Chaque trou de perçage sera repéré avec une pointe à tracer, en piquant le cuivre. Enlever la feuille de calque et celle de carbone et, avec une encre spéciale pour circuit imprimé (que l'on trouve chez tous les revendeurs de pièces détachées), suivre les liaisons précédemment décalquées.

Généralement, cette encre est vendue dans une petite bouteille dont l'ouverture est obstruée par un tube, muni à son extrémité d'une plume métallique déterminant la largeur du trait de l'encre.

A chaque pointage, déposer une goutte (points de soudures des composants).

Laisser sécher l'encre environ et déposer le circuit imprimé dans une cuvette de perchlore de fer.

Les surfaces non protégées par l'encre vont se dissoudre (réaction chimique d'un acide en présence d'un métal).

Agiter au besoin la solution pour activer la réaction.

La réaction chimique terminée, laver le circuit imprimé à grande eau, afin de neutraliser toute trace d'acide.

Reste l'encre qui recouvre les liaisons, celle-ci sera dissoute avec une solution de white spirit. Au passage d'un chiffon imbibé de ce produit, le cuivre va apparaître.

Si les surfaces cuivrées restantes sont quelque peu ternies, on pourra redonner au cuivre son éclat métallique en le frottant avec un tampon Jex.

Restent les perçages de la plaquette ; ceux-ci seront effectués avec des forets de différents diamètres suivant la nature des composants :

- 0,6 mm pour les circuits intégrés, les diodes, les transistors ;

- 0,8 mm pour les condensateurs, les résistances ;
- 1,2 mm pour les pattes des transistors en boîtier TO3 et 4,2 mm pour les trous de fixation (collecteur du transistor).

Notons au passage qu'il existe une excellente petite perceuse fonctionnant sur piles (6 V ou 9 V), convenant parfaitement à cette application.

Câbler les éléments en utilisant de préférence de la soudure à 60 %.

Pour supprimer les dépôts résineux sur les points de soudure, passer au pinceau une solution de trichloréthylène qui les dissolvent.

Pour protéger les pistes cuivrées contre la corrosion, il est conseillé de passer une couche de vernis au pinceau ou d'en pulvériser une fine pellicule.

Ce procédé simple, cependant efficace, ne permet pas de réaliser des circuits imprimés d'une grande précision dont le dessin est complexe.

Les liaisons effectuées avec l'encre sont plus ou moins régulières, selon que celle-ci est liquide ou au contraire pâteuse, de même pour le diamètre des pastilles.

En outre, ce procédé n'est applicable qu'aux circuits simple face.

Il est cependant possible de figoler l'esthétique d'une telle maquette en gratant les bavures de l'encre avec une pointe à tracer, ceci bien entendu avant la gravure au perchlore.

Deuxième procédé

Peu différent du premier, il demande le collage des bandes et pastilles adhésives sur la plaquette cuivrée en remplacement des pistes dessinées à l'encre.

Ce procédé permet de réaliser des maquettes plus présentables, la largeur des bandes et le diamètre des pastilles étant constants.

Cependant, bien veiller à la bonne adhérence des auto-collants, surtout à la superposition bande-pastille, afin que le perchlore ne puisse s'infiltrer et ronger les liaisons cuivrées.

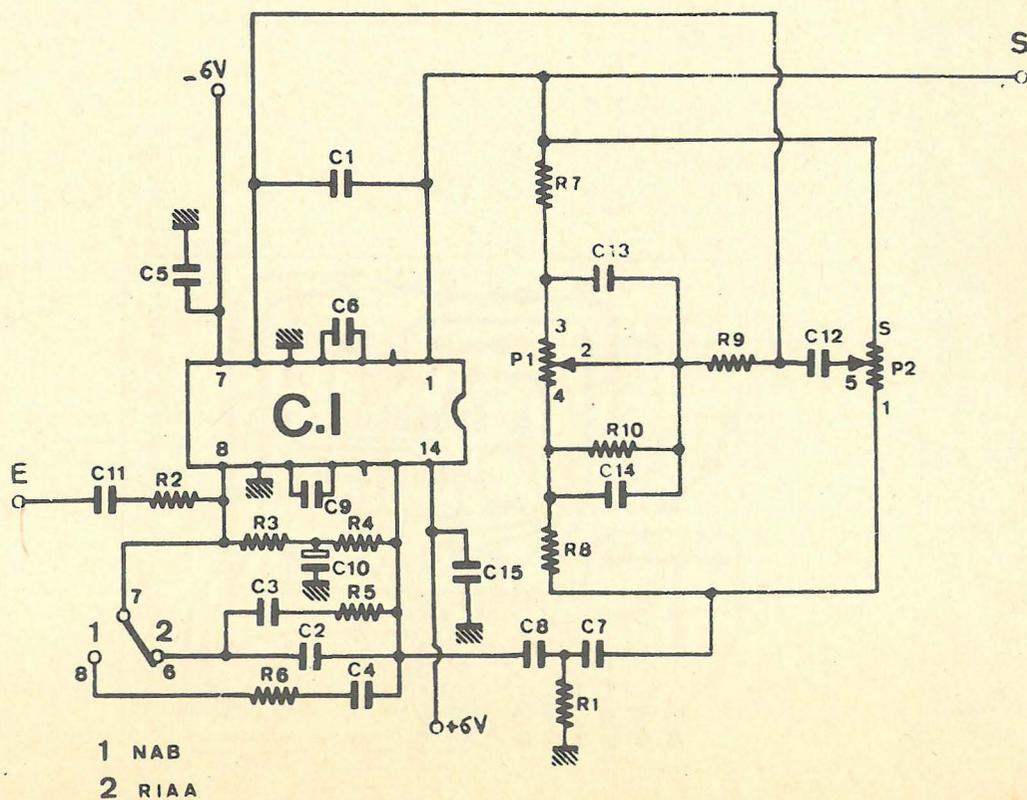
Pour la suite des opérations, elles sont identiques au premier procédé.

Troisième procédé

Depuis quelque temps on trouve dans le commerce des circuits imprimés photosensibilisés pour positif ou pour négatif. C'est sans aucun doute la formule la mieux adaptée à l'obtention de circuits imprimés d'une esthétique et d'une précision remarquables. De plus, ce support photosensibilisé permet de réaliser des circuits double-faces.

Dans un premier temps, comme pour les deux cas précédents, il s'agit d'étudier une implantation du circuit imprimé sur une feuille de calque.

Sur ce point, deux solutions se présentent. L'étude peut, en effet, être faite à différentes échelles ; échelles 1, 2, 4, 10 (études industrielles de précision).



A) ETUDE A L'ECHELLE 1

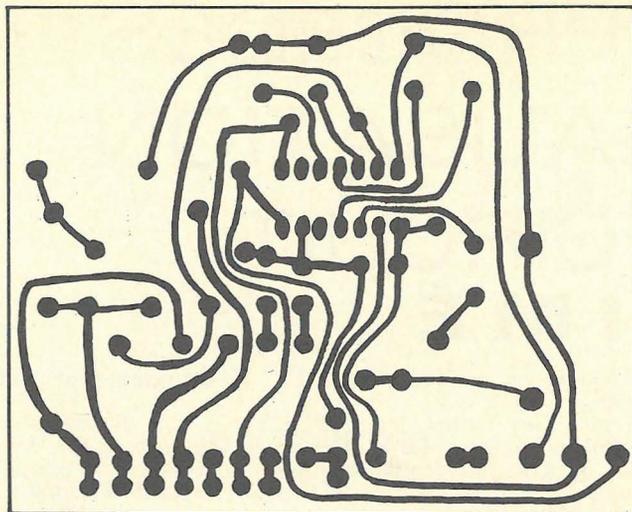


Fig. 2 a

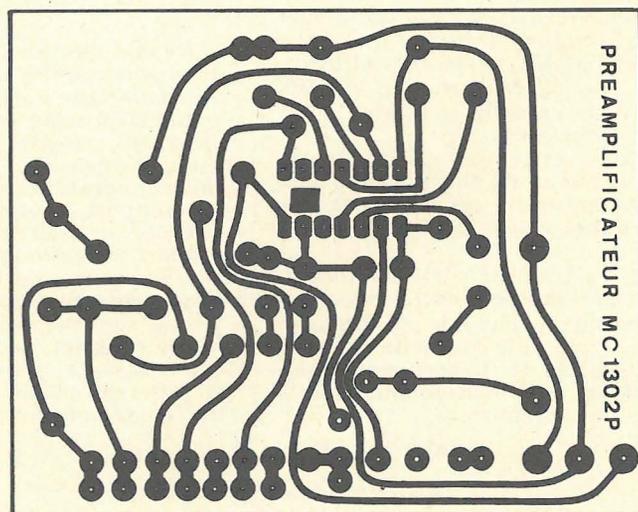


Fig. 2 b

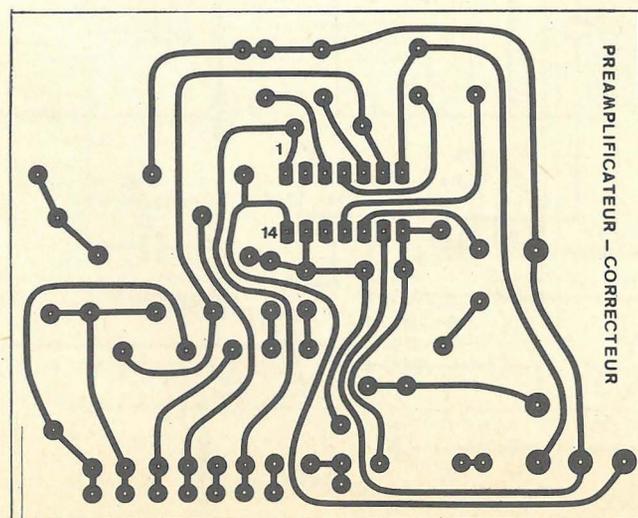


Fig. 2 c

Commencer une étude d'implantation du circuit et des éléments (de façon à ne pas avoir de surprise lors du câblage par le chevauchement de composants).

Cette étude de base étant terminée, redessiner proprement sur une feuille de calque les liaisons et les pastilles à l'encre de chine. Mieux encore, comme pour le deuxième exemple, coller des bandes et des pastilles sur une feuille de mylar ou de calque.

L'implantation du circuit imprimé étant terminée (mylar de base), la coller sur le support photosensibilisé. Soumettre le montage au rayonnement d'un projecteur de l'ordre de 1 000 W (c'est un minimum), quelques minutes.

Cette lumière intense va provoquer une réaction chimique sur les surfaces exposées de la plaquette.

Révéler ensuite ce circuit imprimé avec un Révélateur Kodak en le frottant avec un chiffon. Les surfaces soumises au rayonnement vont être dissoutes et le cuivre va apparaître, seul subsistera le dessin de l'implantation d'origine.

Pour le reste des opérations, elles sont identiques aux exemples précédents :

- Attaque des surfaces cuivrées au perchlorure ;
- Dissolution de la pellicule recouvrant les pistes et les pastilles avec une solution de trichloréthylène ;
- Perçage du circuit imprimé.

B) ETUDE A L'ECHELLE 2

Cette méthode handicaperait bon nombre d'amateurs ne disposant pas de matériel photographique. Ils pourront néanmoins avoir recours à une personne compétente pour cette opération de la réduction du cliché à l'échelle 1.

Cependant, si on désire réaliser un circuit imprimé de présentation impeccable, circuit dont les liaisons sont multiples et fines, et s'il s'agit d'un double-face, il est indispensable d'employer au minimum l'échelle 2.

Une étude soignée du circuit imprimé avec le dessin des composants est indispensable.

Cette étude délicate terminée, reste à réaliser le mylar de base. Il est préférable d'employer du mylar (support solide et indéchirable) au papier calque.

Si on veut effectuer un travail de précision (cas d'éléments ayant de nombreuses pattes de fixations, voire circuits intégrés à 14 ou 16 pattes), il est indispensable d'utiliser une grille au pas de 5,08 mm, mieux encore au pas de 2,54 mm. Cette grille sera placée sous la feuille de mylar. Il est également vendu des feuilles de mylar sur lesquelles la grille est imprimée.

Pourquoi employer un pas de 2,54 ou 5,08 ?

Tous les composants que l'on trouve actuellement sur le marché, que ce soit des transistors, des circuits intégrés, des condensateurs à sorties radiales ou autres éléments (à sorties radiales) ont une distance d'insertion qui est un multiple de 2,54 mm.

Le mylar réalisé à l'échelle 2, reste l'opération de la réduction photographique, afin d'obtenir le cliché positif nécessaire pour réaliser un circuit prototype.

Pour terminer, on obtiendra une plaquette en procédant comme dans le cas précédent avec l'étude à l'échelle 1.

D'autres méthodes sont encore utilisées, notamment en travaillant avec des clichés *negatifs*, cependant elles ne sont plus du domaine de l'amateur.

Pour des circuits multicouches, l'étude peut être réalisée à l'échelle 4 ou 10 de façon à obtenir une plus grande précision (notamment pour la superposition des pastilles).

Lorsqu'il est exigé une grande précision concernant la largeur et la longueur des pistes (cas des circuits VHF), le support en mylar est abandonné et remplacé par ce que les dessinateurs spécialisés appellent *la carte à gratter*.

Il s'agit d'un support cartonné recouvert d'une couche crayeuse. L'implantation du circuit imprimé est réalisée à l'encre de chine, l'ajustage est effectué en grattant avec un scalpel les bavures et les surfaces hors cotes.

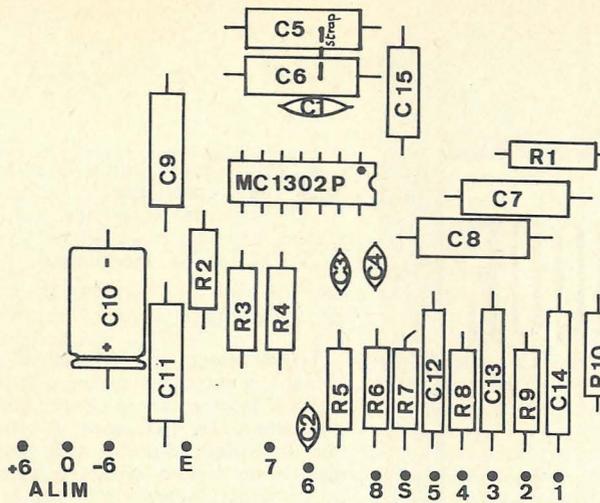


Fig. 3

IMPLANTATION

Application pratique des différents procédés cités ci-dessus

Nous allons entreprendre la réalisation d'une maquette de préamplificateur-correcteur équipé d'un circuit intégré MC1302P Motorola (fig. 1).

Les figures 2 (a - b - c) montrent l'aspect des trois implantations réalisées suivant les procédés cités ci-dessus.

— Implantation effectuée directement sur le circuit imprimé, à l'encre.

— Implantation effectuée sur une feuille de mylar avec des bandes et pastilles, à l'échelle 1. (Ce qui est également applicable au deuxième procédé en collant les bandes et les pastilles directement sur la plaquette cuivrée.)

— Implantation effectuée à l'échelle 2, avec réduction photographique.

La figure n° 3 indique l'implantation des composants sur la plaquette imprimée. Chacun d'eux est repéré par son

symbole électrique. Les plots de sortie sont numérotés, le schéma de principe figure n° 1 indique les interconnexions à réaliser avec les composants extérieurs (potentiomètres, alimentation, commutateur).

NOTA : Aucune mise au point n'est nécessaire, une fois le module câblé et vérifié, celui-ci doit fonctionner immédiatement dès sa mise sous tension.

Nomenclature des éléments

★ Résistances à couche ± 5 %

- R₁-R₉ : 10 kΩ ;
- R₂-R₃ : 51 kΩ ;
- R₄ : 150 kΩ ;
- R₅ : 7,5 MΩ ;
- R₆ : 510 kΩ ;
- R₇-R₈ : 39 kΩ ;
- R₁₀ : 820 kΩ.

★ Condensateurs céramique

- C₁ : 56 pF ;
- C₂ : 10 pF ;
- C₃ : 39 pF ;
- C₄ : 100 pF.

★ Condensateurs papier

- C₅-C₁₅ : 0,1 μF/160 V ;
- C₆-C₉ : 47 μF/160 V ;
- C₇-C₈-C₁₁ : 1 μF/160 V ;
- C₁₂ : 1,5 nF/160 V ;
- C₁₃-C₁₄ : 5,6 nF/160 V.

★ Condensateur chimique

- C₁₀ : 100 μF/3 V.

★ Potentiomètres

- P₁ : 1 MΩ lin. ;
- P₂ : 250 kΩ lin.

★ Circuit intégré

- MC1302 P Motorola.

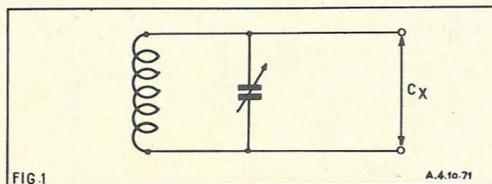
★ Contacteur

- 2 circuits - 2 positions - Oréor.

COMMENT MESURER LES FAIBLES CAPACITÉS

TOUT radio-amateur, possède au moins un récepteur radio recevant les OC ou PO.

Il suffit tout simplement d'effectuer une sortie en parallèle sur le CV d'accord du récepteur, pour brancher C_x, en prenant soin que les bornes aient la plus faible capacité possible (Fig. 1).



La capacité parasite introduite décale légèrement l'étalonnage du cadran, mais ce n'est pas grave et on peut réaligner le récepteur si on le juge utile.

Le principe de la mesure consiste à sélectionner une station facilement reconnaissable et assez puissante du côté où la capacité du CV du récepteur a sa plus grande capacité, ce qui correspond au côté des fréquences basses de la gamme et au point 0 du capacimètre.

On branche C_x, puis on recherche avec le CV du récepteur la station sélectionnée. Ceci obtenu, la nouvelle position du CV donne la valeur du condensateur inconnu C_x. L'étalonnage s'effectue avec quelques condensateurs de précision et le marquage, soit, d'après

la position du bouton du CV, ou sur le cadran du récepteur.

Si on veut utiliser un cadran de mesure, il doit être le plus court possible et être en place au moment de l'étalonnage.

Il va de soi que la mesure de C_x sera limitée à la valeur maxi du CV, moins la valeur de la capacité au point 0.

En utilisant les ondes courtes, l'accord est plus pointu, donc plus précis, mais la station sélectionnée plus difficile à retrouver surtout si on ignore totalement la capacité de C_x. La solution consiste à étalonner les deux gammes, faire une première mesure en PO, puis une mesure plus précise en OC.

Pour celui qui possède un hétérodyne modulé, on peut faire des mesures avec le même principe, en effectuant une sortie en parallèle sur le CV de l'hétérodyne, le récepteur radio servant d'indication.

Si on possède un appareil de mesure BF (voltmètre électronique, multimètre etc...) on peut figurer la précision, en branchant l'instrument en parallèle sur le haut-parleur du récepteur et en cherchant le maximum d'indication de l'aiguille.

Gaston GIRAUD

CHRONIQUE des ONDES COURTES

Émetteur
VHF
144-146 MHz
de
15 watts
à 5 canaux
préréglés
et
VFO

A PRES avoir étudié le pilote à cinq canaux préréglés, l'excitateur et l'étage final de puissance (voir notre précédent article), nous allons voir aujourd'hui le V.F.O. et de modulateur.

A) LE V.F.O.

L'Oscillateur de fréquence variable (ou V.F.O.) n'est autre qu'un pilote dont la fréquence peut varier à loisir, au gré de son utilisateur. La fréquence n'étant plus fixée par la valeur d'un quartz, est déterminée par l'accord d'un circuit à self et capacité. Le principal inconvénient (et le seul !) d'un V.F.O. est le risque de dérive. Le pilote ne doit pas dériver et tout V.F.O. dérive peu ou prou. Alors que faire ?

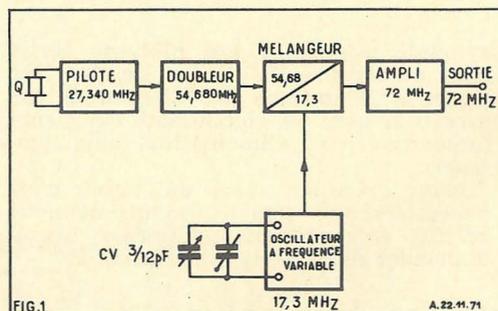


FIG. 1 A. 22.11.71

Si l'on utilise un oscillateur variable fonctionnant sur la gamme 72 MHz, par exemple, une dérive de un pour mille nous donnera en valeur absolue une dérive de 72 kHz, ce qui est beaucoup ! Si l'on préfère un pilote fonctionnant sur une fréquence plus basse et en le faisant suivre d'étages doubleurs, la dérive du pilote sera moindre, mais aussi minime fût-elle, elle sera multipliée par le coefficient de multiplication des étages doubleurs et tripleurs. Alors, quelle solution adopter ? Nous avons choisi une solution peut-être un peu compliquée, mais qui assure une excellente stabilité, car elle combine la stabilité de l'oscillateur à quartz à la variation de fréquence du V.F.O.

En fait, il s'agit de combiner deux fréquences, l'une étant pilotée par quartz et la seconde étant issue d'un oscillateur à fréquence variable. Si l'on désire avoir un signal de V.F.O. allant de 72 MHz à 73 MHz, nous permettant de couvrir la gamme 144 à 146 MHz comme c'est ici le cas, il est possible d'obtenir le 72 MHz comme étant la somme d'une fréquence à 60 MHz (fixe et pilotée par quartz) et d'une fréquence à 12 MHz, allant en fait de 12 à 13 MHz, pour obtenir une somme allant de $60 + 12 = 72$ MHz à $60 + 13 = 73$ MHz, ce qui nous donnera bien une sortie de 72 à 73 MHz.

Mais pour des raisons de facilité, et comme il est assez facile de trouver des quartz tombant dans la gamme des 27 MHz et tout particulièrement dans la plage des 27,340 MHz, nous avons choisi d'utiliser un tel quartz disponible chez tous les revendeurs de matériel de radiotéléphone et tout spécialement chez les importateurs ou revendeurs de matériels d'origine japonaise. Un quartz de 23,340 MHz est donc facile à trouver (et peu onéreux !). Un oscillateur à quartz fournira donc une fréquence de 27,340 MHz. Il sera suivi (fig. 1) d'un étage doubleur à 54,680 MHz, qui délivrera en permanence une fréquence fixe. D'autre part, un oscillateur à fréquence variable allant de $72 - 54,68 = 17,32$ MHz à $73 - 54,68 = 18,32$ MHz nous permettra de couvrir la totalité de la gamme 144 à 146 MHz et c'est bien là le but choisi !

Un étage mélangeur additionnera donc la fréquence fixe de 54,68 MHz avec la fréquence variable de 17,32 à 18,32 MHz et fournira en sortie un signal utile de 72 à 73 MHz. Le niveau de sortie étant assez faible, un étage amplificateur accordé sur 72,5 MHz s'avère nécessaire et l'on pourra facilement tirer de ce bloc V.F.O. assez compact, mais très stable, une puissance d'une centaine de milliwatts suffisante pour exciter convenablement le premier étage du bloc excitateur que nous avons vu le mois dernier. La stabilité de ce type de V.F.O. est due à l'absence de dérive de la chaîne à quartz (cela semble évident !) et à la faible dérive de l'oscillateur variable, car un oscillateur à

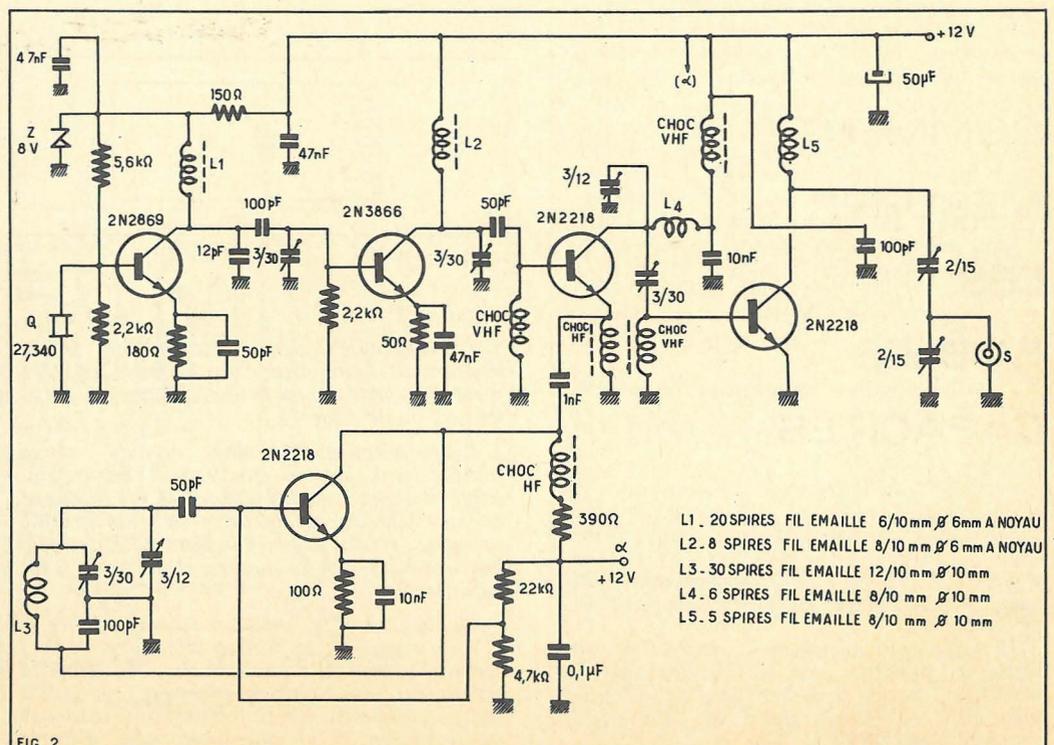
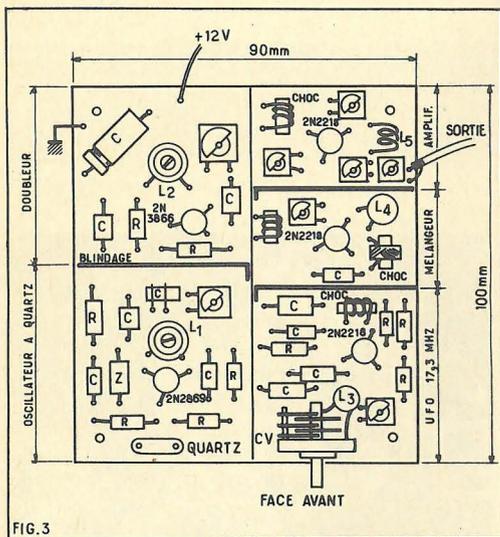


FIG. 2

- L1. 20 SPIRES FIL EMAILLE 6/10 mm Ø 6mm A NOYAU
- L2. 8 SPIRES FIL EMAILLE 8/10 mm Ø 6mm A NOYAU
- L3. 30 SPIRES FIL EMAILLE 12/10 mm Ø 10 mm
- L4. 6 SPIRES FIL EMAILLE 8/10 mm Ø 10 mm
- L5. 5 SPIRES FIL EMAILLE 8/10 mm Ø 10 mm



17 MHz, non suivi d'étages multiplicateurs, peut avoir une stabilité fort honorable. Il suffit de monter la self d'une manière bien rigide, et le CV avec un accouplement doux, fixé soigneusement en évitant les possibilités de jeu mécanique ou de vibrations pouvant entraîner un dérèglement du CV. La figure 1 montre donc le diagramme schématisé de cette chaîne pilote VFO à mélangeur, dispositif qui est très en vogue depuis quelques années. Voyons maintenant son schéma détaillé. Celui-ci (fig. 2) montre l'emploi de 5 transistors ; un 2N2869 est utilisé en oscillateur à quartz sur 27,340 MHz. Une bobine L_1 est accordée sur cette fréquence. Une diode zener de 8 volts permet de stabiliser parfaitement la tension d'alimentation de l'oscillateur afin que sa stabilité soit exemplaire !

Un transistor 2N3866 reçoit cette excitation à 27,340 MHz et la double en 54,860 MHz grâce à son circuit accordé L_2 placé dans son collecteur. Une capacité de 50 pF achemine le signal de cette fréquence vers la base du 2N2218 monté en mélangeur, dont l'émetteur reçoit le signal à 17,3 MHz engendré par un transistor 2N2218 monté en oscillateur. La bobine L_3 accordée par une capacité ajustable de 3/30 pF et par le CV de 3/12 pF servant à faire varier la fréquence entre 17,32 et 18,32 MHz, relie en opposition de phase la base et le collecteur de ce transistor. Pour éviter au courant continu de collecteur d'aller vers la base, il est

①

nécessaire d'intercaler un petit condensateur de 50 pF qui laisse passer la HF mais arrête la composante continue. Un pont diviseur (deux résistances de 4,7 et 22 k Ω) assure la polarisation de la base de ce transistor oscillateur.

Le collecteur est chargé par une self de choc HF miniature à noyau magnétique et par une résistance de 390 Ω qui limite la consommation de l'étage. Une capacité fixe de 1 nF achemine le signal à fréquence variable vers l'émetteur du transistor mélangeur (2N2218). Le collecteur du mélangeur est chargé par une self L_4 accordée sur 72 MHz et le signal ainsi produit s'en va à la base du transistor d'amplification. L'émetteur et la base de celui-ci sont à la masse au point de vue du courant continu, mais des selfs de choc permettent de bloquer les signaux alternatifs.

En ce qui concerne la réalisation des divers bobinages, la figure 2 donne les caractéristiques. Pour les selfs de choc HF, on uti-

mais comme il faut laisser un minimum de place pour le montage des blindages, en pratique nous disposons d'environ 90 mm en largeur et 100 mm de profondeur, pour y monter notre V.F.O.

Des blindages sépareront les différents étages (fig. 3) et le CV d'étalement de bande aura sa commande de sortie sur la face avant et munie d'un cadran avec démultiplicateur. La disposition des composants sur la carte imprimée (fig. 3) est conçue de telle sorte que ces derniers ne soient pas trop « tassés » et qu'il n'y ait pas trop de risques d'accrochage. Cependant les blindages devront séparer les étages ainsi qu'il apparaît sur notre croquis. Quatre trous de 3 ou 4 mm assureront la possibilité de fixation de ce module sur le châssis de l'émetteur.

La mise au point du V.F.O. sera effectuée indépendamment du reste de l'appareil. On procédera de la façon suivante : tout d'abord on vérifiera que l'étage oscillateur à quartz fonctionne bien et l'on jouera sur le noyau

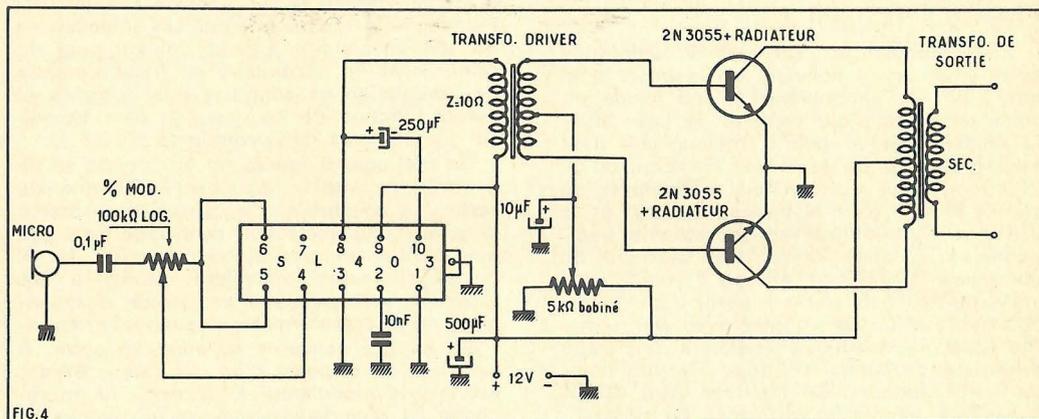


FIG. 4

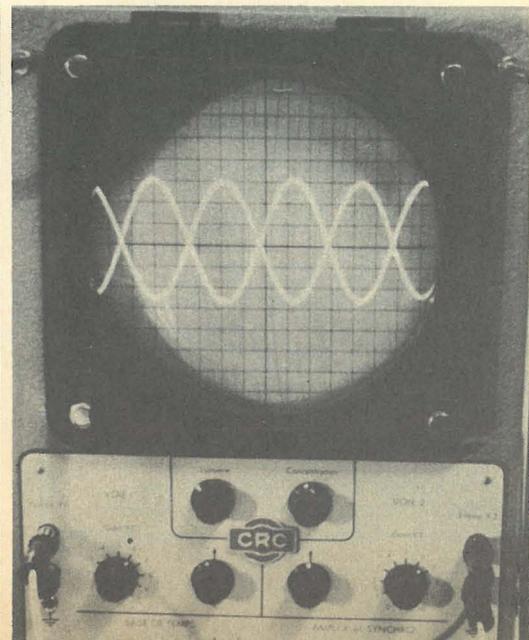
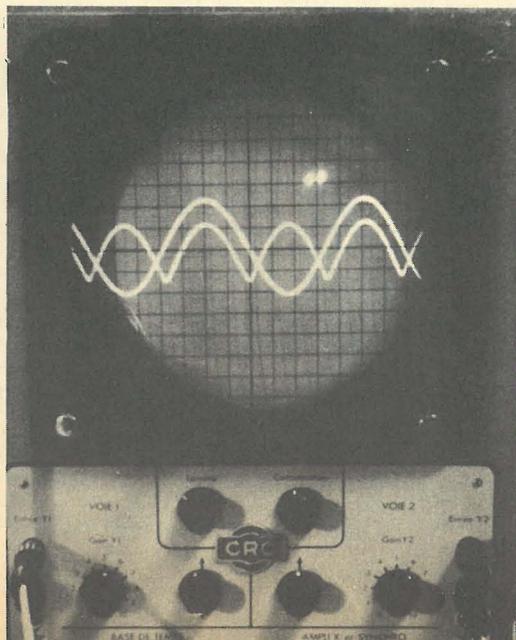
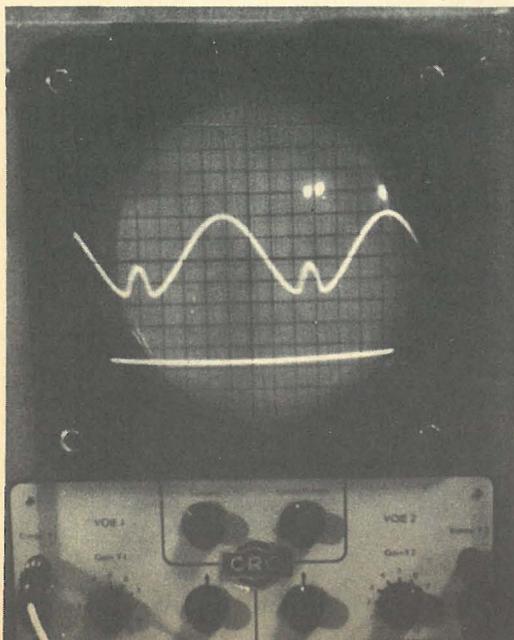
lisera des bobinages en nid d'abeille et pour les VHF on bobinera une vingtaine de spires de fil émaillé 6/10 mm sur un petit mandrin de 4 mm de diamètre. Un noyau de ferrite pourra coulisser à l'intérieur de ces mandrins. Si l'on ne trouve que des mandrins de 5 mm ce sera tout aussi bien !

Le montage mécanique de ce V.F.O. sera fonction des dimensions de la carte sur laquelle seront montées les différentes pièces. Si l'on reprend la disposition mécanique du coffret que nous avons vu le mois dernier, il apparaît qu'il nous reste sur la face avant un emplacement libre de largeur 100 mm,

②

de L_1 pour obtenir le maximum de niveau de sortie (vérification faite en regardant le cadran d'un mesureur de champ ou d'un onde-mètre). On vérifiera ensuite qu'en coupant l'alimentation et en la remettant plusieurs fois de suite, l'oscillateur à quartz démarrera instantanément. Si ce n'est pas le cas on jouera sur la position du noyau de L_1 pour obtenir une oscillation stable, forte et en se plaçant légèrement AVANT le maximum afin de conserver une petite marge de sécurité, ce qui évitera le risque de décrochage. Ensuite on réglera l'étage doubleur en jouant sur le noyau de L_2 et au moyen de l'onde-

③



mètre on se placera au réglage correspondant au niveau maximum en sortie, et là exactement. Puis, on vérifiera que l'oscillateur variable fonctionne bien. Avec un grid-dip ou un ondemètre étalonné on jouera sur la capacité ajustable pour se placer (le CV étant à mi-course) sur 17,8 MHz (correspondant au milieu de la gamme). Ceci fait, on portera sur un papier la graduation du cadran du CV (3/12 pF) obtenue lors du fonctionnement sur 17,32 puis sur 18,32 MHz. Cela nous donnera avec précision les deux limites inférieure et supérieure de la gamme 144 à 146 MHz. Ces deux limites seront alors portées sur le cadran du VFO.

Ensuite, on placera un mesureur de champ ou un ondemètre en sortie et l'on accordera L₄ puis L₅ pour obtenir un niveau de sortie maximum, le CV d'étalement de bande (commande du V.F.O.) étant à MI-COURSE.

La mise au point de ce module est alors terminée.

B). LE MODULATEUR

Pour moduler efficacement en amplitude notre émetteur, il convient de disposer d'un ampli BF (ou modulateur) d'une bonne dizaine de watts. Pour ce faire, et pour allier le modernisme au peu d'emplacement dont nous disposons sur le châssis (environ 50 X 200 mm) nous avons choisi d'employer un circuit intégré pour le préamplificateur et le driver et de n'utiliser en composants traditionnels que l'étage de sortie en push-pull de puissance. Un circuit intégré SL 403 délivrant de 2,5 à 3 watts à partir d'un microphone piézo ou dynamique avec son transformateur d'impédance attaquera un étage de puissance équipé de deux 2N3055 montés sur radiateurs. Ce montage (fig. 4) est à la fois simple et efficace. En outre il utilise fort peu de composants. Le micro relié par une capacité de 0,1 µF, excite le potentiomètre de gain (% de modulation) qui est un potentiomètre log de 100 kΩ, dont l'extrémité va aux bornes 5 et 6 du circuit intégré (la borne 1 étant repérée par un point blanc).

Le curseur de ce potentiomètre s'en va exciter la borne 4 du SL 403 dont les bornes 1 et 3 vont à la masse, la borne 2 est découplée par un condensateur de 10 nF ; entre les bornes 8 et 10 une capacité chimique de 250 µF et c'est tout ! L'alimentation en 12 V est découplée par 500 µF et le signal de sortie se retrouve dans le primaire d'un transformateur driver excitant le push-pull. Les deux transistors de puissance 2N3055 seront donc montés sur un fort radiateur et la polarisation de leurs bases sera assurée par un potentiomètre bobiné de 5 kΩ permettant de régler avec précision le point de fonctionnement. A titre indicatif, il sera bon de placer le curseur du potentiomètre tout près de l'extrémité « masse » au début des essais. Un condensateur chimique de 10 µF mettra à la masse (en alternatif) le point milieu du transformateur driver. En ce qui concerne les impédances des transfos, le seul point critique est de disposer d'une impédance de l'ordre de 10 Ω pour le primaire du transfo driver, afin de charger correctement le circuit intégré. Les impédances de son secondaire à point milieu, puis du primaire et du secondaire du transformateur de modulation ne sont pas très critiques et seront fonction de ce que l'on peut trouver sur les étagères des revendeurs !

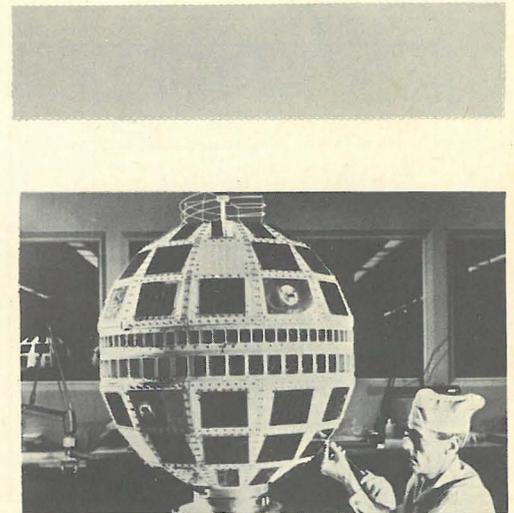
En pratique, il faudra un transfo de sortie capable de sortir une bonne dizaine de watts. Le secondaire de celui-ci sera inséré dans le circuit collecteur de l'étage final que nous avons vu le mois dernier. Sur la figure 1 de notre précédent article, il est facile de voir comment est inséré le secondaire de ce transformateur de modulation.

En ce qui concerne la mise au point, il sera bon de disposer d'un générateur BF qui excitera le modulateur à la place du microphone, et d'un haut-parleur ou d'une charge suffisante pour faire débiter à cet ampli toute sa puissance. Si l'on place un HP, il faudra charger, au moyen de résistances fixes destinées à absorber une grande partie de la puissance BF, le HP n'en utilisant qu'une petite partie ! si l'on peut brancher un oscilloscope en sortie (en parallèle avec le HP ou avec la charge) on verra la forme de la tension de sortie et le taux de distorsion de toute la chaîne BF. Il sera alors facile de retoucher aux réglages jusqu'à obtenir une forme correcte de la tension de sortie. A cet effet, nous montrons trois oscillogrammes obtenus lors des essais. En (1) le point de polarisation est légèrement décalé. En (2) il est encore plus décalé puisque le signal n'est transmis qu'à moitié, alors qu'en (3) le taux de distorsion est très réduit. On pourra alors supprimer le générateur les charges, et monter la platine modulateur sur le châssis de l'émetteur, le raccorder et essayer (sur antenne fictive non-rayonnante) la qualité et le taux de la modulation. Si le taux est trop faible, il sera facile de jouer sur la commande de gain placée sur la face avant en jouant sur le gain du circuit intégré.

Cet émetteur constituant une excellente base pour une station fixe nous verrons, dès le mois prochain, la réalisation d'un récepteur de trafic à bande étalée (bande 144 à 146 MHz) doté d'un dispositif d'étalement de fréquence (points d'étalement tous les 100 kHz) incorporé et permanent comme il est possible d'en trouver sur les équipements professionnels.

Nous verrons ensuite divers équipements de mesure qui trouveront leur place sur les étagères des stations de radio-amateur, et dont certains sont, du reste, obligatoires pour l'obtention de la licence de trafic radio.

P. DURANTON.



quel électronicien serez-vous ?

Fabrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radioreception - Radiodiffusion - 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 - Signalisation - Radio-Phares - Tours de Contrôle Radio-Guidage - Radio-Navigation - Radiogoniométrie - Câbles Hertzien - Faisceaux Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Téléphotographie - Piézo-Électricité - Photo Électricité - Thermo couples - Electroluminescence - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute Fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatismes - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculateurs et Ordinateurs) - Physique électronique et Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie et Electronique Médicale - Radio Météorologie - Radio Astronautique - Electronique et Défense Nationale - Electronique et Energie Atomique - Electronique et Conquête de l'Espace - Dessin Industriel en Electronique - Electronique et Administration : O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - P. et T. - C.N.E.T. - C.N.E.S. - C.N.R.S. - O.N.E.R.A. - C.E.A. - Métrologie Nationale - Euratom etc.

Vous ne pouvez le savoir à l'avance : le marché de l'emploi décidera. La seule chose certaine, c'est qu'il vous faut une large formation professionnelle afin de pouvoir accéder à n'importe laquelle des innombrables spécialisations de l'Electronique. Une formation INFRA qui ne vous laissera jamais au dépourvu : INFRA...

cours progressifs par correspondance RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

COURS POUR TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION	PROGRAMMES
ÉLÉMENTAIRE - MOYEN - SUPÉRIEUR Formation, Perfectionnement, Spécialisation. Préparation théorique aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur dépanneur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
TRAVAUX PRATIQUES (facultatifs) Sur matériel d'études professionnel ultra-moderne à transistors.	TECHNICIEN SUPÉRIEUR Radio Electronicien et T.V. Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur. Préparation théorique au B.P. et au B.T.S.
MÉTHODE PÉDAGOGIQUE INÉDITE « Radio - TV - Service » Technique soudure - Technique montage - câblage - construction - Technique vérification - essai - dépannage - alignement - mise au point. Nombreux montages à construire. Circuits imprimés. Plans de montage et schémas très détaillés. Stages FOURNITURE : Tous composants, outillage et appareils de mesure, trousse de base du Radio-Electronicien sur demande.	INGÉNIEUR Radio Electronicien et T.V. Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.
	COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

infra
INSTITUT FRANCE ÉLECTRONIQUE

24 RUE JEAN-MERMOZ - PARIS 8^e - Tél. 225 74 85
Métro : Saint-Louis - République et 1^{er} - République - Champs-Élysées

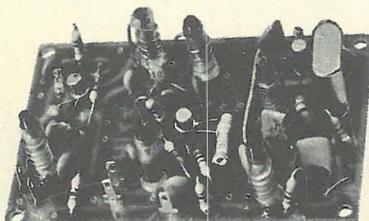
BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi). R.P. 131

Degré choisi : _____
NOM : _____
ADRESSE : _____



AUTRES SECTIONS D'ENSEIGNEMENT : Dessin Industriel, Aviation, Automobile
Enseignement privé à distance.

AVEC NOS MODULES MONTAGES FACILES



Décamétrique ou 144 MHz

- Convertisseur 144 MOSFET
- Préamplificateur 144 MOSFET
- Mélangeur 28-30/1600 à bobines imprimées
- MF 455
- Ampli BF 12 V, sans transfo
- Exciter 9 MHz (filtre XF9A pour émetteur seul, filtre XF9B pour récepteur ou transceiver)
- VFO 4,9/5,5 MHz, VU-6, décamétrique
- VFO 135/137, SH2, pour 144
- Filtres à quartz 9 MHz et 10,7 MHz

Documentation sur demande c/ 2 timbres
Nouveau catalogue de pièces détachées : 5 F

MICS-RADIO S.A. - F 9 A F
20 bis, avenue des Clairions
89-AUXERRE - Tél. : 86/52-38-51

CHARGEUR SUR SECTEUR

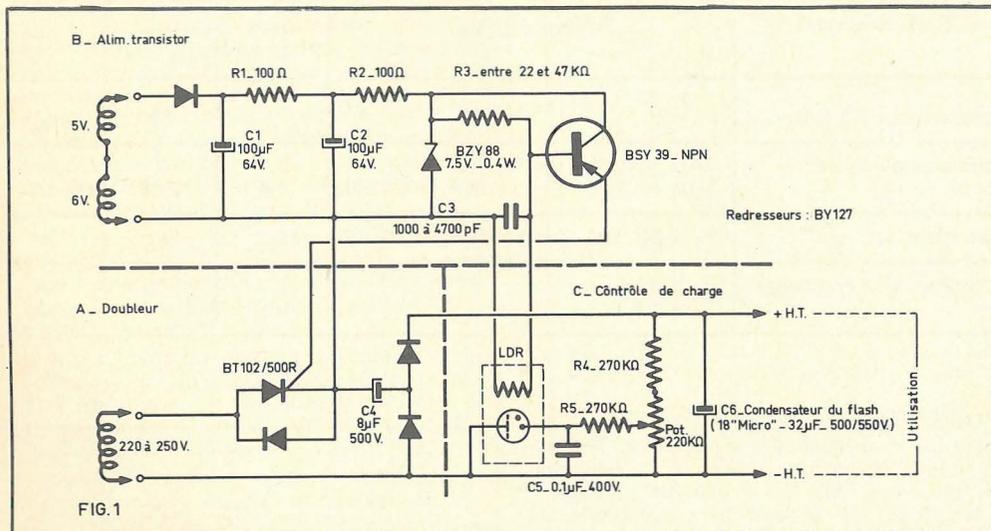
pour condensateur de flash électronique

à tension stabilisée et grande vitesse de charge

Comme l'indique le titre, cet appareil a été principalement conçu pour l'alimentation d'un flash. Cependant d'autres emplois sont possibles : on peut par exemple s'en servir comme source de haute tension ajustable de 250 à 500 V.

SCHEMA ET PRINCIPE DU STABILISATEUR

Dans l'un des fils d'alimentation d'un doubleur composé de deux redresseurs BY 127 et destiné à charger un condensateur de flash, est inséré un ensemble thyristor/redresseur. Ces éléments sont disposés tête-bêche, c'est-à-dire de manière à ce que leur sens de conduction soit opposé. C₄ a comme valeur 8 µF - 500 V. En le prenant plus important, 16 µF, par exemple, il accroîtrait la vitesse de charge, mais risquerait de faire chauffer le transformateur, malgré les temps de repos qui existent entre les charges.



La haute tension est fournie par le secondaire 220 à 250 V d'un transformateur pour poste radio à lampes. Celle d'alimentation du transistor est délivrée par les secondaires de chauffage 5 V et 6 V branchés en série.

Lorsque la tension souhaitée est atteinte aux bornes du condensateur d'utilisation, un éclateur à néon entre en action et impressionne une LDR (qui fait face dans une enceinte obscure). A ce moment, la résistance de cette cellule diminue : ceci permet de drainer le courant de base du transistor, dont le courant principal diminue. La gâchette du thyristor n'est plus suffisamment alimentée et le doubleur cesse de fonctionner. Il repart dès que la tension à l'utilisation (et par conséquent celle de l'éclateur) devient insuffisante pour ioniser le néon.

La stabilisation est donc pilotée par la seule tension d'excitation du néon (sans référence à sa tension d'extinc-

tion). De ce fait, l'oscillation de tension aux bornes du condensateur d'utilisation est faible. Elle dépend de la consommation de l'éclateur. Avec les valeurs citées sur le schéma, elle est difficilement lisible sur le Métrix 460.

SCHEMA :

A — Doubleur :

Sa seule particularité est le thyristor avec son redresseur en parallèle. Une seule alternance est commandée. Un C₄ plus important (de 16 µF par exemple) accroît la vitesse de charge, mais risque de faire chauffer le transfo, malgré les temps de repos qui existent entre les charges.

B — Alimentation du transistor :

La consommation de la gâchette du thyristor est d'environ 12 mA (type BT 102/500R). Le transistor devra donc laisser passer 15 mA environ et la zener « perdre » 10 à 15 mA : ainsi la commande du thyristor sera insensible aux variations du secteur de 15 à 20 %. R₁ et R₂ vaudront donc 100 Ω - 1 W. R₃ sera choisie pour le débit de 15 mA (47 K avec le BSY39 utilisé).

tance de la LDR jusqu'à quelques centaines de milliers d'ohms, c'est-à-dire de l'éclairer modérément. LDR et néon travaillent donc loin de leur limite, la sensibilité est meilleure, la marge de fonctionnement large et les variations de caractéristique des semi-conducteurs sans influence.

Avantage supplémentaire : le pont qui alimente le tube néon peut être beaucoup plus résistant et le curseur du potentiomètre risque d'autant moins de se détériorer.

C — Contrôle de charge :

L'éclateur à néon fonctionne vers 90 V. Son point de fonctionnement est réglé par Pot. qui est un ajustable dans le cas d'un flash (tension fixe) et un potentiomètre sur le montage pour laboratoire.

Le montage n'exige aucune autre mise au point que la détermination de R₃ qui doit permettre au transistor d'alimenter le thyristor avec une marge de 2 ou 3 mA.

La tension de la première charge est plus élevée de quelques volts que les suivantes. Il semble que le néon ou la LDR aient une certaine inertie au départ à froid. La seule parade trouvée est la mise en parallèle sur R₄ d'une résistance de 1 MΩ entre + HT et curseur de Pot. à l'aide d'un bouton, de façon à faire fonctionner le contrôle à plus basse tension à la mise en route. Le bouton est lâché après quelques secondes.

REALISATION PRATIQUE :

Elle dépend de la place disponible. On peut loger tout le montage sur une carte en bakélite perforée de 70 × 85, mais c'est un minimum (inconfortable).

Il y a intérêt à suivre la disposition du schéma théorique pour faciliter les éventuels dépannages.

Le néon utilisé est une « mignonne » débarrassée de son culot et de sa résistance. L'ampoule loge face à face avec une LDR dans un tronçon de tube en PVC pour canalisation électrique de 16 × 18,5 (11 à la jauge) de

C₁ et C₂ complètent le filtrage. Ils ont comme valeurs 100 µF - 64 V.

Le C₃ étale légèrement le temps de blocage du transistor dû à l'action de la LDR. Sa valeur n'est pas critique et se situe entre 1 000 et 4 700 pF.

On peut avantageusement remplacer le thyristor BT 102/500 P qui présente une assez forte dispersion (15 à 50 mA) par un BT 101/500 R dont tous les échantillons expérimentés ont déclenché à moins de 15 mA. Tel que l'appareil est décrit il faut, pour bloquer le thyristor, étrangler le débit du BSY39 et presque court-circuiter la base au « — » en diminuant considérablement la résistance de la LDR montée en pont avec une 22 kΩ. Pour cela, il convient d'éclairer la LDR fortement. On approche ainsi des limites de la photorésistance et de l'ampoule à néon. Pour éviter cet inconvénient, la LDR peut seulement alimenter la base du BSY39. Il suffit donc de faire baisser la résis-

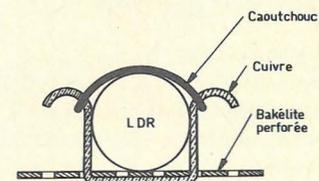


FIG. 2 - Fixation du tube contenant la LDR et le néon

40 mm de long. Le tube est fermé par deux tampons de caoutchouc noir genre joint pour robinet (Ø 16). Les fils de sortie sont serrés entre plastique et caoutchouc. Repérer le fil du néon qui va à la grille : c'est l'électrode à mettre au « — ».

Le tube sera fixé sur la carte perforée par un étrier en fil de cuivre de Ø 1 mm, et un élastique (fig. 2).

J. DEMOULIN.

NOUVELLES APPLICATIONS DES CIRCUITS LINÉAIRES ET MESURES EN BF

CHAÎNE SON-TV COMPLÈTE

UNE nouveauté intéressante vient d'être proposée par la SGS. Il s'agit du circuit intégré TBA631 qui réunit tous les éléments d'une chaîne Son-FM pour télévision standard CCIR.

Contrairement aux nombreux circuits intégrés linéaires parus jusqu'à présent, le TBA631 contient également la partie BF complète donc, aussi, l'étage final de puissance, donnant une puissance électrique modulée de 3 W au haut-parleur.

L'entrée doit être branchée à la source du signal à 5,5 MHz qui est généralement le détecteur MF vision ou le premier étage VF des téléviseurs noir et blanc ou couleur standard CCIR ou multistandards.

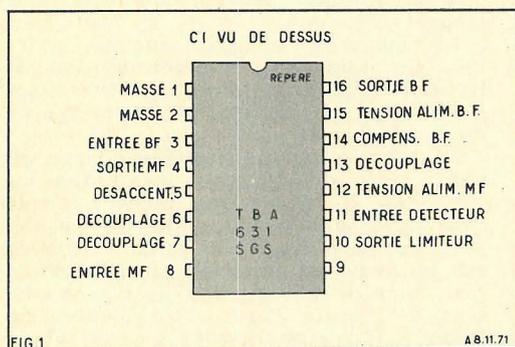


FIG.1

A8.11.71

Caractéristiques générales

Le CI type TBA631 se caractérise par une puissance maximum de 3 W avec une fenêtre de limitation étroite, un faible taux de distorsion, un taux élevé de rejection AM et plusieurs valeurs admissibles d'alimentation : en MF 6 à 18 V, en BF 12 à 27 V.

Les portes MF et BF sont indépendantes et doivent être connectées entre elles extérieurement au CI.

Voici d'abord, au tableau I, les caractéristiques maxima absolues :

Tableau I

Tension d'alimentation étage MF.....	18 V
Tension d'alimentation étage de puissance.....	27 V
Courant de sortie crête.....	1 A
Temp. de stockage.....	-55° C à 125° C
Temp. de jonction de fonctionnement à 125°C	
Dissipation de puissance à $T_A : 2 \leq 5^\circ C$	1,6 W
Dissipation de puissance à $T_C : 7 \leq 0^\circ C$	3,3 W
Temp. de fonctionnement.....	-10° C à 70° C
Résistance thermique J-A.....	63° C/W
Résistance thermique J-C.....	17° C/W

Indiquons que ce CI est présenté en boîtier rectangulaire à 16 points de terminaison comme le montre la figure 1. A la figure 2 on donne la dimension du boîtier SPLIT en plastique. Ces dimensions sont données en millimètres.

Voici, au tableau II, les caractéristiques électriques d'emploi de l'étage MF et au tableau III celles de l'étage de puissance BF.

Tableau II ($T_A = 25^\circ$, $V_{cc1} = 12 V$), sauf indication

Caractéristique	Cond. d'essais	Val. typiques	Unité
Consommation à vide		18	mA
Fenêtre de limite	$f_c = 5,5, MHz$ $f_c = 10,7 MHz$	100 230	μV μV
Tens. de sortie BF détectée	$V_{in} = 10 mV$ $f_c = 5,5 MHz$ $f_m = 1 kHz$ $\Delta f = \pm 25 kHz$	1 1	V V
Dist. harm. tot.	$V_{in} = 10 mV$ $f_c = 5,5, MHz$ $f_m = 1 kHz$ $\Delta f = \pm 0,25 kHz$	1,8 1,8	% %
Taux de rejection AM	$m = 30 \%$ $V_{in} = 10 mV$ $f = 5,5 MHz$ $\Delta f = \pm 25 kHz$	49	dB
Admitt. d'entrée (8)	$f_c = 5,5 MHz$ $f_c = 10,7 MHz$	0,4 0,5	mA/V mA/V
Impédance se sortie (4)	$f = 1 kHz$	100	Ω

Tableau III

Caractéristiques	Cond. d'essais	Typique		Unité
		$V_{cc2} : 18V$	$V_{cc2} : 24V$	
Consommation à vide	$P_o = 0$	9	12	mA
Puissance de sortie	THD = 10 % $f = 1 kHz$	1,8	3	W
	THD = 1 % $f = 1 kHz$ $A_v = 30 dBz$	1,4	2,25	W
Dist. harm. tot.	$P_o = 50 mW$ $f = 1 kHz$ $A_v = 30 dBz$	0,3	0,2	%
Consommation en charge	$P_o = 3 W$	—	200	mA
	$P_o = 1,5 W$	165	—	mA

Dans ces tableaux f_c = fréquence porteuse, f_m = fréquence à modulation, THD = distorsion harmonique totale, Δf = déviation de fréquence FM, A_v = gain de tension.

La partie MF et détectrice comprend un détecteur à coïncidence ne nécessitant pas de bobinage compliqué ni réglage délicat. Une simple bobine à accorder sur 5,5 MHz pour le maximum de son en HP suffit. Une autre bobine est disposée à l'entrée pour recevoir le signal à 5,5 MHz fourni par l'étage VF.

Circuit de mesure

La figure 3 donne le schéma du circuit de mesure. Ce montage qui est assez proche du montage pratique d'application que nous analyserons plus loin, laisse indépendantes les deux parties : MF + D et BF. On dispose ainsi d'une entrée et d'une sortie pour le signal MF et d'une entrée et d'une sortie pour le signal BF. Remarquons toutefois que la tension de sortie de la partie MF est une tension BF car elle est prélevée après détection du signal MF à 5,5 MHz.

Voici une analyse rapide du schéma de la figure 3.

Considérons d'abord la partie MF et par-

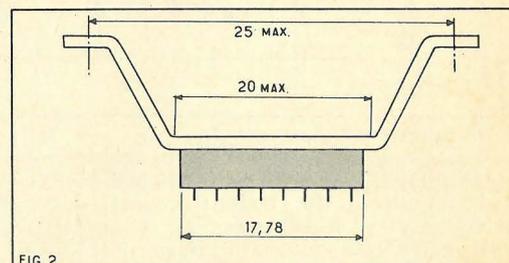


FIG.2

tons de l'entrée correspondante qui s'effectue au point de terminaison 8 par l'intermédiaire d'un condensateur de 50 nF. Cette entrée est shuntée par une résistance de 50 Ω afin de pouvoir brancher avec une bonne adaptation, la sortie d'un générateur HF dont l'impédance a la valeur standard de 50 Ω .

Le signal MF à 5,5 MHz est amplifié et détecté. Après amplification et détection on peut prélever le signal BF à la sortie qui s'effectue entre masse et le point 4 du CI.

On découple vers la masse, à l'aide de condensateurs de 0,1 μF , les points suivants : point 7 qui est une base de transistor, monté en base commune, point 6 :

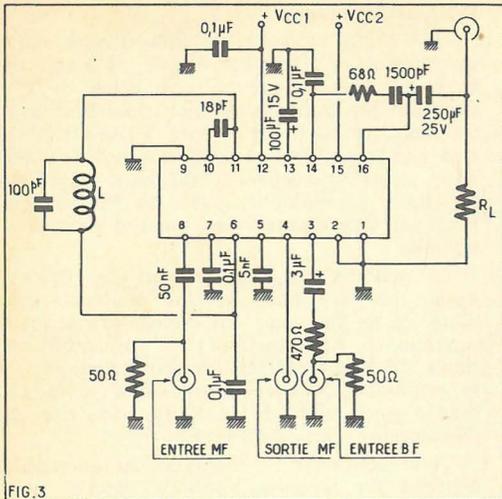


FIG. 3

trois autres bases, point 5 : un collecteur de transistor monté en collecteur commun. Le point 9 est à la masse qui est aussi le négatif de l'alimentation de la partie MF (ou FI) de ce CI :

Les points 10 et 11 sont réunis par un condensateur de 18 pF. Le point 1 est relié à la bobine de détection L accordée par un condensateur de 100 pF sur 5,5 MHz.

Le + alimentation est au point 12 découplé par 0,1 μF vers la masse. Remarquons que la tension du point 12 peut être plus basse que celle du point 15 qui est le + alimentation de la partie BF de ce CI.

Partie BF

L'entrée de la partie BF est au point 3 par l'intermédiaire d'un condensateur de 3 μF. Entre l'entrée BF et la masse, on a branché une résistance d'adaptation de 50 Ω pour les mesures à l'aide d'un générateur BF de même impédance. Les points 1 et 2 sont à la masse. La sortie, à brancher au haut-parleur, est au point 16 avec isolation en continu effectuée par un condensateur électrochimique de 250 μF - 25 V.

On a simulé la charge de R_L par une résistance dont la valeur dépend du mode de fonctionnement, 8 Ω ou 16 Ω. Remarquons encore, dans la partie BF, le découplage au point 13 (100 μF - 15 V).

Il y a aussi une boucle de contre-réaction réalisée entre la sortie point 16 et le point 14, constituée par le circuit composé des condensateurs de 1500 pF et 0,1 μF et la résistance de 68 Ω.

Pour la réalisation de la bobine L on tiendra compte des données suivantes : L = 55 spires fil de 0,2 mm de diamètre sur tube de 5 mm.

Le coefficient de surtension est $Q_o = 85$ à 5,5 MHz avec un condensateur d'accord C de 118 pF sans blindage.

Remarquons la capacité matérielle de 100 pF sur le schéma, l'appoint de 18 pF étant représenté par diverses capacités parasites et la contribution de la capacité de 18 pF montée entre les points 10 et 11.

En réalisant la bobine, on effectuera l'accord en réglant soit L par un noyau soit C si celui-ci est ajustable.

Résultats des mesures

On a pu effectuer des mesures séparées en MF et en BF. Le montage de mesures est en général classique avec un générateur (muni ou associé à un voltmètre et à un atténuateur) à l'entrée et d'un indicateur pour BF à la sortie.

Mesure 1. — Tension de sortie (BF) au

point 4 en fonction de la tension d'entrée HF.

La mesure donne les valeurs suivantes : pour 1 μV de HF, — 60 dB à la sortie ; pour 10 μV à l'entrée — 35 dB de BF à la sortie ; pour 100 μV, — 2 dB et pour 200 μV à l'entrée 0 dB. Le niveau maximum de sortie reste au même niveau lorsque la tension HF d'entrée passe de 200 μV à 100 000 μV (100 mV = 0,1 V) ce qui permet de constater que la limitation est excellente et qu'elle s'exerce à partir d'une tension HF de l'ordre de 100 à 200 μV.

Cette mesure a été effectuée avec $V_{cc1} = 12$ V, $f_c = 5,5$ MHz et $f_m = 1$ kHz, la déviation de fréquence FM étant $\Delta f = 25$ kHz. Le niveau de zéro décibel correspond au maximum de tension BF de sortie de la partie MF du CI.

Mesure 2 : puissance de sortie On a effectué cette mesure sur la partie BF du CI donc avec un générateur à l'entrée BF et un indicateur à la sortie BF. L'alimentation a été modifiée entre 12 V et 28 V. On a constaté que la puissance de sortie augmente avec la tension d'alimentation mais elle dépend aussi de l'impédance de sortie R_L . Avec $R_L = 8$ Ω la puissance est supérieure mais il ne faut pas dépasser dans ce cas 18 V d'alimentation ($P = 2,2$ W env.).

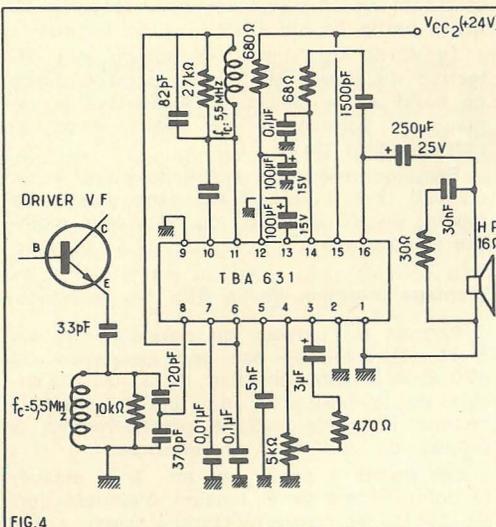


FIG. 4

Avec $R_L = 16$ Ω, la puissance P atteint 3,5 W à $V_{cc} = 27$ V et 3 W à $V_{cc} = 24$ V.

Toutes ces puissances correspondent, toutefois, à THD = 10 % et il ne faut pas les atteindre en emploi normal du téléviseur. Pour $R_L = 16$ Ω on obtient les puissances modulées à 10 % de distorsion suivantes : $V_{cc} = 12$ V, $P = 0,7$ W environ, $V_{cc} = 16$ V, $P = 1,3$ W environ, $V_{cc} = 20$ V, $P = 2,1$ W environ, $D = 24$ V, $P = 3$ W. Il s'agit de V_{cc2} .

Mesure 3 : Distorsion harmonique totale. Pour cette mesure, il faut brancher à la sortie BF un distorsiomètre et à l'entrée BF un générateur donnant des signaux BF avec très peu de distorsion, par exemple moins de 0,1 % à $f = 1000$ Hz.

La mesure a été effectuée à 1000 Hz avec $R_L = 16$ Ω, $V_{cc2} = 18$ V. On a mesuré la distorsion en fonction de la puissance de sortie en modifiant, évidemment, la tension BF appliquée à l'entrée BF. On a obtenu les résultats suivants :

$P = 0,5$ W, THD = 0,2 % environ ; $P = 1$ W, THD = 0,4 %, $P = 1,25$ W, THD = 0,7 % ; $P = 1,5$ W, THD = 1,4 % ; $P = 1,7$ W, THD = 5 %, $P = 1,7$ W, THD = 10 %.

Remarquons que les mêmes distorsions sont obtenues avec des puissances supé-

rieures lorsque $V_{cc2} = 24$ V. Dans ce cas, on a les résultats suivants : $P = 0,5$ W, THD = 0,2 % ; $P = 1$ W, THD = 0,25 % ; $P = 2$ W ; THD = 0,8 % ; $P = 2,25$ W, THD = 1 % ; $P = 2,5$ W, THD = 1,8 % ; $P = 3$ W, THD = 10 %.

Mesure 4. Courbe de réponse. Avec le générateur à l'entrée et l'indicateur à la sortie et en faisant varier la fréquence du signal on a obtenu les résultats suivants concernant le gain de tension, exprimé en décibels, le niveau zéro étant celui de la tension de sortie à 1000 Hz ; la courbe est linéaire entre 100 Hz et 3000 Hz. Il y a atténuation de 3 dB à 30 Hz et à 9000 Hz.

Mesure 5. Puissance de sortie en fonction de la tension d'entrée V_{in} de l'amplificateur BF. On a effectué la mesure avec le générateur accordé sur 1000 Hz et l'indicateur aux bornes de $R_L = 16$ Ω. On a obtenu les résultats suivants : $V_{in} = 60$ mV, $P = 0,25$ W, $V_{in} = 90$ mV, $P = 0,5$ W ; $V_{in} = 120$ mV, $P = 0,9$ W, $V_{in} = 160$ mV, $P = 1,6$ W ; $V_{in} = 200$ mV, $P = 2,5$ W, $V_{in} = 230$ mV, $P = 3$ W.

On peut, évidemment, effectuer cette mesure à d'autres fréquences, par exemple à 50 Hz et à 8000 Hz.

Mesure 6. Consommation de l'amplificateur BF en fonction de la puissance de sortie P.

Le montage de mesures nécessite un générateur accordé sur 1000 Hz à l'entrée dont le signal est modifié de façon à obtenir diverses valeurs de puissance de sortie, comme dans la mesure précédente.

Indiquons que la puissance de sortie P peut être déduite de la tension aux bornes de la résistance R_L . Ainsi si la tension aux bornes de R_L est V_o , la puissance de sortie est donnée par $V_o^2/16$, avec V_o en volts, P en watts et R_L en ohms.

La consommation de l'amplificateur peut être déterminée d'après le courant consommé par l'amplificateur. C'est le courant passant par le point V_{cc2} (point 15).

Pratiquement, un milliampèremètre de 0 à 250 mA (ou plus) sera inséré entre le point 15 du CI et le + alimentation. On a obtenu les résultats suivants : $P = 0,5$ W, $I = 84$ mA ; $P = 1$ W, $I = 120$ mA ; $P = 2$ W, $I = 172$ mA ; $P = 3$ W, $I = 200$ mA.

Mesure 7. Rendement. Le rendement est le rapport entre la puissance BF fournie par l'amplificateur et la puissance consommée. Exemple : $P_o = 3$ W, $P_c = 5$ W, donc le rendement est $3/5 = 0,6$. En pratique, on exprime par le pourcentage :

$$\eta = 100 P_o/P_c$$

On a effectué la même mesure que dans le cas précédent en prenant $V_{cc2} = 18$ V et $V_{cc2} = 24$ V. Le rendement est supérieur avec $V_{cc2} = 18$ V. Dans les deux cas $R_L = 16$ Ω.

Voici des résultats obtenus à $V_{cc} = 18$ V : $P_o = 0,5$ W ; $\eta = 30$ % ; $P_o = 1$ W, $\eta = 45$ % ; $P_o = 1,75$ W, $\eta = 60$ %.

Pour $V_{cc2} = 24$ V on a les résultats sui-

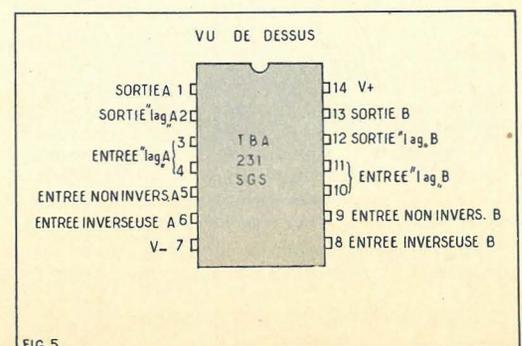


FIG. 5

vants : $P = 0,5 \text{ W}$, $\eta = 25 \%$; $P_o = 1 \text{ W}$, $\eta = 34 \%$; $P_o = 1,5 \text{ W}$, $\eta = 43 \%$; $P_o = 2 \text{ W}$, $\eta = 49 \%$; $P_o = 2,5 \text{ W}$, $\eta = 56 \%$, $P_o = 3 \text{ W}$, $\eta = 62,5 \%$.

Voici un exemple de calcul de η . On a obtenu une puissance de sortie de 3 W avec une consommation de 200 mA. Cette puissance a été calculée d'après la tension aux bornes de R_L . En effet sur R_L , on a mesuré $V_o = 6,88 \text{ V}$ donc $P_o = 6,88^2/16 = 48/16 = 3 \text{ W}$.

La puissance consommée est $I \cdot V_{CC2}$ donc, comme $V_{CC2} = 24 \text{ V}$ il vient $P_c = 24 \text{ I}$. Comme $I = 200 \text{ mA}$ on a $P_c = 4,8 \text{ W}$ ce qui correspond à $\eta = 100 \cdot 3/4,8 = 62,5 \%$.

Mesure 8. Puissance max. dissipable en fonction de T_A .

On a mesuré la puissance maximum dissipable avec dissipateur de chaleur infini. Dans ce cas $P_D = 3,4 \text{ W}$ depuis $T_A = 10^\circ \text{C}$ jusqu'à $T_A = +70^\circ \text{C}$.

Sans aucun dissipateur, $P_D = 1,6 \text{ W}$ depuis $T_A = -10^\circ \text{C}$ jusqu'à $T_A = 25^\circ \text{C}$. Ensuite P_D diminue linéairement pour atteindre $P_D = 0,85 \text{ W}$ pour $T_A = 70^\circ \text{C}$.

Montage pratique Partie MF.

La figure 4 donne le schéma pratique de montage du CI type TBA631 dans un appareil TV standard CCIR.

Partons de la source des signaux son - FM à 5,5 MHz qui est par exemple l'émetteur du premier transistor VF.

Remarquons que le montage du CI est isolé, au point de vue du continu car entre la sortie VF et l'entrée du montage MF son, il y a un condensateur de 33 pF de liaison.

Le signal à 5,5 MHz est sélectionné par le circuit LCR parallèle, accordé et amorti pour obtenir la bande passante requise.

On voit que la capacité d'accord se compose de deux capacités en parallèle 120 pF — 370 pF dont la résultante a pour valeur, en picofarads :

$$C = \frac{120 \cdot 375}{495} = 91,5 \text{ pF},$$

soit environ 100 pF en ajoutant à C, quelques picofarads représentant des capacités parasites.

De ce fait la valeur de L sera du même ordre que celle de la bobine de la figure 3 utilisée dans le montage de mesures. Il faudra la réaliser avec un noyau permettant de régler l'accord sur 5,5 MHz.

La résistance de 10 k Ω amortit le circuit accordé d'entrée. Si l'on ne tient compte que de cette résistance et d'une capacité d'accord de 100 pF, la largeur de bande du circuit d'entrée est :

$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{10^6}{6,28} \text{ Hz} = 159 \text{ kHz}$$

D'autre part, le circuit des deux condensateurs en série, effectuée une adaptation entre LC amortie par 10 k Ω et une résistance d'entrée qui, rapportée du côté de L, a la même valeur. Il en résulte que la largeur de bande du circuit d'entrée, chargée par l'entrée du CI, sera double de celle calculée plus haut, donc B = 318 kHz, valeur normale pour ce genre de montage.

Les caractéristiques de l'étage MF (voir tableau II) donnent d'ailleurs la valeur de l'admittance Y au point 8 du CI. On a $Y = 0,4 \text{ milliohm} = 0,4 \text{ mA/V}$. Cette admittance correspond à une impédance de $1/0,4 \text{ k}\Omega = 2,5 \text{ k}\Omega$. C'est à peu de chose près la valeur de la résistance d'entrée à 5,5 MHz.

Le rapport d'adaptation entre la résistance de 10 k Ω et celle de 2,5 k Ω est donc $10/2,5 = 4$.

D'autre part, l'adaptation effectuée avec les deux capacités en série donne un rapport

de $370/C = 370/91,5 = 4$ environ ce qui confirme ce que nous avons indiqué plus haut au sujet de la largeur de bande.

Grâce à l'adaptation correcte, le signal prélevé sur la sortie VF est transmis sans pertes importantes au CI, au point 8.

La sortie du détecteur destinée au bobinage est au point 11 où l'on trouve une deuxième bobine analogue à la précédente à accorder sur 5,5 MHz avec une capacité de l'ordre de 82 pF à laquelle il faudra ajouter des capacités parasites, soit en tout 100 pF ou un peu plus.

La largeur de bande de ce circuit est déterminée par la résistance de 27 k Ω sur laquelle se trouve en parallèle la résistance existant entre le point 11 du CI et la masse. Comme le point 11 est une base de transistor, cette résistance doit être faible et la bande du circuit assez large.

Quelle que soit sa valeur, la bande globale de la partie MF sera inférieure à 318 kHz et assez proche de celle-ci. Remarquons les diverses capacités extérieures associées au CI au point 7, 10 000 pF, au point 6, 0,1 μF , au point 5, 5 000 pF, entre les points 10 et 11 une capacité de 18 pF.

Le point 9 est à la masse et le point 12, découplé par un condensateur électrochimique de 100 μF — 25 V, reçoit la tension d'alimentation par l'intermédiaire de la résistance de 680 Ω , à partir du + alimentation de + 24 V qui est aussi le point 15 de la partie BF du CI.

La sortie du signal BF obtenu par détection du signal MF est au point 4. Entre ce point et la masse on a disposé le réglage de volume de son réalisé avec un potentiomètre de 5 k Ω .

Remarquons que la sortie du point 4 est de 100 Ω à 1 kHz. Il est donc permis de monter un VC de 5 k Ω ou de valeur moindre si nécessaire.

Montage pratique. Partie BF.

Partons du curseur du potentiomètre de 5 k Ω . Il est relié par une résistance de 470 Ω et un condensateur de 3 μF , à l'entrée de la partie BF qui est le point 3 comme il a été indiqué précédemment à propos du montage de mesures.

Les points 1 et 2 sont mis à la masse, le point 15 est le + tension d'alimentation de 24 V, la contre-réaction s'exerce entre les points 18 et 14 par la boucle composée de 1 500 pF — 68 Ω — 0,1 μF .

On parvient ainsi à la sortie qui s'effectue au point 16. Le haut-parleur de 16 Ω est branché entre la masse et le point 16 par l'intermédiaire d'un condensateur électrochimique de 200 μF - 25 V. Le HP est shunté par un circuit correcteur RC composé d'un condensateur de 30 000 pF et d'une résistance de 30 Ω .

En fonctionnement normal du téléviseur dans une pièce d'appartement, la puissance modulée sera de l'ordre de 1 à 2 W ce qui correspond à des distorsions de 0,4 à 0,7 % donc, avec une qualité excellente proche de la haute fidélité.

Variations du montage du TBA631.

Grâce à la séparation existant entre les deux parties du CI type TBA631, il est possible de modifier la liaison entre la sortie BF de la partie MF et l'entrée de la partie BF.

En effet, au lieu d'un VC ordinaire, il est possible de monter un circuit de VC à un circuit de tonalité réglant les graves et les aiguës d'une manière indépendante.

Un tel montage, toutefois, donne lieu à une atténuation importante qu'il faut compenser par une amplification équivalente obtenue d'un transistor.

La tension de sortie BF de la partie MF est de 10 mV et c'est sur cette valeur

que l'on compte pour l'entrée BF avec le VC au maximum.

Une autre variante est intéressante dans un téléviseur de qualité élevée, il s'agit de la possibilité de prévoir une prise de PU magnétique. Dans ce cas on pourra utiliser un montage à circuit intégré TBA231 fabriqué également par le SGS qui grâce à ses deux sections réalisera les deux fonctions suivantes : préamplificateur de PU magnétique et amplificateur de tonalité graves et aiguës.

Le schéma de branchement du CI est donné par la figure 5. Une analyse complète de ce montage est donnée dans notre ouvrage : Amplificateurs et préamplificateurs BF HI-FI stéréo à circuits intégrés à la page 106 (ouvrage en vente à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, Paris (10^e)).

Voici comment ce montage est adaptable à celui du récepteur son-TV décrit plus haut.

Le CI type TBA231 se compose de deux préamplificateurs identiques, l'un à points de terminaison 1, 3, 4, 5 et 6 et l'autre à points de terminaison 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 et 14, le point 2 n'étant pas utilisé dans le montage proposé précédemment.

Le préamplificateur à points 1, 3, 4, 5 et 6 est utilisé pour la tonalité. Son entrée se fait sur un potentiomètre de 50 k Ω qui, remarquons-le, est complètement isolé des CI par deux condensateurs.

On pourra, par conséquent, utiliser ce potentiomètre comme entrée des signaux à appliquer au point 5.

Ces signaux peuvent être les suivants :

1° ceux provenant de la sortie BF de la partie MF du téléviseur ;

2° ceux provenant d'une entrée BF du téléviseur qui pourra recevoir les signaux d'un PU piézo-électrique ou céramique ou d'une source quelconque que nous désignerons par source auxiliaire « AUX » ;

3° ceux provenant de la sortie de l'amplificateur-correcteur réalisé avec l'autre élément du CI type TBA231 conformément aux indications de la figure 5.

Le montage est donné par le schéma de la figure 6. On utilisera un commutateur (ou un système équivalent à poussoirs) effectuant les combinaisons suivantes :

Position 1, son TV : le point a curseur du VC de 5 k Ω est relié au point b entrée de la partie BF du TBA631.

Position 2, son TV avec tonalités graves et aiguës : point a relié au point d, entrée de l'élément de tonalité du TBA231 tandis que le point h est relié à l'entrée b de la partie BF du TBA631.

Position 3, PU piézo : point f relié au point d'entrée en circuit de tonalité ; point h relié à l'entrée point b de la BF du TBA631.

Position 4, AUX : point g relié au point d et point h relié au point b.

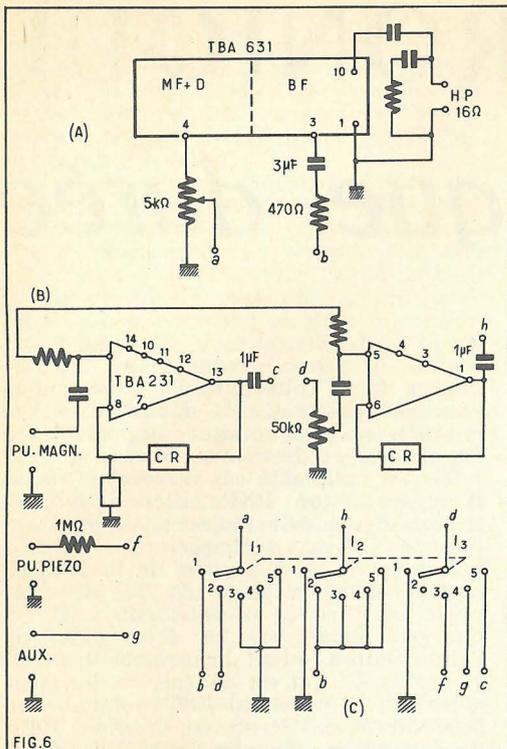
Le montage « AUX » est identique à celui du PU piézo sauf la résistance de 1 m Ω qui est supprimée. Celle-ci est nécessaire lorsqu'on branche un PU piézo qui est à haute impédance.

Position 5 : PU magnétique : point c, sortie de l'élément correcteur du TBA231 au point d entrée de l'élément de tonalité du même CI ; point h sortie de cet élément au point b entrée de la partie BF du TBA631.

Il faut aussi mettre à la masse le point a, sortie de la partie MF du TBA631 dans les positions où il n'est pas utilisé c'est-à-dire les positions 3, 4 et 5.

On a indiqué sur la figure 6 les connexions du commutateur $I_1 - I_2 - I_3$ à trois pôles et cinq positions.

Ce montage permet, si on le désire, le branchement permanent des sources de signaux BF : les PU et AUX.



L'entrée AUX permet le branchement de la sortie détectrice d'un radiorecepteur, d'un microphone et même, celle d'un tuner FM monophonique ou stéréo mais sans possibilité d'effectuer la stéréophonie. La stéréo peut toutefois être obtenue à l'aide de ce montage lorsqu'on lui adjoint un radiorecepteur AM - FM ou FM monophonique et un décodeur.

Dans ce cas la partie BF du TBA631 servira d'amplificateur BF du deuxième canal stéréo.

Ensemble TV et FM stéréo.

On dispose d'un radiorecepteur recevant la FM mais en monophonie. Dans ce cas, le récepteur (généralement un combiné AM et FM monophonique) est muni d'un seul amplificateur BF. De plus, il n'y a pas de décodeur et il faudrait s'en procurer un ou le réaliser soi-même avec des transistors ou avec un circuit intégré (voir notre ouvrage « Les tuners modernes à modulation de fréquence HI-FI stéréo », en vente à la Librairie parisienne de la radio).

Grâce au récepteur AM/FM on disposera de la source de signaux AM et de celle qui nous intéresse ici, de signaux FM. Ces signaux, au lieu d'être appliqués tels quels à la partie BF du récepteur AM/FM, devront être branchés à l'entrée du décodeur.

Les deux sorties du décodeur seront alors connectées, l'un à l'amplificateur BF du radiorecepteur et l'autre à l'entrée BF du téléviseur.

Il va de soi que les deux amplificateurs BF n'étant pas identiques, la stéréo ne sera pas conforme aux règles édictées par les spécialistes qui prescrivent deux amplificateurs identiques. Notre procédé fonctionne toutefois et peut être utilisé par ceux qui possèdent un récepteur radio AM/FM et un téléviseur, tous deux munis de son de bonne qualité.

Pour simplifier nous n'utiliserons pas les dispositifs de la figure 6 car pour bien faire, il en faudrait un également pour le canal du radiorecepteur.

Voici, à la figure 7, le récepteur AM/FM modifié pour obtenir une sortie détectrice et une entrée BF, points de branchement normalement reliés entre eux dans un récepteur. L'appareil de TV possède une entrée BF point b et une sortie détectrice point a comme indiqué également en (A) figure 7.

Remarquons que le montage stéréo pro-

posé ici peut s'appliquer à n'importe quel téléviseur sur lequel on a effectué la séparation entre la sortie du détecteur MF son et l'entrée de la BF.

Sur la figure 7 on a indiqué en (C) le décodeur avec l'entrée au point z et les deux sorties en u pour le canal 1 et en v pour le canal 2.

On peut choisir les canaux G ou D pour 1 et 2 ou pour 2 et 1 indifféremment.

Les combinaisons de commutation sont les suivantes :

Position 1 : montages normaux du radio-récepteur et du téléviseur donc :

point x relié au point y (radiorecepteur), point a relié au point b (téléviseur).

Position 2 : stéréophonie : point x sortie du détecteur FM radio au point z entrée du décodeur ; point u sortie du canal 1 du décodeur au point y entrée de l'amplificateur BF du radiorecepteur ; point v' curseur du potentiomètre P branché en position v, relié à l'entrée b de l'amplificateur BF du téléviseur.

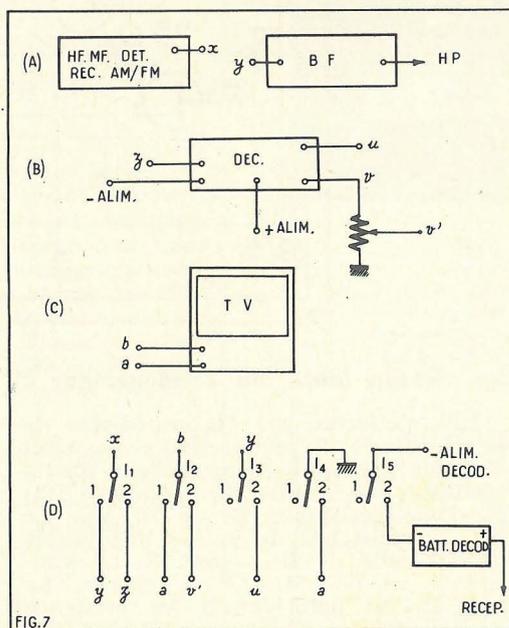
Dans cette position 2 il est bon de mettre à la masse le point a, sortie détecteur son TV.

Le commutateur est représenté en (D) figure 7. Il est à quatre pôles et deux positions.

Lorsque ce commutateur est en position 1, chaque récepteur reprend ses branchements normaux.

En position 2, le volume du canal 1 est réglé pour le VC de l'amplificateur BF du récepteur tandis que le volume du canal 1 est réglé par P. On n'a pas prévu de réglage d'équilibrage qui ne s'impose pas dans un montage où les deux canaux ne sont pas réalisés en un seul bloc.

Selon ses caractéristiques, le décodeur sera alimenté sur la tension requise que l'on obtiendra d'une pile. La consommation d'un décodeur est très réduite.



Un interrupteur sera disposé sur le décodeur pour couper l'alimentation en position 1. Comme on le montre sur la figure 7 (D), l'élément I₅ du commutateur peut effectuer la coupure de l'alimentation du décodeur en position 1.

Indiquons que le montage de la figure 6 nécessite une source d'alimentation de 12 à 15 V. Il consomme 15 mA environ pour une tension de 15 V.

Indiquons aussi que le TBA661 peut être également utilisé dans un tuner FM radio à 10,7 MHz en MF.

F. JUSTER.

PONTS REDRESSEURS

en silicium, enrobage plastique

CURSONS

78, Broad Street, CANTERBURY
Grande-Bretagne

Pour tous renseignements complémentaires en français, échantillons, caractéristiques détaillées et liste de prix, envoyez-nous votre papier à en-tête. Qualité garantie, livraison rapide, prix imbattables.

Thyristors, Semi-conducteurs, Redresseurs, Diodes
Tél. : Canterbury 65442

Quand vous écrivez
aux annonceurs,
recommandez-vous
de RADIO-PLANS



n'ayez peur de personne!

absolument GRATUIT

en 24 heures seulement

avec mes secrets de combat, vous rendrez inoffensif n'importe quel voyou ou blouson noir : vous le vainquerez même s'il est deux fois plus fort que vous.

Ma méthode est 10 fois plus efficace que le Karate et le Judo réunis! Pas besoin d'être grand, d'être fort ou musclé pour s'en servir!

Que vous soyez maigre ou gros, petit ou grand, que vous ayez 15 ou 50 ans, cela n'a aucune importance; de toutes les manières, je ferai de vous un arsenal de puissance en vous révélant ces stupéfiants secrets de combat. Pour les découvrir, il m'a fallu 20 ans de recherches et j'ai dépensé plus de 200.000 dollars. Comprenez-le une fois pour toutes : la vainqueur, ce n'est pas celui qui a des muscles, c'est celui qui sait comment il faut faire. Pour la première fois au monde, avec ma passionnante méthode, vous vous initierez aux tactiques qu'utilisaient les sectes religieuses japonaises et hindoues, les féroces Aztèques et la police nazie. Vous aurez la technique des agents du F.B.I. et celle de commandos célèbres tels que les « Marines » ou les Rangers. Vous verrez de suite et vous saurez comment un homme faible ou même une femme peut terrasser en un éclair une brute de 100 kilos ! En quelques jours, vous pourrez utiliser le Karate, la Savate, le Judo, la Boxe, les méthodes des polices secrètes et bien d'autres. Tout cela en 15 minutes par jour, chez vous, sans que les autres s'en doutent. Remplissez-vous de confiance en vous-même et devenez l'égal des plus redoutables combattants du monde. Les temps que nous vivons sont dangereux : partout des canailles guettent les faibles. Je vous offre des moyens formidables pour vous protéger vous-même et ceux que vous aimez; vous pourriez en avoir besoin un jour prochain ! Fini pour vous la peur et les « jambes de coton » si vous m'écrivez aujourd'hui même. C'est gratuit et sans engagement.

Envoyez aujourd'hui-même ce bon pour recevoir des secrets gratuits

Sedimonde (salle 1129)
49 avenue Otto Meute-Carlo

C'est d'accord ! Je désire connaître vos secrets qui me permettront de vaincre n'importe quel attaquant. Envoyez-moi, sans aucun engagement de ma part, votre brochure illustrée gratuite.

Mon nom _____ Prénom _____

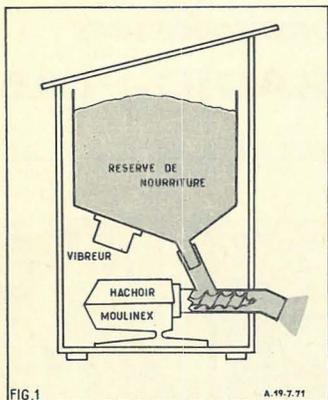
vue _____ n° _____

Ville _____ Dpt (ou pays) _____

MINUTERIE ÉLECTRONIQUE

à programme de longue durée

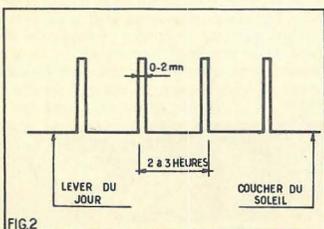
CETTE minuterie a été conçue pour assurer la marche automatique et sans surveillance du distributeur de nourriture d'un élevage de truites dans une propriété de campagne.



Le fonctionnement est le suivant : Une impulsion dont la durée est réglable de la seconde à cinq minutes est envoyée toutes les deux ou trois heures de la journée sur un relais de puissance qui met en marche le distributeur. Ce distributeur est simplement constitué (fig. 1) d'un hache-viande démuné de sa grille et de son couteau. La rotation de la vis sans fin permet un dosage très précis de la nourriture. Un vieux contacteur monté en vibreur, et fixé à la trémie qui contient la réserve de granulés, améliore la descente de ceux-ci.

Tout le dispositif est logé dans une petite hutte en ciment, ce qui le protège des intempéries et des rongeurs. Notons que l'ensemble pourrait être utilisé dans d'autres élevages (par exemple : volailles).

Si les dosages sont faits avec précision, il n'y a pas de gaspillage de nourriture et le rendement est excellent.



La minuterie :

- Elle répond aux exigences suivantes :
- Ne fonctionne que le jour.
- Donne, au gré de l'utilisateur, de une à six impulsions par jour.

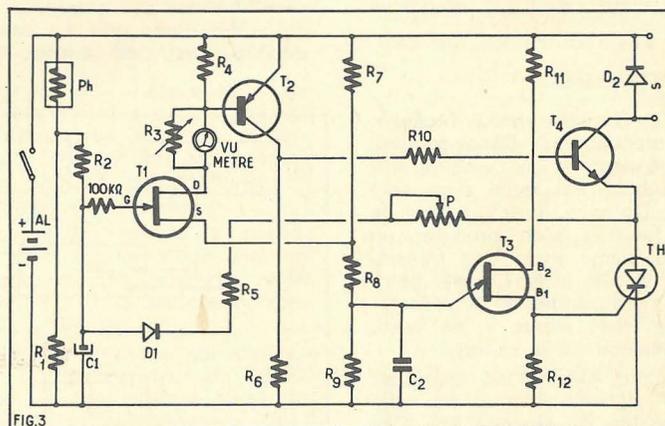
— La durée de ces impulsions est réglable avec précision de quelques secondes à cinq minutes (fig. 2).

- Aucune pièce en mouvement.
- Fonctionne pour toute tension stable comprise entre 10 et 18 volts.
- Affichage du temps écoulé depuis l'impulsion précédente.

Le schéma (fig. 3) :

Le principe consiste à charger à travers une grande résistance (R_2) un condensateur (C_1) de capacité élevée. Lorsque la tension à ses bornes atteint une certaine valeur, cela enclenche un thyristor (Th) qui commute aux bornes de C_1 une résistance de valeur beaucoup plus faible ($P + R_5 + D_1$). C_1 se décharge rapidement. En fin de décharge, le thyristor est désamorçé et le cycle recommence.

Examinons ces circuits plus en détail :



La charge lente du condensateur :

Elle s'effectue par l'intermédiaire de la résistance R_2 connectée à un pont diviseur constitué d'une cellule photo-résistante au sulfure de cadmium (Ph) et d'une résistance R_1 de 10 M Ω . Le jour la résistance de Ph est négligeable devant celle de R_1 ; donc R_2 est connectée au (+ AL). La nuit R_1 est petit devant la résistance de Ph , et C_1 se charge lentement.

La mesure de la tension à ses bornes :

Un FET canal N est utilisé (T_1). C_1 commande la porte (G) de ce FET. La source (S) est reliée à un pont diviseur $R_8 + R_9 - R_7$ qui lui confère un potentiel supérieur à 6 V (par rapport au pôle (- AL)). (Tension $V_s - V_g$ de cut-off du FET). Dans le circuit de drain est intercalé un vu-mètre (par exemple 0 - 300 μA ; 500 Ω) dont la déviation varie dans le même sens que la

charge de C_1 (puisqu'il n'y passe aucun courant lorsque C_1 est déchargé (T_1 au cut-off), et un courant important en fin de charge de C_1 ($V_{sg} \ll 6$ V)).

T_1 est alimenté à travers la base d'un transistor PNP silicium qui se trouve de ce fait toujours saturé, sauf lorsque C_1 est déchargé.

Voyons un peu le rôle de la 100 k Ω insérée dans la porte de T_1 . Si cette porte était reliée directement à C_1 , et que par maladresse les deux pôles de l'alimentation soient brusquement court-circuités, C_1 , qui est chargé, se décharge à travers la porte du FET polarisée en sens direct et détruit ce dernier. Mais, du fait de la présence de la 100 k Ω , le courant de décharge est limité et, par suite, non destructif.

Le détecteur de niveau :

C'est tout simplement un unijonction (T_3) dont l'émetteur est relié au point de connexion $R_8 - R_9$. Lorsque la tension de ce point atteint la tension

de pic de l'unijonction (du fait de l'augmentation du courant dans T_1), celui-ci se déclenche, et avec l'aide du petit condensateur C_2 produit une brève impulsion qui déclenche le thyristor Th .

La décharge de C_1 :

Th étant rendu conducteur, C_1 peut se décharger à travers P , R_5 et D_1 . (P) est le potentiomètre réglant le temps court qui correspond à l'utilisation, R_5 est une résistance de protection (fin de course de P), D_1 empêche la charge de C_1 à travers T_4 , lorsque le thyristor n'est pas « allumé ». D_1 doit être une diode à jonction au silicium à très faible courant inverse (1N914 par exemple).

Nous avons vu que T_2 était toujours saturé, sauf lorsque C_1 est déchargé. Il en est de même de T_4 . Ce qui a pour conséquence que, C_1 déchargé, Th cesse d'être alimenté, ce qui le bloque, et le cycle peut recommencer.

Utilisation :

La charge S est connectée entre le collecteur de T₄ et le pôle (+) de l'alimentation. La diode D₂ prévient les effets néfastes des surtensions provoquées par une charge inductive (relais, petit moteur, etc.).

Cette charge ne doit pas consommer un courant de plus de 100 mA (sinon, la commutation n'est plus aussi franche). Cependant, ce courant doit être supérieur à 1 mA pour maintenir le thyristor allumé pendant la décharge de C₁. Ce qui revient en gros à connecter à la sortie un appareil dont la résistance est comprise entre 10 kΩ et 100 Ω.

La solution la plus simple consiste à brancher un relais aux bornes de la sortie. Mais on pourrait aussi envoyer la sortie sur la gâchette d'un thyristor de puissance alimenté en alternatif et réaliser ainsi un ensemble entièrement statique. Quoi qu'il en soit, avec ce montage, on obtient une commutation très franche. On a rigoureusement 0 ou 1 à la sortie.

Construction :

Elle ne présente aucune difficulté particulière, si ce n'est l'encombrement du condensateur C₁. On peut faire la réalisation sur une plaquette de circuit imprimé 6 x 8 cm. Si on veut lui donner un aspect industriel on pourra tracer les circuits au tire-ligne avec une encre assez fluide, après avoir bien décapé le cuivre (avec un tampon « Scotch Brite » et du savon) ; on obtient alors des lignes très nettes.

Derniers conseils :

* Il importe de déterminer soi-même les valeurs des résistances R₈ et R₉,

car elles dépendent de l'échantillon d'unijonction choisi, le rapport (η) variant dans de grandes proportions.

$$\text{On a : } R_8 + R_9 \approx R_7$$

et

$$\frac{R_9}{R_8 + R_9} \times (V_{a1} - 2 \text{ volts}) = \eta \times V_{a1}$$

En prenant V_{a1} = 12 V, cela donne :

$$R_8 = R_7 \times (1 - 1,2 \cdot \eta)$$

$$R_9 = R_7 \times 1,2 \times \eta$$

Rappels que η est le rapport ohmique : $\frac{R_{EB1}}{R_{B1B2}}$

En pratique, on peut le mesurer en relevant la fraction de la tension B₁ B₂ nécessaire au déclenchement de l'émetteur.

* Calcul des durées de temporisations : elles varient dans de grandes proportions avec le choix de R₈ et R₉, cependant, un ordre de grandeur est donné par la valeur de la constante de temps R x C. Ainsi avec C₁ = 1000 μF pour avoir une temporisation de trois heures (charge) il faudra prendre R₂ de l'ordre de 10 MΩ.

Et pour une temporisation en décharge de l'ordre de deux minutes, il faudra prévoir P = 100 kΩ.

Attention ! P devra toujours être négligeable devant R₂, sinon C₁ ne pourra se décharger.

* La résistance R₃ sera ajustée de telle manière que la déviation totale du vu-mètre soit obtenue au moment où le thyristor s'allume.

* C₁ devra être choisi de bonne qualité. Un moyen de vérifier s'il est bon est de le charger à une tension

Valeur des éléments du montage :

R ₁ = 10 MΩ	R ₂ = 1 à 10 MΩ
R ₃ = 1 kΩ Aj.	R ₄ = 20 kΩ
R ₅ = 1 kΩ	R ₆ = 20 kΩ
R ₇ = 18 kΩ	R ₈ = 4,7 kΩ
R ₉ = 15 kΩ	R ₁₀ = 10 kΩ
R ₁₁ = 500 Ω	R ₁₂ = 100 Ω
C ₁ = 1000 μF	
C ₂ = 5 μF (ou autre)	
D ₁ = 1N914	
D ₂ = id. ou tout autre type	
T ₁ = EC302B (« Radio-Prim »)	
T ₂ = 2N2905 ou autre PNP Si	
T ₃ = 2N2646	
T ₄ = 2N2925 ou autre NPN Si	
Th = Thyristor 0,25 A	
	(« Radio-Prim »)
Ph = Cell. CdS	
	(chez « Radio-Relais »)

V₀, et de mesurer avec un bon voltmètre la tension V₁ qui subsiste au bout de 24 heures. On n'admet pas une résistance de fuite inférieure à vingt fois la valeur de R₂. Avec R₂ = 10 MΩ cela donne :

$$\frac{V_1}{V_0} > \exp \frac{-24 \times 3\,600}{2 \cdot 10^8 \times 10^3} = 0,65$$

soit

$$\frac{V_1}{V_0} > \text{à } 0,65$$

* Les transistors T₂ et T₄ pourront être respectivement des PNP et des NPN quelconques à condition d'être au silicium (T₄ étant cependant suffisant pour commuter 100 mA).

* Pour avoir une bonne alimentation stable et bon marché, on pourra utiliser un vieil accu 12 V que l'on recharge tous les six mois. J.-M. ORY.

VIENT DE PARAITRE :



GUIDE RADIO TÉLÉ

à l'usage des auditeurs et téléspectateurs

par B. FIGHIERA

Voici enfin le guide tant attendu par tous les téléspectateurs et auditeurs qui jusqu'à présent ne pouvaient trouver réunis dans un seul ouvrage tous les renseignements dont ils avaient besoin pour recevoir dans de bonnes conditions les émissions de leur choix. Le but de ce guide est de fournir aux usagers non seulement des conseils de réglage de leur récepteur, mais aussi de leur indiquer les caractéristiques des émetteurs recevables français, européens, et mondiaux.

Ce guide rendra également aux auditeurs, le goût de la réception des émissions très lointaines s'effectuant en ondes courtes. Ce livre intéresse aussi bien les auditeurs que tous les techniciens qui s'occupent de radio et de télévision.

Un ouvrage de 72 pages + 4 cartes des émetteurs format 115 x 210 - Prix : 9 F.

En vente à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - PARIS (10°)

Tél. : 878.09.94

C.C.P. 4949-29 PARIS

Pour le Bénélux :

SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES
127, avenue Dailly - Bruxelles 1030 C.C.P. 670.07
Tél. : 02/34.83.55 et 34.44.06 (Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

LE MONITEUR professionnel DE L'ÉLECTRICITÉ ET DE L'ÉLECTRONIQUE

sélectionne chaque mois

LES ANNONCES DES MARCHÉS PUBLICS ET PRIVÉS

COMPORTANT UN LOT "ÉLECTRICITÉ"

Ces « appels d'offres » permettent aux professionnels, constructeurs, grossistes, installateurs, de se procurer d'intéressants débouchés.

ABONNEMENT ANNUEL (11 NUMEROS) 50 F
SPECIMEN GRATUIT SUR SIMPLE DEMANDE

ADMINISTRATION - REDACTION
S.O.P.P.E.P. 2 à 12, rue de Bellevue, Paris-19° - Tél. 202-58-30

PUBLICITE
S.A.P. 43, rue de Dunkerque, Paris-10° - Tél. 285-04-46

JE JOINS 5 F PAR CHÈQUE, MANDAT OU TIMBRES
A ENVOYER A : LE MONITEUR (A.H. S.A.P.)
43, rue de Dunkerque - PARIS-10°

NOM : Profession :

Société :

Adresse :

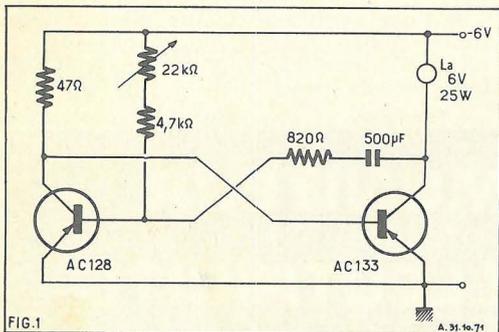
..... Tél.

COMMENT TROUVER LES TRANSISTORS DE REMPLACEMENT

METTRE la main sur un transistor de remplacement qui convient à un montage donné peut être quelquefois très difficile. La principale difficulté dans la recherche d'un type de remplacement vient du fait que le choix est vraiment trop vaste. Les différents types publiés dans les manuels atteignent des milliers. Au premier abord, cette abondance rend la tâche de la sélection fort déconcertante.

J'ai vu récemment une information américaine concernant une liste de transistors qui aurait été compilée en France, d'après laquelle il existerait plus de 35.000 types de transistors. Puisqu'on parlait déjà en 1963 de l'existence de 20.000 transistors « différents », l'information en question est certainement vraie. D'autre part, selon une information anglaise, de nouveaux types de transistors continuent à être introduits sur le marché mondial au taux phénoménal d'environ 1.000 par an.

Fig. 1. — Un circuit de clignotant



Aussi le problème de l'équivalence des différentes espèces de transistors apparaît-il particulièrement scabreux.

Cependant, la variété n'est pas aussi importante que laissent supposer les informations ci-dessus. Il est certain qu'il y a beaucoup plus de sigles que de types vraiment différents. Il peut arriver que trois ou quatre fabricants attribuent trois ou quatre numéros d'identification différents à ce qui est pratiquement un même transistor. Aussi, de nombreux spécialistes sont-ils d'avis que, s'il est vrai qu'actuellement il existe des milliers d'appellations différentes, il n'y a peut-être pas plus de 2-300 variétés franchement différentes.

Il reste à résoudre le problème : comment pourra-t-on, dans ces conditions, trouver par quoi remplacer un transistor spécifié dans un montage et qu'on n'arrive pas à se procurer ?

Ne pouvant guère espérer que chaque petit atelier finisse par s'équiper d'un ordinateur capable d'établir les équivalences des transistors, le technicien se voit obligé d'utiliser au mieux ce qu'il a. Les ressources dont il dispose sont de trois sortes : un tableau d'équivalences, un manuel de caractéristiques... et l'application raisonnée de ce qu'il sait déjà par le métier.

On a besoin de trouver des transistors de remplacement dans les deux cas sui-

vants : réalisation d'un montage décrit dans une revue technique, dépannage d'un appareil transistorisé. Nous allons examiner ces deux cas dans l'ordre.

PREMIER CAS

Réaliser un montage décrit dans une revue

Certaines réalisations artisanales dont on trouve la description dans les revues et dans les livres techniques étrangers mettent en œuvre des types de transistors apparemment bon marché et abondants sur le marché étranger, mais qui sont coûteux ou pratiquement introuvables chez la plupart des revendeurs français. Lorsque le technicien tient à réaliser un montage de ce genre, il lui faut deux éléments que nous avons mentionnés plus haut : un bon tableau de transistors équivalents et un manuel de caractéristiques.

Dans cette documentation, on trouve d'ordinaire des types qui sont des équivalences directes et d'autres qui sont des équivalences approchées. Lorsqu'on a la preuve que deux transistors sont vraiment identiques dans toutes leurs caractéristiques, ils peuvent naturellement être interchangeables purement et simplement. C'est un fait que, dans les circuits non critiques, il peut y avoir, au sens vrai du mot, des centaines de transistors différents qui peuvent être utilisés avec un succès presque égal.

Par exemple, dans le circuit de clignotant représenté en figure 1, on voit le transistor AC128. Pour celui-ci on trouve les équivalences suivantes : AC127, AC132, AC128-01, GE-2, SK3004, EGG100, EP254, DS-26, TR05. Quant au transistor AD133, on trouve les équivalents : AD134, AD135, AD140.

Ou, un autre exemple : le circuit de sirène électrique (Radio Bulletin) de la figure 2. Pour le transistor AC125, on trouve les équivalents ci-après : 2SB324, AC132, GE-2, SK3004, EGG100, HEP254, DS-56, TR-06.

Il peut être difficile de détecter une

différence quelconque dans les performances du montage à la suite du remplacement d'un transistor par un autre apparemment tout à fait différent. Dans la plupart des cas — sauf si on leur demande des performances exceptionnelles en fréquence ou en dissipation — tous les transistors courants sont presque interchangeables sans risque de détérioration.

Les différences entre transistors, à performances voisines, sont beaucoup plus faibles qu'on ne le croit. Certains circuits fonctionneront avec presque n'importe quel transistor ayant la polarité appropriée (PNP ou NPN).

Cependant, d'autres circuits peuvent être beaucoup plus exigeants et l'utilisation d'un type incorrect peut avoir pour conséquences imprévisibles depuis des résultats médiocres jusqu'à la destruction du transistor lui-même ou la détérioration des composants associés. Il est bien évident que l'on ne peut remplacer un modèle haute fréquence de forte puissance par le modèle basse fréquence tout venant.

D'autre part, ce qu'on appelle « équivalent » est prévu seulement pour le remplacement, le service de la maintenance et non pas pour la construction d'un équipement industriel nouveau.

Lorsque les transistors sont seulement des équivalences approchées, on doit considérer avec soin tous les facteurs impliqués pour voir si la substitution est réellement faisable ou non. Dans certains cas, il peut être nécessaire de modifier les connexions ou d'adapter les caractéristiques électriques à l'application envisagée.

Il suffira d'examiner le fonctionnement du transistor dans le montage, d'apprécier la fréquence de coupure minimale et la dissipation de collecteur qu'il doit avoir pour fonctionner en toute sécurité. En possession de tous ces renseignements, la consultation d'un manuel de caractéristiques permet de trouver le nombre de transistors qui répondent à ces conditions.

Quant aux « petits montages » décrits dans les revues et dans les livres techniques français, il est rare qu'on ait à

Fig. 2. — Un dispositif de sirène électrique

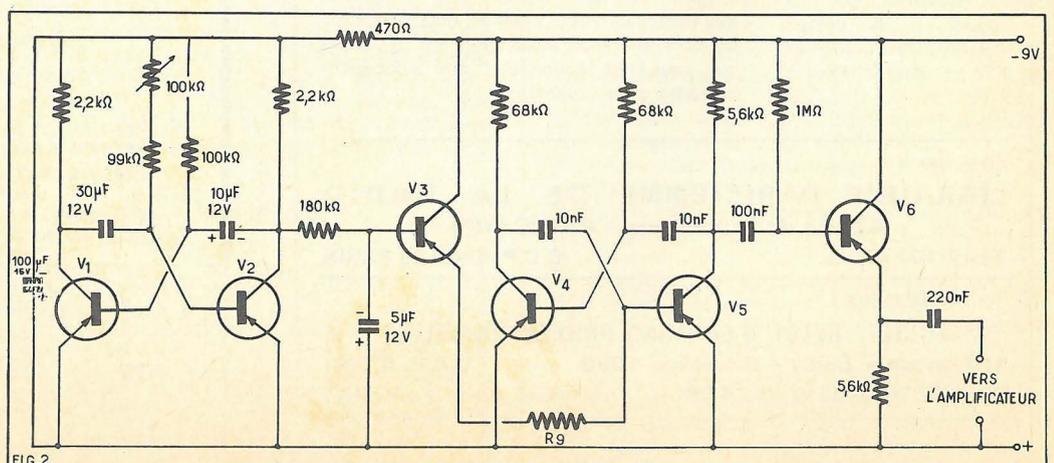
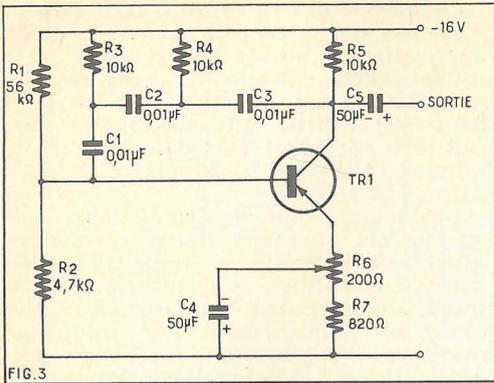


Fig. 3. — Le schéma d'un oscillateur à déphasage simple



abandonner un projet faute de disposer d'un transistor convenant. Pour les circuits dans lesquels le choix exact du transistor n'est pas indûment critique, on peut recourir aux transistors « tout usage ». En d'autres termes, à moins que le circuit en question soit exceptionnellement critique ou hautement spécialisé, il est plus que probable de pouvoir le faire fonctionner avec les transistors les plus répandus et faciles à acquérir, dans la gamme fabriquée par les constructeurs français.

Voici encore deux exemples. Dans le circuit de l'oscillateur à déphasage, figure 3, on trouve le transistor OC 75. Les équivalences sont les suivantes : AG 156, ASY 76, AG 126, OC 72, 2 SB178A, GE - 2, SK 3003, ECG 102, HEP 254, DS - 26, TR - 14, AA 1, AT 30 H, TR - 53.

La figure 4 A représente un générateur BF à résistance-condensateur, de 15 Hz à 15 kHz. Par le graphique de la figure 4 B (Funk-Technik) on peut déterminer les valeurs des éléments. Si le générateur RC doit produire une fréquence $f = 700$ Hz, on trouve $C = C1 = C2 = C3 = 20$ nF.

Pour le transistor BC 107 B (BC 107 C), on trouve les équivalences approchées : 2N 2959, 2N 3116, 2N 4953, SK 3020, HEP 55, TR - 24.

En outre, il y a des modèles périmés, mais parfaitement utilisables dans les montages. Ce sont ceux dont les constructeurs ont abandonné la fabrication pour les remplacer par une version moderne améliorée.

Les personnes ignorant des possibilités de remplacement risquent de perdre du temps et de l'argent à trouver sur un type de transistor particulièrement difficile à trouver, et ce simplement parce que l'auteur, tout en spécifiant le type particulier, n'a pas signalé assez clairement qu'il y a des centaines d'autres éléments pouvant également convenir.

Les constructeurs-amateurs désireux d'essayer une grande variété de projets simples et non critiques peuvent économiser un temps appréciable en employant des types à tous usages, qui peuvent être utilisés plusieurs fois dans différents circuits. Dans ce cas, il est recommandé d'utiliser un support de transistor au lieu de souder l'élément dans le circuit. Le chauffage répété peut abrégier la vie du semi-conducteur.

DEUXIEME CAS

Dépanner un appareil transistorisé

Contrairement à certaines croyances à propos de l'immortalité des transistors, ils causent probablement presque autant de pannes que leurs prédécesseurs, les tubes. Même en admettant un faible « taux de mortalité », certains transistors doivent quand même être

remplacés un jour. Comme nous le savons tous, chaque fois qu'on ouvre un appareil nouveau, on trouve un nouveau jeu de transistors. Les constructeurs utilisant les mêmes transistors dans les différents modèles ne sont pas très nombreux. Quant à ce qu'on va trouver dans un équipement importé, cela relève de la devinette.

Aussi longtemps que le numéro d'identification est disponible, le remplacement du transistor ne présente pas de gros problèmes quoiqu'il arrive encore trop fréquemment que l'acquisition du remplaçant entraîne un retard considérable. Mais c'est encore un cas relativement favorable.

Fig. 4a. — Un générateur BF à résistance-capacité

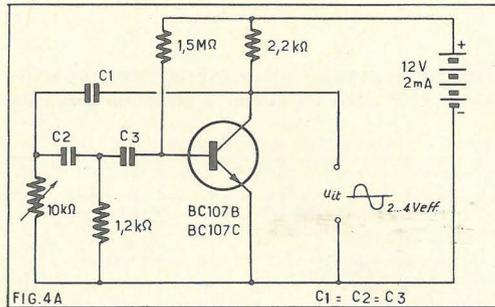
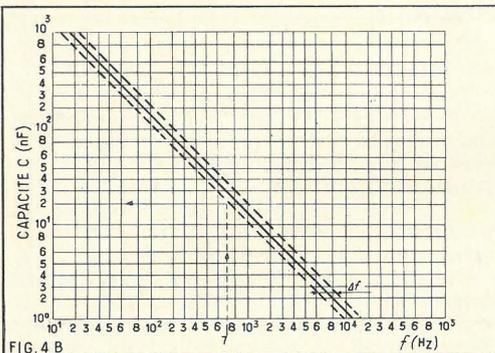


Fig. 4b. — Graphique pour le calcul des condensateurs du circuit de la figure précédente



Méthode applicable au cas le moins favorable

On a déjà vu comment procéder dans un cas favorable. Il reste à voir le cas lorsqu'on n'a absolument rien. Or, même lorsqu'on part de « table rase », il est possible de trouver le transistor dont on a besoin et de faire de nouveau fonctionner un appareil en panne. Voici une méthode à l'aide de laquelle tout technicien moyen peut se tirer d'affaire. C'est-à-dire qu'elle lui permet, en effectuant seulement quelques vérifications simples et en utilisant un manuel de caractéristiques, de choisir et de monter un transistor de substitution apte à réparer la panne.

Avant d'appliquer le « système D » de l'électronicien, commençons par énoncer les pires conditions possibles : on a en main un petit récepteur radio, téléviseur ou appareil électro-acoustique et il ne porte ni nom ni repère ni sigle ni rien qui donnerait quelque base pour démarrer. Par tâtonnement et par les essais faits avec un vérificateur de transistor, on a pu découvrir que l'un des transistors est mauvais. S'il porte un numéro, celui-ci est sans signification parce qu'il ne figure pas sur la liste des équivalents.

Les questions — Quelle est la marche à suivre dans ce cas ? Avant tout, il faut trouver des renseignements. Et pour les recueillir commençons par établir un petit brouillon comportant la liste des questions ci-après :

- 1) Tension maximale ?
- 2) Type (NPN ou PNP) ?
- 3) Fonction du transistor (radio-fréquence, moyenne fréquence, fréquence sonore, etc.) ?
- 4) Modèle du boîtier (s'applique seulement aux transistors de puissance et aux transistors utilisés dans les étages de balayage de télévision) ?
- 5) Germanium au silicium ?
- 6) Caractéristiques de puissance ?

Ces questions ayant été notées, comment obtenir les réponses ? Nous verrons que ce n'est pas très difficile. Mais auparavant voyons ce que signifient ces questions.

Explication des questions — La première est importante quoiqu'elle ne le soit plus autant qu'au début de l'apparition des transistors. Nous devons connaître la tension maximale qui sera appliquée à ce transistor de façon à pouvoir choisir un remplaçant capable de supporter les conditions de fonctionnement. La réponse à la seconde question est évidente : il nous faut des éléments du même type sinon il ne fonctionnera pas très bien !

La troisième question est surtout importante dans les circuits accordés : radio-fréquence, fréquence intermédiaire et tuner. Quant aux transistors de basse fréquence, ils ont tous des fréquences de coupure élevées bien au-dessus de celles dont on a besoin.

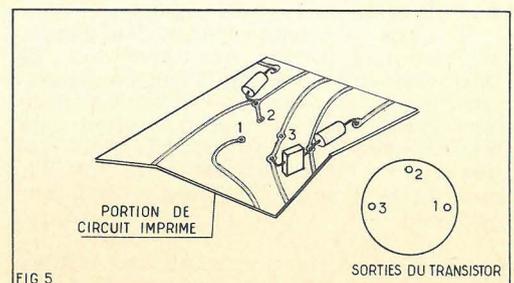
La question germanium ou silicium est importante à cause de la différence de la polarisation de cutoff ; c'est 0,2 V pour les transistors à germanium et 0,6 V pour les transistors à silicium. Beaucoup de distorsions, perturbations, etc., peuvent être dues à l'emploi d'un type erroné de semi-conducteur. Mais, chose étrange, le remplacement réussit assez bien dans certains circuits ! Cependant, pour les meilleurs résultats, on doit s'assurer d'avoir le type correct.

En ce qui concerne la caractéristique de puissance, cette question s'applique seulement aux transistors de puissance comme ceux qui sont utilisés dans les étages de sortie BF et de balayage vertical et horizontal des téléviseurs.

Ces étages travaillent avec une puissance considérable et le remplaçant doit avoir un facteur de sécurité assez grand pour satisfaire aux exigences à venir.

Nous allons maintenant passer en revue les moyens pour obtenir les renseignements sur le transistor inconnu responsable de la panne d'un appareil.

Fig. 5. — Croquis de la plaquette de circuit imprimé et du dessous du transistor. Les numéros indiquent les électrodes et les fils de liaison correspondants



La tension maximale

Nous vérifions la tension. Si l'appareil est alimenté par pile, tout est au mieux. Il faut examiner la pile. Ceci donnera tout de suite la tension maximale : la noter.

Si l'appareil a une alimentation secteur, enlever l'ancien transistor (bien entendu avec les précautions usuelles), brancher l'appareil et relever la tension continue sur les trois points vides ; ou mesurer la tension maximale délivrée par l'alimentation continue. Cette dernière peut être d'ordinaire identifiée aisément en se reportant au transformateur d'alimentation ou aux redresseurs ou — c'est peut-être le mieux — aux gros condensateurs de filtrage. On peut obtenir une idée approchée en relevant la tension maximale aux bornes des condensateurs de filtrage. Noter cette donnée également.

Une précaution à prendre : dans certains circuits de téléviseur, on trouve quelquefois des transistors alimentés à travers des résistances très grandes ou des circuits de diviseur de tension. Si le transistor est complètement ouvert ou s'il est enlevé du circuit, les tensions peuvent être élevées étant donné le fonctionnement sans charge et le fait qu'il n'y a pas de courant de transistor. De toute façon, si on utilise la valeur plus élevée de tension, on sera certainement davantage du côté de la sécurité.

Quel type : PNP ou NPN ?

Avec de la chance, on peut trouver éventuellement un autre transistor portant le même numéro. Le vérifier. Le vérificateur de transistor donne une indication relative à la condition « d'être branché dans un circuit ». Si le fonctionnement est normal, enlever l'ancien transistor. Mais d'abord, réaliser un croquis approché de la plaquette de circuit imprimé et du dessous du transistor. La figure 5 montre un exemple de ce procédé.

Puisqu'on ne sait pas encore quelles électrodes correspondent aux sorties du circuit, dessiner le transistor avec le dessous vers le haut et numéroter les sorties 1, 2, 3. Si une jonction du transistor détérioré continue à fonctionner, cela permet de découvrir son type.

Si on arrive à identifier une sortie du transistor, cela aide beaucoup. Dans ce but, on procède comme suit : en mettant sous tension, avec le transistor enlevé du circuit imprimé, on trouve normalement la tension la plus élevée sur la sortie collecteur. La plupart des circuits amplificateurs sont des montages en émetteur commun ; le collecteur aura la tension la plus élevée et l'émetteur retournera à la masse ou à la ligne commune à travers une résistance d'une faible valeur, quelques centaines d'ohms. Si on réussit à identifier ces deux électrodes, le problème est résolu puisqu'il ne reste que la base.

Dans le circuit à émetteur commun, le collecteur est toujours polarisé en sens inverse. Ainsi le collecteur d'un PNP aura une tension négative élevée, un NPN une tension positive élevée. Si le transistor est retiré, l'électrode émetteur aura une tension nulle. La base peut comporter un réseau diviseur de tension servant à appliquer la polarisation, mais dans ce cas, cette tension sera de beaucoup inférieure à celle du collecteur.

Ce qui vient d'être dit s'applique surtout aux transistors pour signaux faibles tels que les transistors de radio fré-

quence, moyenne fréquence et de pré-amplificateur BF.

Dans les étages de puissance, tels que l'étage de sortie BF ou certains étages drivers, on peut trouver le collecteur relié à la masse par un enroulement de transformateur ; alors la tension la plus élevée est appliquée (en polarisation inverse) à l'émetteur. Cette sorte de circuit est d'ordinaire tout à fait évidente ; on peut même éventuellement voir les sorties qui vont au transformateur BF.

Les figures 6 et 7 indiquent des exemples de ces deux circuits.

Comme on peut le voir dans le circuit de l'étage de fréquence intermédiaire (fig. 6), si le transformateur était enlevé, on mesurerait une tension de -11 à -12 V sur l'électrode du collecteur, -1,4 V sur la base et 0 V sur l'émetteur.

Fig. 6. — Amplificateur MF utilisant un transistor PNP dans un circuit à émetteur commun

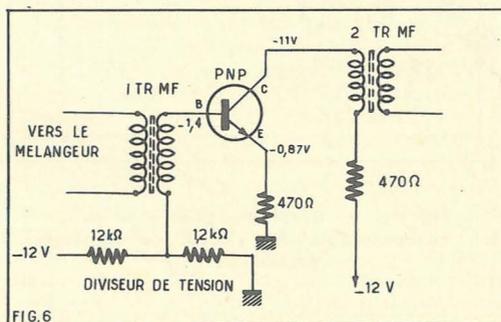


FIG. 6

Dans le circuit driver BF (fig. 7), on peut mesurer 0 V sur le collecteur puisque celui-ci est relié à la masse à travers le primaire de faible résistance d'un transformateur, puis la totalité des + 12 sur l'électrode de l'émetteur et probablement lire toute la tension d'alimentation sur la base.

Dans le cas d'un transistor de fréquence intermédiaire, la polarité négative sur le collecteur indiquerait que c'est un transistor PNP. Dans le circuit driver BF, l'élément relié à la masse à travers un enroulement de transformateur est presque certainement le collecteur puisque ce circuit est utilisé très fréquemment. Le signal est prélevé sur l'émetteur seulement dans les émetteurs suiveurs et ce, d'ordinaire, par l'intermédiaire d'un condensateur.

La polarité positive sur l'émetteur et sur la base indique qu'il s'agit d'un transistor NPN. La polarisation du collecteur est « plus négative » que l'émetteur.

Fig. 7. — Etage driver BF équipé d'un transistor NPN dans un montage à émetteur commun, bien que le collecteur soit relié à la masse à travers l'enroulement primaire d'un transformateur

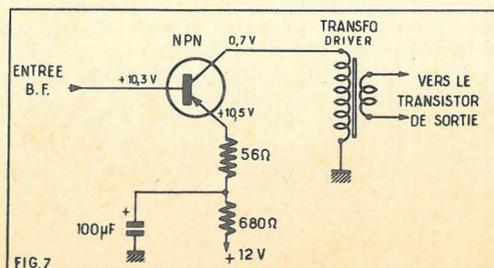


FIG. 7

La fonction du transistor inconnu

Comme toutes les méthodes, celle-ci n'est pas sûre à cent pour cent ou d'une application « universelle ».

Cependant, elle donnera un résultat dans la plupart des cas. Tout ce qu'il faut, c'est vérifier soigneusement le circuit puis appliquer la logique aux observations. C'est plus facile que cela n'en a l'air.

Néanmoins, une ou deux choses sont quelquefois immédiatement évidentes. Ainsi, si l'on trouve un transistor placé entre deux boîtiers de transformateur de fréquence moyenne, on peut dire que c'est un amplificateur de fréquence moyenne. D'autres fois, on n'a qu'à suivre la trace des composants. Par exemple, si on voit un condensateur de bonne taille relié depuis le curseur du contrôle de volume directement à l'une des électrodes d'un transistor, on peut supposer et tomber juste que c'est un transistor BF et que le condensateur est relié à sa base.

Effectuer d'autres vérifications semblables simples qui viennent à l'esprit. Il y en a un grand nombre. Par exemple mettre l'appareil sous tension et vérifier toutes les trois électrodes avec un oscilloscope. Observer quelle espèce de signal apparaît sur l'écran. Lorsque le transistor étant retiré du circuit, on trouve des signaux sur une électrode seulement, les chances sont très élevées que celle-ci soit la base. Même les oscilloscopes à bande étroite de fabrication ancienne indiqueront la différence entre les signaux BF, radio-fréquence, signaux de synchronisation ou de vidéo. Dès qu'on peut identifier cette connexion de base, la vérification par ohmmètre donne d'ordinaire les autres électrodes et le contrôleur, les valeurs des tensions. En d'autres termes, ayant repéré la base, il n'y a que deux électrodes qui restent : celle de la plaquette ayant la tension la plus élevée sera probablement le collecteur.

Une autre question importante : cet étage est-il un émetteur commun, avec la tension la plus élevée sur le collecteur, ou un émetteur commun avec collecteur à la masse, avec la tension la plus élevée sur l'émetteur ?

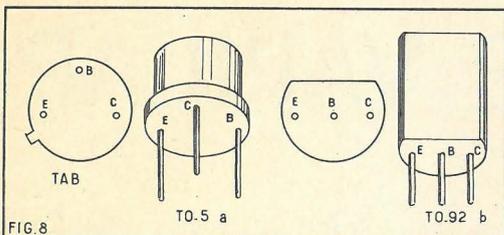
Pour les identifier, vérifier l'élément de transfert des signaux : l'enroulement du transformateur ou le condensateur de couplage. Si le collecteur est relié à la masse à travers un enroulement de transformateur ou à travers une résistance avec un condensateur de couplage relié directement au collecteur, c'est alors un circuit de collecteur à la masse. La tension la plus élevée sera donc à l'émetteur. A confirmer : il y aura un condensateur de découplage sur l'émetteur, d'un modèle assez grand, relié directement de l'émetteur à la masse.

Le modèle du boîtier

Il y a deux types importants de boîtiers pour les transistors à faibles signaux : l'un est le boîtier TO-5 (rond métallique) lequel a trois sorties comme sur la figure 8a. La majorité de ces transistors semble maintenant utiliser un dessous « E-B-C », en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre à partir du petit ergot de repère. Quelques transistors utiliseront un dessous « E-C-B ».

Les très petits transistors montés dans des boîtiers epoxy (avec un côté plat) de modèle TO-92 utilisent surtout le dessous « E-B-C » comme sur la fi-

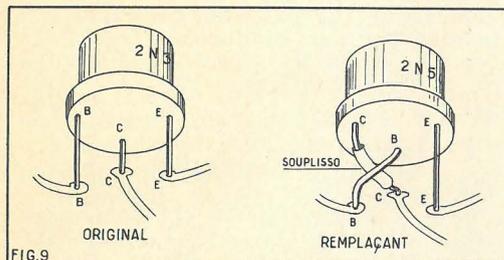
Fig. 8. — Les transistors pour signaux faibles ont souvent les boîtiers TO-5 ou TO-92 ; noter la disposition des électrodes



gure 8 b. La plupart de ces transistors portent des lettres marquées sur le boîtier, mais elles sont petites.

Les brochages des transistors sont indiqués dans les manuels de caractéristiques.

Fig. 9. — Lorsque le transistor original et le remplaçant ont les fils de sortie différemment disposés, le souplesse prévient les courts-circuits



La liste terminée

Si on a noté ces données au fur et à mesure de leur obtention, on a maintenant une liste tout à fait bonne des caractéristiques dont on a besoin pour trouver un transistor de remplacement.

Supposons avoir découvert que 25 V sont appliqués au collecteur, qu'il s'agit d'un transistor PNP inséré dans le second étage de fréquence moyenne d'un appareil de télévision ayant une MF image de 40,5 MHz, cela nous donne la liste suivante des caractéristiques recueillies :

- Tension : + 25 V.
- MF image (40,5 MHz) : 50 MHz.
- Boîtier : TO 92.
- Germanium ou silicium : Si.

Les transistors de puissance moyenne

Dans de nombreux amplificateurs monophoniques et stéréophoniques on trouve des circuits de sortie de symétrie complémentaire alignés verticalement. Ces circuits dépourvus de transformateurs de sortie économisent beaucoup d'espace et de composants. L'utilisation du circuit de symétrie complémentaire, avec un transistor PNP et un autre NPN dispense de l'emploi d'un inverseur de phase. Les transistors correspondant d'une puissance inférieure à 5 W sont souvent présentés dans un boîtier TO-5. Dans les équipements alimentés en courant alternatif, les tensions seront plus élevées, de façon qu'on ait à être attentif à cette particularité-là. Pour la « paire quasi complémentaire », utilisant deux transistors identiques, on

peut obtenir des paires appariées. A défaut, on peut les appairer soi-même assez bien avec un vérificateur de transistor si on ne trouve pas une paire en magasin. Pour faire une vérification finale, relever les courants des collecteurs après la mise en place. Ils doivent être très rapprochés.

Un bon nombre de ces petits transistors sont équipés de radiateurs d'aluminium enfichables. Il est indispensable de les remplacer. D'autres encore auront des radiateurs de type plat munis d'une bride de serrage. Encore un autre modèle prévoit la fixation de tous les transistors de sortie sur le châssis. Dans la plupart des cas, les boîtiers (collecteur) des transistors doivent être isolés du châssis. S'il y a quelque doute concernant l'isolement, il faut le remplacer.

Les transistors de grande puissance

Nous arrivons à une catégorie de transistors assez différente des précédentes. Ce sont ceux dont la dissipation de puissance est considérable. Dans cette catégorie, on fait entrer les transistors de sortie BF, ainsi que ceux de sortie dans les étages de balayage horizontal et vertical de télévision.

En plus de la caractéristique de tension, il est maintenant nécessaire d'être très attentif à la caractéristique maximale de courant. Dans les auto-radios et dans les étages de balayage TV, ce courant d'appel est aux environs de 1 A. La dissipation de puissance est de 5 W environ.

Dans les auto-radios et dans les petits amplificateurs mono ou stéréo, la tension maximale est de 14 V environ (la tension relevée dans une voiture avec le moteur tournant). Dans les amplificateurs stéréo de puissance moyenne, la tension peut être plus élevée, atteignant 40 - 50 V ; vérifier l'alimentation de courant continu.

Lorsqu'on a besoin de remplacer un de ces transistors, il faut rechercher dans la liste de remplacement un transistor muni d'une même boîte et ayant une caractéristique de tension maximale largement comptée : 25 V pour les auto-radios et, pour les circuits alimentés en courant alternatif, environ 20 % au-dessus de la tension maximale. A partir de ce point, et en ascendance, on rencontrera la plupart des transistors de puissance dans les boîtiers TO-3 ou TO-41, ce qui est la même chose.

Le montage des transistors de puissance

Deux choses importantes à propos de ces transistors sont leur façon d'être montés et l'emploi des radiateurs. Avec ces semi-conducteurs, la dissipation de puissance est beaucoup plus élevée et elle doit être évacuée par le radiateur. Les transistors, qui sont froids pendant le fonctionnement, sont du domaine des faibles.

Le radiateur est un élément très important. Il faut vérifier avec soin avant d'enlever le transistor détérioré, la façon dont il était monté et s'il était isolé ou non et de quelle manière. C'est toujours une bonne idée de recouvrir aussi bien la partie inférieure du transistor que la rondelle de mica avec de la graisse de silicium pour améliorer le

couplage thermique au radiateur. Après avoir monté le transistor, effectuer une vérification avec l'ohmmètre entre cofret et masse, pour être sûr de prévenir tout court-circuit accidentel. Ne pas connecter les fils de base et d'émetteur jusqu'à ce que ce soit fait.

Les manuels de caractéristiques

Nous supposons que le technicien possède un simple manuel de caractéristiques, par exemple, un ouvrage analogue à l'un de ceux cités en « bibliographie ».

Ayant recueilli les renseignements de la façon indiquée, c'est le moment de prendre un manuel et de le parcourir en se guidant de la liste des questions confectionnée précédemment. Nous cherchons d'abord les transistors NPN au silicium. Ceux-ci sont d'ordinaire séparés en deux classes.

Dans un manuel, on trouve par exemple BF 115. Pour cet élément la tension maximale de collecteur-émetteur est de 32 V, ce qui fait notre affaire. Le courant maximal de collecteur est de 50 mA, la dissipation de 145 mW et la fréquence de coupure de 230 MHz. Ce transistor convient très bien.

Le manuel indique également un transistor 2N 734 au silicium.

La caractéristique de tension maximale de cet élément est de 80 V (collecteur-émetteur), la dissipation de 300 mW, le courant de collecteur I_c max. de 300 mA. La fréquence de coupure supérieure n'est pas indiquée. Cependant ce transistor est prévu pour utilisation dans les étages de radio-fréquence, de fréquence intermédiaire et de VHF de télévision, de cette façon, il convient très bien.

Ceci résoud notre problème. C'est tout ce qu'il y avait à faire. A noter que nous n'avons pas mentionné le dessous du transistor de remplacement. C'est le moins important de tout : il suffit de connaître la position des électrodes et nous pouvons faire le reste. Même si le dessous original est « E - C - B » et le nouveau est « E - B - C », nous pouvons enfiler un morceau de souplesse sur le fil de base et disposer le transistor avec les « pattes croisées » pour placer les conducteurs dans les trous corrects (fig. 9).

Il y a un grand nombre d'autres transistors de remplacement qui satisfont aux spécifications ci-dessus. Nous n'en avons choisi que deux afin d'illustrer la marche à suivre.

François ABRAHAM.

BIBLIOGRAPHIE

Livret d'équivalences semi-conducteurs tubes images Philips (France).

Memento 1968 tubes électroniques semi-conducteurs - La Radiotechnique Coprim R.T.C. (France).

Handbook Semiconductors, de Muiderkring (Pays-Bas).

Transistor Substitution Handbook, W. Foulsham (Angleterre).

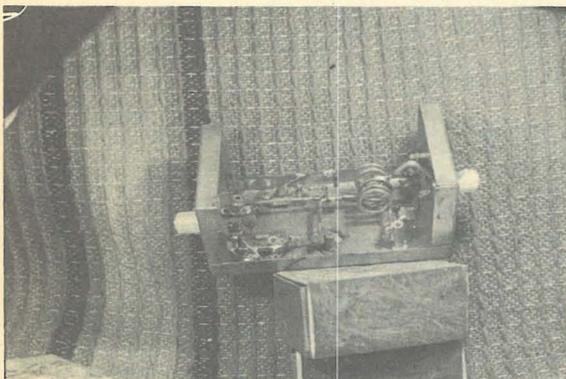
Kristalldioden — und Transistoren Taschen-Tabelle, Francis-Verlag (Allemagne).

Radio-Electronics (U.S.A.).

CONVERTISSEUR 144/432 MHz UTILISANT UNE DIODE VARICAP

C E montage est destiné à faire suite à l'émetteur 144 MHz à deux tubes précédemment décrit dans le numéro 254.

Suivant la ligne précédemment tracée, on a cherché avant tout à faire quelque chose d'économique : la pièce la plus coûteuse est une diode à capacité variable valant 7 francs, le reste de la « quincaillerie » représentant 8 francs.



I — Principe de fonctionnement

La diode à capacité variable a est utilisée en varactor, dont nous rappelons brièvement le principe ci-dessous. Le schéma correspondant est indiqué figure 1.

La puissance 144 MHz à convertir est injectée par induction mutuelle dans le circuit en « pi » $C_1/L_1/C_v$ accordé sur 144 MHz, C_v étant la capacité de la diode varicap jouant le rôle de varactor. L'accord de ce circuit correspond à un maximum de courant HF 144 dans les éléments le composant, et en particulier la diode. Si la capacité de la diode était fixe, on observerait à ses bornes une tension sinusoïdale. La diode polarisée en inverse (bloquée) grâce à une résistance auxiliaire de 50 k Ω , manifeste de fortes variations de capacité suivant la tension qui lui est appliquée. La self maintient dans le circuit un courant approximativement sinusoïdal, il résulte du caractère « non linéaire » de la diode une tension qui ne l'est pas et présente de fortes déformations. On sait (décomposition de Fournier) qu'une telle tension, périodique mais non sinusoïdale, équivaut à une somme de termes sinusoïdaux de fréquences : 0 (continu), 144 (fondamental), 288 (harmonique 2), 432 (harmonique 3)..., les éléments supérieurs devenant rapidement négligeables.

L'harmonique qui nous intéresse : 432 MHz est mis en évidence par un autre circuit en « pi », ayant l'élément C_v commun avec le précédent, le circuit $C_3/L_3/C_v$ (accordé bien entendu sur 432).

On augmente nettement le rendement de la conversion en ajoutant un troisième circuit en « pi » ($C_2/L_2/C_v$ accordé sur l'harmonique 2 à 288 MHz) Précisons, et c'est ce qui fait l'intérêt de ces convertisseurs, que le rendement est assez élevé : de l'ordre de 0,6 pour les fortes puissances, ceci s'ajoutant aux deux autres avantages : absence d'alimentation et conservation de la modulation, qu'elle soit de fréquence ou d'amplitude. Deux autres circuits complètent l'ensemble :

— Côté entrée, le circuit « bouchon » L_1/C_1 qui sert à « adapter » la puissance 144 consommée par le convertisseur aux 75 Ω du coaxial : ceci s'effectuant par déplacement de la prise sur L_1 .

— Côté sortie la « ligne $\lambda/4$ » L_3/C_3 forme UHF du circuit bouchon précédent, possède également une prise déterminée en vue de la transmission du maximum d'énergie 432 au coaxial de sortie. Elle « purifie », en outre la sortie, en les court-circuitant, des harmoniques 1 et 2. Elle est couplée au circuit « pi » $C_3/L_3/C_v$: couplage par capacité en tête, par une petite valeur de 1,5 pF (optimum, d'ailleurs non critique à rechercher autour de 1,8, en notant toutefois qu'une valeur élevée, si elle favorise la transmission de la puissance UHF, affaiblit la sélectivité aux harmoniques). Une capacité de 82 pF valeur également non critique a été prévue pour effectuer la prise du coaxial de sortie : elle accorde grossièrement la longueur du bout de fil (1,5 cm environ) destiné à effectuer cette prise qui sans cela aurait présenté une impédance selfique. Notons, en passant, que cet exemple illustre bien le fait qu'en UHF la « connexion » n'existe plus, tout doit être accordé : on ne peut plus se contenter comme en 144 « de câbler court ».

Il en résulte deux impératifs :

— Alors que, par exemple en BF, le schéma de câblage n'a pas grand intérêt (tout est contenu dans le schéma de principe), en UHF la disposition des pièces, leurs distances vis-à-vis du châssis... autrement dit « la plomberie » a une grande importance : c'est pourquoi nous

en avons donné un croquis détaillé et coté, en précisant chaque fois que possible les éléments ayant un caractère critique de ceux qui ne le sont pas ou moins.

Parmi les éléments critiques, citons les longueurs des « selfs » 288 et 432 : par exemple l'allongement de 1/2 cm de L_3 suffit à empêcher tout accord, la ligne est trop longue (à tout prendre mieux vaut tailler court, ce qui peut toujours se rattraper par un supplément de capacité).

Comme élément non critique, indiquons le diamètre du fil employé pour les « bobines » : une variation de $\pm 30\%$ ne tire pas à des conséquences importantes (ne pas exagérer cependant le diamètre des conducteurs, ceci bien que diminuant les pertes, conduisant à un accroissement de la capacité répartie).

Un élément assez critique est la distance des lignes vis-à-vis du châssis : l'éloignement du châssis augmente la self, ce qu'il faudrait normalement compenser par un raccourcissement de celle-ci, là encore mieux vaut rapprocher qu'éloigner.

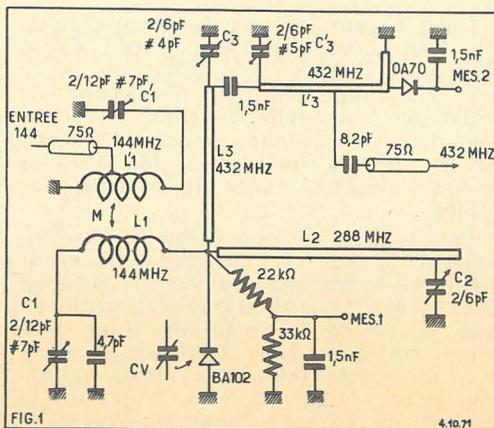


FIG.1

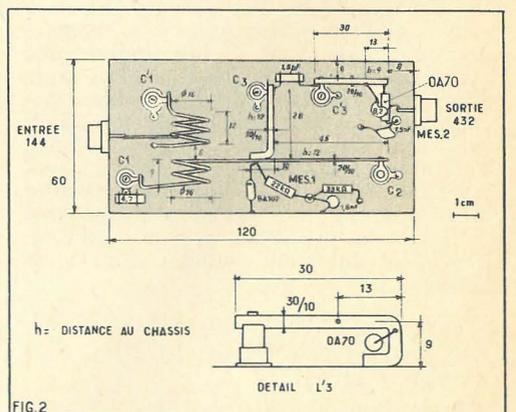
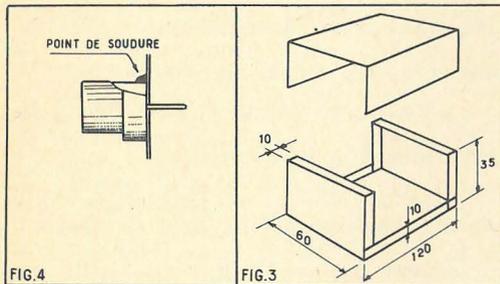


FIG.2

— Le second point est qu'en UHF la moindre capacité parasite a une réactance importante, inversement la longueur de tout composant, capacité par exemple, se traduit par de la self : autrement dit on ne sait plus très bien si les selfs et les capacités sont bien selfiques ou capacitives. Le meilleur remède est l'utilisation de lignes au-dessus de 144 MHz : pour cette fréquence. l'emploi des lignes est intéressant mais conduit à de fortes dimensions : 15 cm pour L_1 et 10 cm pour L_3 (dans le cas d'une solution de ce type, on pourrait adopter comme pour le côté 432 un couplage capacitif en tête par une valeur de 27 pF environ). Dans le montage présenté on a remplacé :

- les circuits « pi » par des lignes $\lambda/2$;
- les circuits « bouchons » par des $\lambda/4$.

Indiquons en passant qu'il serait dommage que les prescriptions, il est vrai assez strictes figurant ci-dessus, aient pour conséquence de décourager les débutants. Le montage décrit peut, en effet, être réalisé sans que l'amateur soit particulièrement « introduit » dans le domaine des UHF et ce, sans disposer d'appareillage compliqué : un simple contrôleur universel suffit. Correctement construit, l'appareil fonctionnera à coup sûr, ne nécessitant que des retouches de réglage.



II — Réalisation

Tous les composants sont contenus dans un boîtier de $12 \times 6 \times 3,5$ cm³, confectionné en tôle de laiton 5/10 pliée et soudée pour faire bloc (fig. 3). La construction terminée, le boîtier est fermé par un « U » de tôle, également soudé : à quoi bon prévoir son ouverture ; par ailleurs, il est aussi expéditif d'enlever quatre points de soudure que de dévisser plusieurs vis, lors de cette opération prévoir une ultime retouche des réglages, ceux-ci restant toujours accessibles de l'extérieur.

On soude directement sur la tôle les prises coaxiales, les condensateurs ajustables « à piston », les extrémités de selfs L'1 et L'3 et de la BA 102, d'une façon générale toutes les prises de masse.

Point de détail au sujet des prises coaxiales, modèle courant et peu utilisé en réception (femelle) : un mauvais contact existe généralement dans le socle constitué de deux parties, on y remédie par un point de soudure après avoir effectué d'un coup de lame de rasoir une découpe dans le polyéthylène, (fig. 4) ; étant donné la nature de la prise : mélange de métal et de plastique, ne pas trop s'attarder sur la soudure... L1 et L2 sont constituées par le même fil argenté 20/10 ; du 15/10 émaillé recuit et poli convient également, ainsi que pour L'1. L1 (2 spires) et L'1 (2 3/4 spires) ont été façonnées sur la partie lisse d'une mèche de diamètre 15. L3 et L'3 nécessitent une dizaine de cm de fil 30/10 nu : si l'on a des difficultés « d'approvisionnement » il est possible de découper des bandes de 4 mm dans de la tôle de cuivre, voire de laiton de 1 mm ; signalons cependant que ce genre de fil se trouve facilement chez les électriciens : il suffit d'enlever la gaine de polyvinyle.

Des valeurs de l'ordre de 2/6 et 4/12 pF ont été utilisées comme ajustables ; bien qu'il soit facile de se les procurer il est possible pour les 4/12 de les remplacer par des 3/30 concentriques « Philips » ; détail à leur sujet : avant de les souder sur le châssis il est prudent de démonter les « pistons », ceux-ci étant freinés par de petites rondelles de polyéthylène. Soudure des petits éléments : Ceux-ci devant être « soudés courts »,

tout particulièrement pour la BA 70 et surtout la BA 102, il est bon de les maintenir serrés avec une pince froide durant l'opération, ceci étant facilité par leur étamage préalable, ainsi que des points qui les reçoivent (masse notamment).

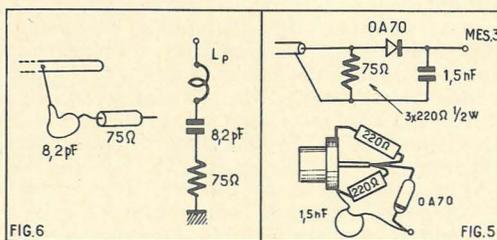
Des canons isolants dont l'étamage est soudé au châssis ont été prévus pour la sortie des points MES I et MES II, cette précaution est un peu un luxe ; solution équivalente : traversée par un passe-fil et reprise sur un bout de relais face opposée.

La résistance de 22 k Ω aboutissant à MES I sera soudée au plus près du point commun des lignes pour effectuer un bon blocage de la HF, une 1/10 de watt de bonne qualité convient.

III — Réglages

Deux points de réglage sont prévus sur le châssis :

— Le premier, MES I dans la résistance d'auto-polarisation de la BA 102. Cette diode est automatiquement polarisée à sa valeur optimum de redressement (on utilise la diode dans son sens direct à cette occasion) durant une faible fraction du cycle 144, des pointes de tension HF à ses bornes : dès que la polarisation devient insuffisante (augmentation du niveau HF en période de modulation) le débit dans le sens direct augmente rétablissant aussitôt l'équilibre. En définitive, en plus de la composante alternative il existe aux bornes de la tension d'auto-polarisation une tension continue pratiquement égale à la tension HF de crête sur la diode. Il suffit donc de la fractionner : résistance de 22 k Ω et 33 k Ω , d'éliminer la résiduelle HF par une capacité de 1,5 nF pour obtenir une indication proportionnelle de la tension à mesurer.



— Le second constitue une indication de la tension UHF 432 aux bornes du « circuit bouchon » L'3/C'3, c'est-à-dire en un stade où elle est débarrassée des autres harmoniques. Pour ce faire on prélève une petite fraction de cette tension (pour éviter une modification sensible des caractéristiques du circuit) sur une prise proche de la masse : à 8 mm de celle-ci on obtient des indications de l'ordre de 2 volts, très suffisantes pour faire une mesure précise. La diode de redressement OA70 fournit la valeur crête de la tension alternative en ce point aux bornes de la capacité de 1,5 nF : MES II.

En définitive, ce qui compte c'est la puissance UHF envoyée dans le coaxial de sortie, ce dernier contrôle englobant tout le convertisseur. Le montage accessoire, qui pourra également servir pour des essais sur d'autres fréquences, démonté à la figure 5, indique la tension à l'extrémité du coaxial, celui-ci étant

fermé sur son impédance caractéristique : 75 Ω . Pour éviter l'effet selfique des connexions on a partagé cette charge en trois résistances de 220 Ω . Le tout est monté sur une douille coaxiale femelle comme indiqué en bas de la figure. On dispose ainsi d'un troisième point de mesure MES III. Il est intéressant d'effectuer cette opération sur un morceau de coaxial assez long : 2 à 3 longueurs d'onde (environ 2 mètres) pour éviter les effets d'extrémités.

Ces indications données, quelques minutes suffisent pour effectuer les réglages proprement dits : on se porte successivement avec un contrôleur 20 000 Ω/V .

A) En MES I

En se portant éventuellement sur la sensibilité 100 mV on peut dès le départ observer une petite déviation. On « maximise » cette dernière en agissant d'abord sur C1, puis sur C'1, en retouchant si nécessaire le CV du circuit de sortie de l'émetteur 144. La déviation obtenue est de 5/6 CV, elle correspond à l'envoi d'un maximum de 144 sur la BA 102.

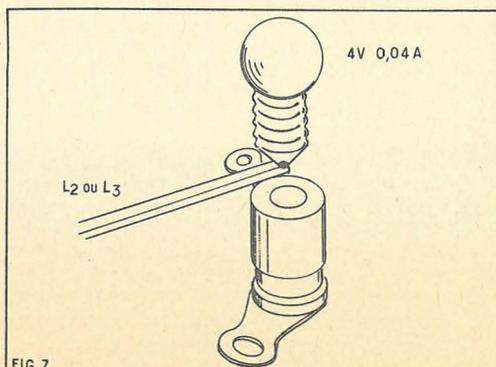
Si l'on a tendance à « talonner » sur les capacités C1 ou C'1, ce qui traduit une insuffisance de self dans les circuits correspondants on a le choix, entre deux solutions : soit l'adjonction de petites capacités supplémentaires (ce qui a été fait pour C1 : valeur de 4,7 pF) du type « céramique », soit « tasser » les spires du bobinage (le resserrement des spires augmentant la self, il faut cependant s'efforcer de ne pas descendre en dessous d'un écartement égal au diamètre de la spire, au-delà on amenuise la surtension des bobines).

B) Sur MES II

De la même façon on « maximise » la lecture obtenue par réglage de C'3 puis celui de C3 et C2 : on obtient 2/3 V suivant la position de la prise de la diode de contrôle OA70.

Ceci suppose que le premier réglage, celui du circuit L'3/C'3 soit correct, autrement dit que l'on obtient bien le 432. Il est donc important de respecter les dimensions de L'3 : pour celles-ci il n'est pas possible, pour toute la course de l'ajustable C'3, d'obtenir un autre harmonique : le 288 en particulier, ce qui conduirait à des résultats inextricables (C3/L3/Cv jouant le rôle de C2/L2/Cv...). Signalons à tout hasard, pour lever une ambiguïté de ce genre, les « fils de Lechers ».

Précisons que tous ces réglages sont assez « pointus » : on obtient en UHF de bien meilleures surtensions que ce que l'on pense généralement.



PRATIQUE DE LA RÈGLE A CALCUL

par **Edouard JOUANNEAU**
Professeur à l'E.I.C.S.N.

Cet ouvrage très complet est destiné à une clientèle extrêmement variée : ingénieurs, agents de maîtrise, architectes, topographes, étudiants, élèves des écoles techniques, etc. Après une esquisse très rapide de l'histoire, l'auteur indique d'abord, dans une première partie, les notions indispensables au maniement raisonné de la règle.

Les opérations classiques sont traitées dans la seconde partie, qui contient également des indications précises sur l'utilisation de l'échelle des inverses (système Rietz) et des échelles coupées (système Beghin), ainsi qu'un chapitre très détaillé relatif aux échelles log, log, le tout accompagné de nombreux exercices avec leurs solutions.

La troisième partie est consacrée aux règles plus perfectionnées ou prévues pour les emplois spéciaux : Darmstadt, Electro, Electric log log, commerciales, règles pour géomètres et topographes, règles à deux faces ; enfin, les règles, circulaires ou computeurs.

En annexe figurent des tableaux numériques destinés à faciliter grandement différents calculs : carrés, cubes, racines carrées et racines cubiques des nombres de 1 à 500 ; valeurs approchées de quelques facteurs usuels, calculs d'intérêts composés, d'annuités et d'amortissements ; principales unités anglo-saxonnes.

Un volume de 240 pages - 147 figures
Format 15 x 21 cm. Prix 25,00 F

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE
DE LA RADIO**

43, rue de Dunkerque - PARIS (10^e)
Tél. : 878 09-94
C.C.P. 4949-29 - PARIS

AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS de 0,5 à 100 W

Par **R. BRAULT** (Ingénieur E.S.E.)
et **J.-P. BRAULT** (Ingénieur I.N.S.A.)

Principaux chapitres : Formation de cristaux P et N. Jonction PN. Constitution d'un transistor. Tensions de claquage. Fréquence de coupure. Amplification de puissance. Liaisons entre transistors. Circuits destinés à produire des effets spéciaux. Amplificateurs à transistors. Alimentations stabilisées. Alimentation pour chaîne stéréophonique. Convertisseur. Radiateurs pour transistors. Amplificateurs de puissance. Préamplificateurs. Amplificateurs. Conseils pour la réalisation d'amplificateurs à transistors.

Un volume broché format 14,5 x 21 cm.
175 pages, 93 schémas. Prix 24,00 F

Les transistors, dans la plupart des applications de l'électronique, se sont substitués aux tubes, aussi est-il indispensable de se familiariser avec leur comportement particulier et, il faut le dire, fort complexe.

En dehors des possibilités particulières qui n'ont rien d'équivalent dans le domaine des tubes, les transistors ne manquent pas de présenter sur ceux-ci des avantages importants. Sauf quelques exceptions, partout le transistor a remplacé le tube et il fait mieux que lui. Le domaine de la basse fréquence est celui où il est le plus facile de s'initier à l'emploi des transistors.

En vente à la

**LIBRAIRIE PARISIENNE
DE LA RADIO**

43, rue de Dunkerque, Paris (10^e)
Tél. : 878-09-94 et 878-09-95
C.C.P. 4949-29 PARIS

A ce stade des réglages il est possible de « visualiser » la 432 par soudure par sa pointe d'une petite ampoule 4 V 0,004 A sur la « corne » de l'ajustable C3 : figure 7, le retour du circuit de l'ampoule se faisant par la capacité de sa douille fileté. On peut en faire autant pour le 288 : on observera une baisse brutale de l'énergie disponible en 288 lorsque l'on « maximise » le 432.

C) Sur MES III

Ce contrôle englobe tous les précédents : en vue de la sortie maximum on retouchera successivement les différents réglages précédemment indiqués (on pourra supprimer les deux ampoules « témoins » devenues inutiles dont la présence amortit inutilement les circuits).

Tout est alors prêt pour achever la mise au point par l'amélioration des divers points sériés ci-dessous par ordre d'importance.

1) Choix du point optimum sur L'3 pour la sortie 432.

2) Même chose pour l'entrée : prise de L'1 assurant une bonne adaptation du coaxial d'entrée. Si les prises, tant pour le circuit de sortie de l'émetteur 144 que pour l'entrée du convertisseur, sont correctes, le remplacement du coaxial 144 par un autre de longueur différente ne doit entraîner qu'une retouche minime du convertisseur, tout au plus une correction du CV de sortie de l'émetteur 144.

3) Ajustement de la capacité de couplage entre les circuits C3/L3/Cv et C'3/L'3 : valeur de 15 pF.

4) Valeur de la mutuelle de couplage entre les circuits L'1/C'1 et C1/L1/Cv : on fait varier la distance des deux bobinages L'1 et L1. En principe ces deux selfs doivent être énergiquement couplées : couplage super-critique.

5) Optimum de la capacité de liaison 8,2 pF dans la sortie 432. Un point particulièrement important est à signaler sur ce chapitre des réglages : on peut être amené à constater lors d'un arrêt de l'alimentation en 144 une sorte de « décrochement » du convertisseur, la sortie 432 tombe à zéro après rallumage de l'émetteur 144. Une légère retouche des circuits L'1/C'1 et L1/C1/Cx suffit à tout ramener dans l'ordre. Tout ceci n'a rien d'alarmant et correspond à l'existence de deux états de fonctionnement : l'un stable, l'autre instable, phénomène plus ou moins accentué suivant le degré de couplage de L'1 et L1. En pratique, il suffit de se maintenir sur le côté stable, qui correspond à une légère diminution des valeurs de C'1 et C1, quitte à se tenir en deçà de quelques « pour cents » de la puissance maximum.

a) Ces diodes, communément appelées « varicap », sont du type utilisé pour corriger la dérive de l'oscillateur dans les tuners FM.

b) Une planche d'épaisseur quelconque, de 1 à 1,2 mètre de longueur, dans laquelle quatre clous sont enfoncés, trois mètres de fil de cuivre nu 6/10 suffisent pour se constituer une excellente ligne de Léchers.

Une diode OA 70 ou similaire redresse à l'entrée de la ligne la tension VHF ou UHF dans une capacité de 7 nF aux bornes de laquelle on a branché le contrôleur universel (sensibilité 3/10 V).

Il suffit de mettre un des fils à la masse, l'autre fil étant relié au point UHF

qui nous intéresse par une petite capacité (faible valeur céramique ou deux fils isolés tortillés « en queue de cochon »), cette valeur de capacité apportant une perturbation négligeable sur le circuit à observer. En déplaçant un curseur de court-circuit fabriqué à partir d'un morceau de tôle de cuivre sur lequel on a fait deux saignées à la scie (pour éviter l'effet de main on ajoute un ou deux tours de ruban isolant), on constate l'existence de minimum très précis : à ± 1 mm près.

La théorie des lignes indique qu'ils sont espacés par demi-longueur d'onde à compter de l'entrée soit par $\lambda/2$.

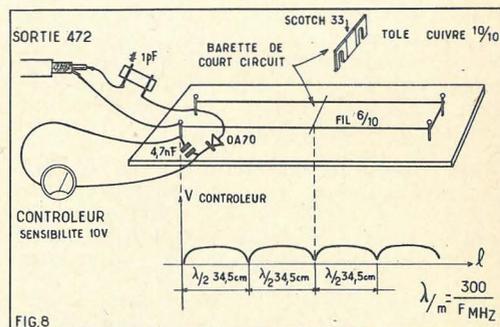
En effectuant le contrôle de la sortie 432 MHz on a trouvé des intervalles de $\lambda/2 = 34,5$ cm, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 0,69 mètre.

La longueur d'onde étant reliée à la fréquence F par la relation : $\lambda = \frac{c}{F}$

c étant la vitesse de la lumière, soit 300 000 km/s = 300 10⁸ m/s, du résultat précédent on déduit $F = \frac{300}{0,69} 10^8 =$

433 MHz.

En définitive cette méthode, vieille de plus d'un demi-siècle, se révèle extrêmement précise et efficace pour toutes sortes d'usages : étalonnage de grid-dip par exemple, particulièrement pour les fréquences au-dessus de 140 MHz où les demi-longueurs d'ondes sont suffisamment courtes pour éviter un encombrement prohibitif.



Conclusion

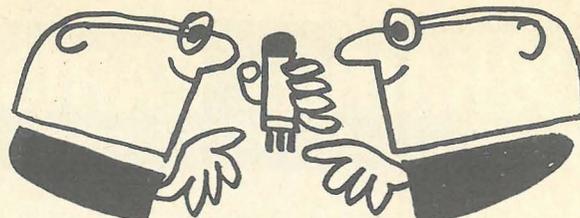
Bien que ne délivrant qu'une puissance peu élevée : 0,5 W de 432, on est en effet limité par les possibilités de la BA 102, ce petit convertisseur permettra, pour un minimum de « francs lourds », de se familiariser avec les techniques modernes des UHF et de mettre au point sa station :

— Antenne : on pourra s'inspirer de ce qui a été indiqué pour le récepteur 144 ou se dériver d'une antenne TV 2^e chaîne (bande 470/860 MHz) : rallongement des éléments dans le rapport F/432, F étant la fréquence initiale de l'antenne.

— « Convertir de réception » : Nous décrirons dans un prochain article un montage de ce type.

Aux jours « pécuniairement » plus favorables, on peut espérer également un abaissement au prix des varactors, actuellement très coûteux (200 F environ) il suffira de remplacer la BA 102 par un de ces derniers, des céramiques de 4,7 nF étant rajoutées aux bornes de C2 et C3, de 10 pF environ sur C1.

Lucien GILLES.



DIMACEL DISTRIBUE LES PILES INDUSTRIELLES MALLORY-DURACELL

DIMACEL vient de conclure un accord de distribution avec la Société MALLORY-DURACELL et dispose dès maintenant, en stock permanent dans ses magasins, des principaux types de piles au mercure et alcalines au manganèse à usage industriel.

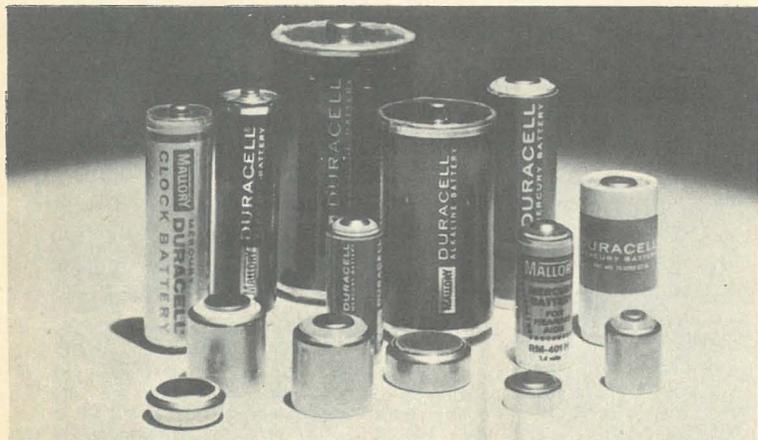
De conception révolutionnaire, les piles MALLORY-DURACELL ont contribué à la miniaturisation de plus en plus poussée de nombreux appareils.

On peut affirmer que ces piles ont créé des concepts d'emploi entièrement nouveaux du fait de leurs caractéristiques propres :

- tension électrique stable,
- grande longévité en service,
- longue durée de conservation en stock (2 ans et plus),
- blindage anti-corrosif de leur boîtier.

Leur supériorité et leur fiabilité s'illustrent par des applications aussi caractéristiques que le « pacemaker » (stimulateur cardiaque), les appareillages pour capsules spatiales et les montres électroniques. Chaque fois, l'énergie nécessaire est fournie par les éléments au mercure MALLORY-DURACELL, dont certains ne sont pas plus gros qu'un demi-cachet d'aspirine.

Par ailleurs, la durée de vie de la pile peut désormais s'exprimer en années et non en mois. Un appareil de radio à transistors utilisant 4 éléments AA pourrait fonctionner en continu pendant 25 heures environ avec des piles conventionnelles. Equipé de piles MALLORY-DURACELL, ce même appareil tiendra 80 heures avec des piles alcalines et 120 heures avec celles au mercure.



CONSTRUCTION

PILES AU MERCURE : se présentent sous la forme d'un cylindre ou d'une pastille. L'anode est constituée principalement de zinc très pur amalgamé, et la cathode d'oxyde mercurique et de graphite. Les électrodes sont séparées par une membrane perméable aux ions.

L'électrolyte est une solution d'hydroxyde alcalin imprégnant une masse absorbante.

Durant la décharge, du mercure se forme à la cathode, mais étant conducteur il ne s'oppose pas au passage du courant. La tension aux bornes est donc constante.

La plupart des éléments MALLORY-DURACELL ont une construction spéciale destinée à éliminer tout risque de fuites d'électrolyte et de déformations.

PILES ALCALINES AU MANGANESE : leur construction est semblable à celle des piles au mercure. Elles existent aussi sous forme de cylindre ou de pastille et ont un boîtier en acier nickelé. Ce boîtier ne participe pas aux réactions chimiques. Il se prolonge souvent par un téton et constitue le pôle positif de la pile, étant en contact avec le dépolarisant. Ce dernier est composé de bioxyde de manganèse et de graphite. Dans les éléments cylindres, le dépolarisant comprimé entoure l'anode en zinc, ce qui augmente sa surface par rapport au volume de l'élément et permet en conséquence un débit par unité de volume plus important.

Le couvercle constitue le pôle négatif de la pile et est en contact avec l'anode en zinc.

LARGE SUCCÈS DU SALON INTERNATIONAL DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION DE BORDEAUX

Le 6^e Salon International de la Radio et de la Télévision de Bordeaux a fermé ses portes après avoir accueilli pendant dix jours, un vaste public d'acheteurs et de professionnels. En ce qui concerne le grand public, le chiffre des entrées est en augmentation de 20 % par rapport à l'an dernier.

L'audience professionnelle de la manifestation est également en augmentation de 17 à 18 %, les radio-électriciens étant venus d'une quarantaine de départements, depuis le Finistère jusqu'aux Pyrénées-Orientales ainsi que des provinces du Nord de l'Espagne.

La Télévision en couleur a été naturellement l'un des principaux attraits de ce Salon qui a permis de montrer au Public la grande facilité de réglage des récepteurs au moyen de touches pré-réglées.

Les constructeurs ont constaté une très forte demande dans le domaine chaînes haute-fidélité dont les prix tendent à diminuer. La présentation de ces appareils en démonstration dans des auditoriums spécialement aménagés a certainement favorisé ce succès et l'avènement de la quadraphonie réserve au marché de la HI-FI, un bel avenir.

Enfin, de nombreux visiteurs se sont intéressés au matériel audiovisuel. L'O.R.T.F. pour sa part a réalisé 270 heures d'émissions de télévision sur les trois chaînes du Salon (deux chaînes couleur et une chaîne noir et blanc) et a diffusé en direct plus de 20 heures de programmes sur les antennes régionales de Bordeaux, Limoges et Toulouse.

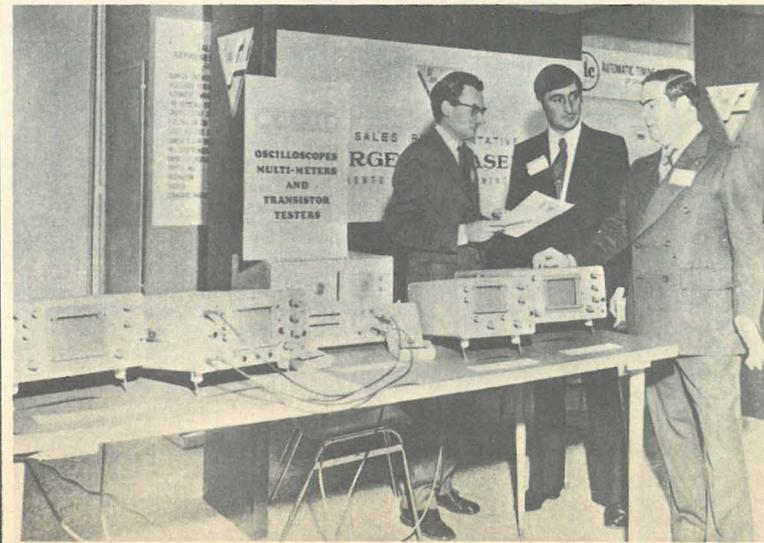
De même, plusieurs émissions de France-Inter ont été enfin réalisées à partir du Salon.

CENTRAD PRÉSENT A L'EXPOSITION « INTERNATIONAL ELECTRICAL, ELECTRONICS CONFERENCE ET EXPOSITION »

Suite à l'OPA lancée par le Ministre des Finances, Monsieur GISCARD D'ESTAING, et au voyage d'étude effectué au début de l'année dernière par les Etablissements CENTRAD, cette Firme a pu prendre de nombreux contacts très intéressants au CANADA et aux U.S.A.

Un réseau de distribution a été mis en place, au CANADA, et lors de cette exposition, il est à noter le succès remporté par la nouvelle série d'oscilloscopes 170 fabriquée par CENTRAD, face à la concurrence américaine. Des premières commandes intéressantes ont déjà pu être enregistrées.

Sur la photo, nous pouvons voir Monsieur D. JAMAIN, Directeur Commercial des Etablissements CENTRAD, entouré de gauche à droite par Monsieur DEGOUTIN, Conseiller Commercial de France à TORONTO et du Représentant CENTRAD pour le CANADA.



" LE COURRIER DE RADIO-PLANS "

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

- 1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;
- 2° Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;
- 3° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 4,00 F.

● M. B..., à Toulon.

Pour installer un bain de chromage voudrait construire un transformateur fonctionnant sous 380 V et délivrant une tension secondaire de 6 V avec un courant pouvant atteindre 120 A.

Nous n'avons jamais publié de description de transformateur d'une telle importance. En raison de l'intensité désirée la construction d'un tel appareil est pratiquement hors de portée d'un amateur. En effet, pour pouvoir fournir un tel débit, le secondaire doit utiliser de la barre de 10 mm de diamètre et il est difficile sans outillage spécial de bobiner de la barre de ce diamètre.

● M. C..., à Cebazat.

Quel est le branchement du synchronia sur le minicassette Philips ?

Le branchement du synchronia sur le minicassette s'effectue de la façon suivante : La sortie du synchronia à l'entrée du magnétophone.

L'entrée du synchronia au point chaud du potentiomètre de puissance.

Les contacts « Travail » du relais à la place du bouton de commande du passe-vues. Pour l'alimentation il n'y a pas de changement à faire. Il suffira d'utiliser la batterie de pile de 7,5 V pour le magnéto et une de 18 V pour le synchronia.

● J. R..., à Liffre.

Nous demande les caractéristiques des haut-parleurs Audax 21-32-PA12 et TW.

Le 21-32-PA12 peut supporter une puissance de 8 watts. Il reproduit une gamme de fréquence acoustique s'étendant de 40 à 13 000 Hz.

Le TW9 couvre, lui, une gamme de 3 000 à 16 000 Hz.

● J. R..., à Strasbourg.

Comment réaliser sur un récepteur FM un indicateur d'accord à zéro central.

Pour réaliser un indicateur d'accord par galvanomètre à zéro central branchez un microampère de 200 μ A en série avec une résistance ajustable de 50 000 Ω entre la sortie BF du discriminateur et la masse.

● M. S..., à Versailles.

Possède un téléviseur dont la voie image est en panne. Voudrait quelques directives pour dépanner cet appareil.

Si votre écran s'illumine, mais si aucune image n'apparaît alors que le son fonctionne la panne se situe dans les étages FI image ou vidéo. Faites vérifier les lampes qui équipent ces étages. Il est probable que l'une d'elles est défectueuse. Si vous possédez un bon voltmètre mesurez les tensions existant entre les différents points de ces étages et la masse. Assurez-vous que certaines résistances n'aient pas chauffé et soient pour cette raison hors d'usage. Changez-les, ainsi que les condensateurs pouvant avoir coulé.

● J. F..., à Saint-Gaudens.

Peut-on raccorder un pick-up piézo-électrique à l'entrée d'un amplificateur simplement à travers un potentiomètre de volume ?

Quelle différence y a-t-il entre les têtes piézo-cristal et les têtes céramiques ?

Une cellule photopaprice piézo-électrique ayant une forte impédance et délivrant un signal important permet une liaison directe comme vous le définissez dans votre question.

Les têtes de lecture piézo-électriques ou céramiques sont basées sur le même principe : La piézo-électricité. Ce principe est la production d'une différence de potentiel aux bornes d'un cristal en fonction de la pression mécanique exercée sur ce cristal. Une cellule piézoélectrique met en œuvre une sorte de cristal obtenu artificiellement (Sel de Seignette), tandis que les têtes céramiques utilisent une céramique piézo-électrique.

● P. M..., à Chopelle-d'Armentières.

Quelles sont les caractéristiques des bobinages qui équipent le générateur HF, VHF, du numéro 286 ?

Voici les caractéristiques que vous nous demandez :

- Bobinage HF1 = 120 sp — Fil 0,6 mm diamètre du mandrin = 8 mm ;
- Bobinage HF2 = 94 sp — Fil 0,6 mm diamètre du mandrin = 8 mm ;
- Bobinage HF3 = 76 sp — Fil 0,6 mm diamètre du mandrin = 8 mm ;
- Bobinage HF4 = 46 sp — Fil 0,6 mm diamètre du mandrin = 8 mm ;
- Bobinage HF5 = 26 sp — Fil 0,6 mm diamètre du mandrin = 8 mm ;
- Bobinage VHF = 7 sp — Fil 0,8 mm diamètre du mandrin = 8 mm.

● R. G..., Bruxerolles.

Comment aligner un poste FM au générateur HF ?

Pour aligner un poste FM on commence par régler les transfo FI. Pour cela on branche un contrôleur de 5 000 Ω par volt sur le détecteur de rapport, c'est-à-dire aux bornes de l'ensemble résistances-condensateurs. On injecte sur la grille du dernier tube FI un signal de 10,7 MHz (HF pure) et on règle le primaire du transfo du détecteur de rapport pour obtenir la lecture maximum sur le contrôleur.

On applique le signal FI en réduisant son amplitude de la grille du tube précédent et on règle les noyaux du transfo FI de liaison entre les deux derniers étages et on remonte ainsi la chaîne FI. Pour obtenir un maximum net il peut être nécessaire d'amortir le primaire du transfo quand on accorde le secondaire ou vice versa en le shuntant par une résistance de 4 700 ohms.

On règle le secondaire du transfo de détection en branchant le voltmètre entre la sortie BF et le point milieu du détecteur de rapport et on règle l'enroulement de manière à obtenir une déviation nulle du voltmètre. Si le détecteur est asymétrique on remplace le point milieu par le point de jonction des deux résistances de 0,1 M Ω branchées provisoirement entre les extrémités de l'ensemble résistances-condensateurs.

Pour vérifier la symétrie de la courbe de détection on déplace la fréquence du générateur de part et d'autre de 10,7 MHz. On doit alors obtenir des déviations égales mais de sens inverse, sur le voltmètre.

Pour la partie HF le réglage se fait comme pour un récepteur AM. L'accord étant contrôlé au voltmètre pour le réglage des étages FI.

● J. D..., à Verviers.

En appliquant une tension sinusoïdale de l'ordre de 9 V, obtient une trace inclinée sur l'écran de son oscilloscope. Constate aussi un mauvais fonctionnement du commutateur électronique.

Si les plaques de déviation sont bien câblées il suffira de faire tourner le tube dans son dispositif de fixation pour amener les traces l'une dans le sens vertical et l'autre dans le sens horizontal.

Il est indispensable d'utiliser le blindage en mumétal qui soustraira le faisceau électronique à l'influence des champs magnétiques existants dans l'appareil. Vérifiez si le filtrage du courant d'alimentation est correct. Si le courant dans la 3 300 Ω est bien de 6 mA, cette résistance ne devrait pas chauffer.

Si l'ampli V ne fonctionne pas il est normal que le commutateur électronique ne produise aucun effet, ce qui ne veut pas dire que cet accessoire ne fonctionne pas.

● B. A..., à Villiers-sur-Marne.

Ayant réalisé le star-flash, cet appareil fonctionne bien avec un amplificateur de 100 watts. Il en a été de même avec un électrophone 2 x 6 watts. Par contre, avec un amplificateur du commerce pour déclencher les lampes il faut pousser à fond la puissance.

Il semble anormal que votre « Starflash », fonctionnant bien avec un amplificateur, ne vous donne pas satisfaction avec un autre. Il ne doit s'agir, à notre avis, que d'un problème d'adaptation d'impédances. Si vous n'avez pas assez de niveau il reste la solution suivante : Déclencher le premier triac au moyen d'un thyristor très sensible que vous pourriez trouver dans la gamme General Electric par exemple (modèle 200 μ A).

Mais avec les impédances que vous utilisez et aux puissances annoncées vous devriez, si tout est normal, avoir un déclenchement sans problème. Vérifiez les liaisons entre les divers éléments.

● L. S..., à Bourg-sur-Gironde.

Comment protéger une antenne contre la foudre ?

Pour protéger une antenne contre la foudre il faut la placer entre l'arrivée du feeder et la terre, une ampoule au néon et des peignes de métal conducteur. Les peignes auront 4 à 5 dents placées en regard à une distance de 1 mm. On vend également des tubes au néon avec un peigne incorporé.

Il est bon de prévoir également un inverseur qui dans une position relie l'antenne directement à la terre. Cet inverseur doit avoir une impédance caractéristique égale à celle du feeder pour éviter les pertes.

COLLECTION

les sélections de radio-plans

N° 3 INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS

par G. BLAISE

Choix du téléviseur - Mesure du champ - Installation de l'antenne - Les échos - Les parasites - Caractéristiques des antennes - Atténuateurs - Distributeur pour antennes collectives - Tubes cathodiques et leur remplacement.

52 pages, format 16,5 x 21,5, 30 illustrations 3,50

N° 5 LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

par L. CHRÉTIEN

La modulation en général, la modulation d'amplitude en particulier - Les principes de la modulation de fréquence et de phase - L'émission - La propagation des ondes - Le principe du récepteur - Le circuit d'entrée du récepteur - Amplification de fréquence intermédiaire en circuit limiteur - La démodulation - L'amplification de basse fréquence.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 143 illustrations 6,00

N° 6 PERFECTIONNEMENTS ET AMÉLIORATIONS DES TÉLÉVISEURS

par G. BLAISE

Antennes - Préamplificateurs et amplificateurs VHF - Amplificateurs MF, VF, BF - Bases de temps - Tubes cathodiques 110° et 114°. Synchronisation.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 92 illustrations 6,00

N° 7 APPLICATIONS SPÉCIALES DES TRANSISTORS

par M. LÉONARD

Circuits haute fréquence, moyenne fréquence - Circuit à modulation de fréquence - Télévision - Basse fréquence à haute fidélité monophonique et stéréophonique - Montages électroniques.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 60 illustrations 4,50

N° 8 MONTAGES DE TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

Montages BF mono et stéréophonique - Récepteurs et éléments de récepteurs - Appareils de mesures.

100 pages, format 16,5 x 21,5, 98 illustrations 6,50

N° 9 LES DIFFÉRENTES CLASSES D'AMPLIFICATION

par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 56 illustrations 3,00

N° 10 CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDÉLITÉ

A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL
par L. CHRÉTIEN

44 pages, format 16,5 x 21,5, 55 illustrations 3,00

N° 11 L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHE

par L. CHRÉTIEN

Principes - Rayons cathodiques - La mesure des tensions - Particularités de la déviation - A propos des amplificateurs - Principes des amplificateurs - Tracé des diagrammes - Bases de temps avec tubes à vide - Alimentation, disposition des éléments.

84 pages, format 16,5 x 21,5, 120 illustrations 6,00

N° 12 PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS ÉLECTRONIQUES

par F. KLINGER

84 pages, format 16,5 x 21,5, 150 illustrations 7,50

N° 13 LES MONTAGES DE TÉLÉVISION A TRANSISTORS

par H.-D. NELSON

Étude générale des récepteurs réalisés. Étude des circuits constitutifs.

116 pages, format 16,5 x 21,5, 95 illustrations 7,50

N° 14 LES BASES DU TÉLÉVISEUR

par E. LAFFET

Le tube cathodique et ses commandes - Champs magnétiques - Haute tension gonflée - Relaxation et T.H.T. - Séparation des tops - Synchronisations - Changement de fréquence - Vidéo.

68 pages, format 16,5 x 21,5, 140 illustrations 6,50

N° 15 LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE

par F. KLINGER

Interprétation des traces - Défauts intérieurs et leur dépannage - Alignement TV - Alignement AM et FM - Contrôle des contacts - Signaux triangulaires, carrés, rectangulaires - Diverses fréquences...

100 pages, format 16,5 x 21,5, 186 illustrations 8,00

N° 16 LA TV EN COULEURS

SELON LE DERNIER SYSTÈME SECAM
par Michel LEONARD

92 pages, format 16,5 x 21,5, 57 illustrations 8,00

N° 17 CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS

par F. KLINGER

164 pages, format 16,5 x 21,5, 267 illustrations 12,00

En vente dans toutes les librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 2 à 12, rue de Bellevue, PARIS-19°, par versement au C.C.P. 31.807-57 La Source - Envoi franco.