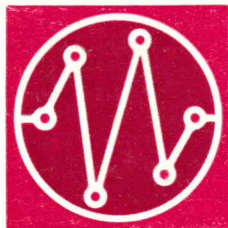


radio/plans



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

les plans détaillés de 4 montages :

1° – alimentation secteur régulée
6-9-12 V - 220 mA

2° – contrôleur universel

3° –

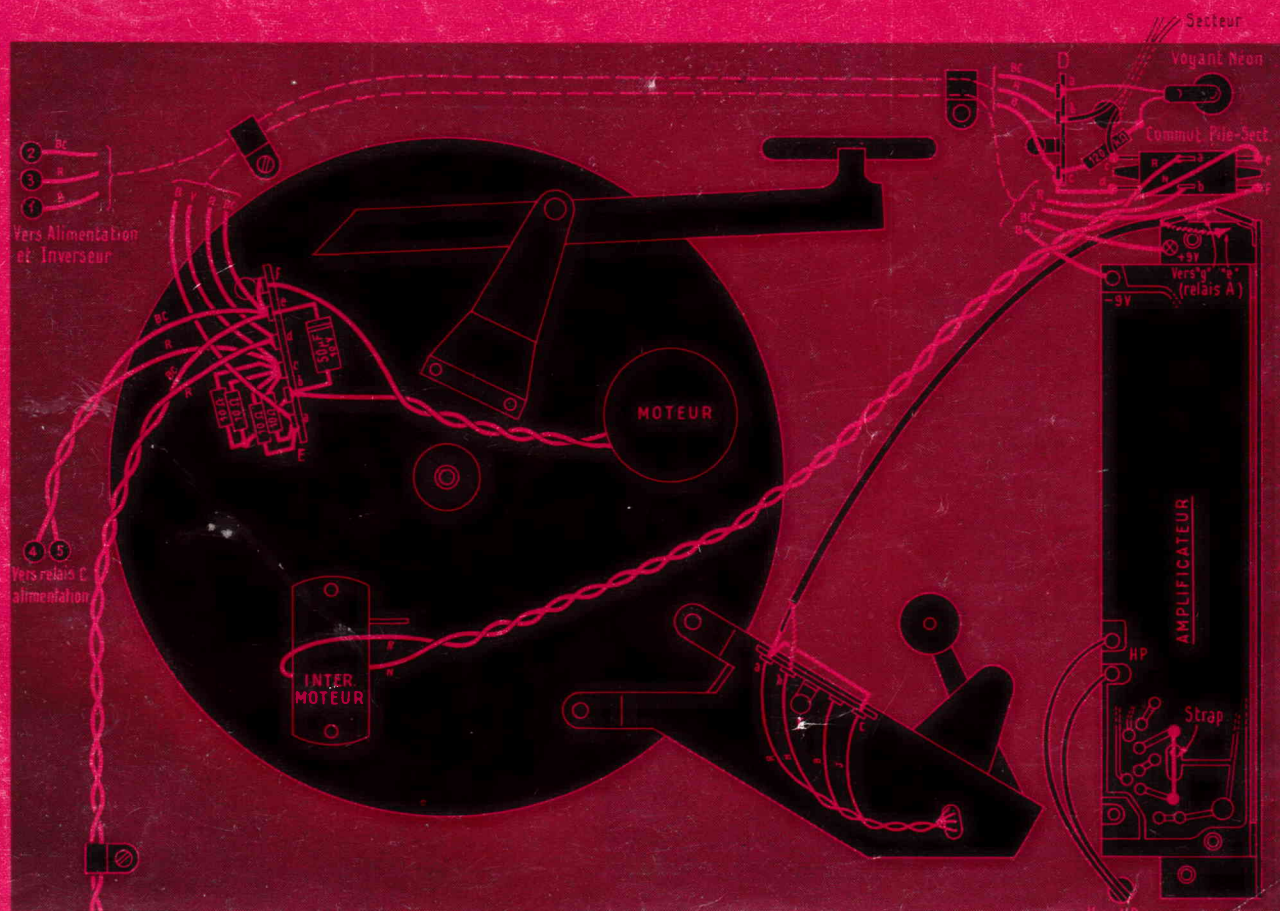
4° – ampli HI-FI bicanal

et aussi :

un récepteur de trafic perfectionné
144 MHz

une revue de la presse technique étrangère
etc..., etc...

ÉLECTROPHONE PORTATIF PILE SECTEUR A TRANSISTORS



Le voilà !

5 F / LE SEUL VÉRITABLE ALMANACH

ALMANACH
VERMOT
1967

UNE PAGE
PAR JOUR

DE L'HUMOUR
EN 500 DESSINS

L'ASSEMBLÉE
NATIONALE
ET LE SÉNAT
EN
700 PHOTOS

Une année de lecture distrayante

N'ACHETEZ RIEN...
SANS AVOIR CONSULTÉ
LES
CATALOGUES

CIBOT
★ RADIO
TELEVISION

CIBOT
RADIO
TELEVISION

ENSEMBLES
RADIO
PIÈCES DÉTACHÉES

CIBOT
RADIO
TELEVISION

RADIO & TÉLÉVISION
MAGASIN OUVERT TOUTS LES JOURS
SAUF DIMANCHE ET FÊTES
de 9 h à 12 heures et de 14 h à 19 heures
R. C. Seine 18 A 14915

LECTEURS
DE « RADIO-PLANS »

Vous y trouverez :

- ★ CATALOGUE 104/3
Toute une gamme d'ensembles de conception industrielle et fournis en pièces détachées.
Plus de 60 modèles avec devis détaillés et caractéristiques techniques.
- ★ CATALOGUE PIÈCES DÉTACHÉES
(Edition septembre 66)
150 pages avec illustrations du matériel des plus grandes marques (Radio, Télé, BF, Transistors, etc.)

ENVOI c/ 5 F pour participation
aux frais

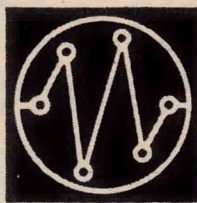
REMBOURSE AU 1^{er} ACHAT
BON R.P. 229

NOM _____
ADRESSE _____

CIBOT RADIO
TELEVISION

1 ET 3, RUE DE REUILLY - PARIS-12^e

radio/plans



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

SOMMAIRE DU N° 229 — NOVEMBRE 1966

PAGE	
25	Récepteur de trafic perfectionné 144 Mhz
31	Nouveautés et Informations
32	Qui chauffe ?
34	Amplificateur Hi-Fi Bi-canal
38	Alimentation secteur réglée 6, 9 ou 12 V
40	Revue de la presse étrangère
41	Clignoteur électronique fonctionnant sur le secteur
44	Un contrôleur universel
47	Analyse des circuits d'un téléviseur en couleurs à transistors et à lampes
52	Dépannage des bases de temps lignes des T. V. à transistors
55	Le thyatron redresseur
57	Nos problèmes de câblage
58	Electrophone portatif pile - secteur à transistors
63	Petit générateur B.F. à battements
64	La commande de contraste, indépendante de la fréquence

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

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

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



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

Le précédent n° a été tiré à 48.000 exemplaires

étude et réalisation d'un récepteur de trafic 144 MHz perfectionné

par Gérard BEAUDIN

Introduction

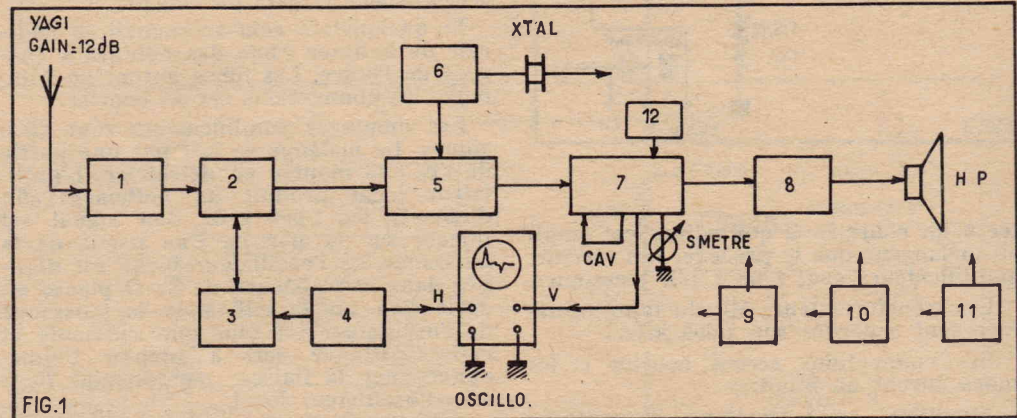
Cette étude ne s'adresse pas aux novices de la radio, mais aux personnes connaissant bien les bandes décimétriques et ayant un peu de pratique sur les V.H.F.

J'ai voulu réaliser un récepteur complet, c'est-à-dire possédant les derniers perfectionnements de la technique ; mais aussi très sensible et sélectif. C'est pourquoi tous les circuits ont été très étudiés.

Vue générale sur le récepteur

Chaque partie du récepteur a été construite dans un boîtier en laiton fermé (donc très blindé). Les entrées d'alimentations se font par perles de verre ou à défaut par by-pass de 1500 pF. Les entrées et sorties H.F. se font par l'intermédiaire de prises péréna mâles ou femelles pour châssis. Les châssis sont ensuite vissés sur une plaque d'aluminium et reliés ensemble par fils et coaxiaux.

Le récepteur est constitué (Fig. 1) par un pré-ampli 144-146 MHz à 2 tubes ; un mélangeur à 2 tubes, d'un oscillateur local à un tube à fréquence variable commandé à distance par varicap. La 1^{re} est à 30 MHz et comprend 2 tubes plus un mélangeur. Le second oscillateur local est à quartz à 2 tubes (avec quadrupleur de fréquence). L'ampli 2^e MF est à 1600 kHz et comprend 3 étages. Il est muni d'un C.A.V., d'un B.F.O., d'un détecteur et anti-parasites, d'un S-mètre, d'un système de réception panoramique, d'un squelch-circuit et d'un ampli BF à 2 tubes. Il y a une alimentation filaments (6,3 V), une alimentation stabilisée pour les oscillateurs (150 V) et une alimentation H.T. (250 V) pour le reste des tubes.



1. préampli 144-146 MHz - tubes : ECC88 - EC86 - gain : 10 dB. — 2. mélangeur 144-146 → 30 MHz - tubes : EC86 - EC86 - gain : 5 dB. — 3. oscillateur local à ligne 114-116 MHz - tube E86C et varicap BA109. — 4. commande de fréquence de l'oscillateur et relaxateur pour balayage de l'oscilloscope. — 5. ampli MF 30 MHz + mélangeur 30 MHz → 1600 kHz - tubes 2×EF80 et ECC 88 - gain : 60 dB. — 6. oscillateur local à quartz (7,9 MHz) et quadrupleur : (31,6 MHz) - tubes : ECC 88 - EC 86. — 7. ampli MF 1600 KHZ - tubes EF189 - 2×EF80 - 6AL5 - gain :

60 dB. — 8. ampli BF + squelch - tubes 12AX7 - EL84 - 3 W modulés. — 9. alimentation filament 6,3 V - 6 A. — 10. alimentation régulée 150 V - 100 mA (tube VR150). — 11. alimentation HT 250 V - 200 mA (pont de diodes). — 12. oscillateur BFO 1601 KHZ - tube ECC81.

L'antenne utilisée est une yagi à 5 éléments orientable. Le feeder est un coaxial 75 Ω.

Nous allons tout d'abord étudier l'ampli 1600 kHz (n° 7).

Amplificateur MF 1 600 kHz (n° 7)

Son schéma est donné à la figure 2.

Il comporte 3 tubes amplificateurs : EF189, deux EF80 et un tube détecteur et antiparasites : 6AL5.

La sortie S-mètre sera connectée à un voltmètre 0-30 V (R = 1 MΩ) et aux plaques de déviation verticale d'un oscilloscope cathodique.

Cet amplificateur a été réalisé dans un coffret en laiton de dimensions : longueur : 20 cm, largeur : 6 cm, hauteur : 4 cm.

L'impédance du circuit d'entrée de l'EF189 est telle qu'elle puisse être connectée

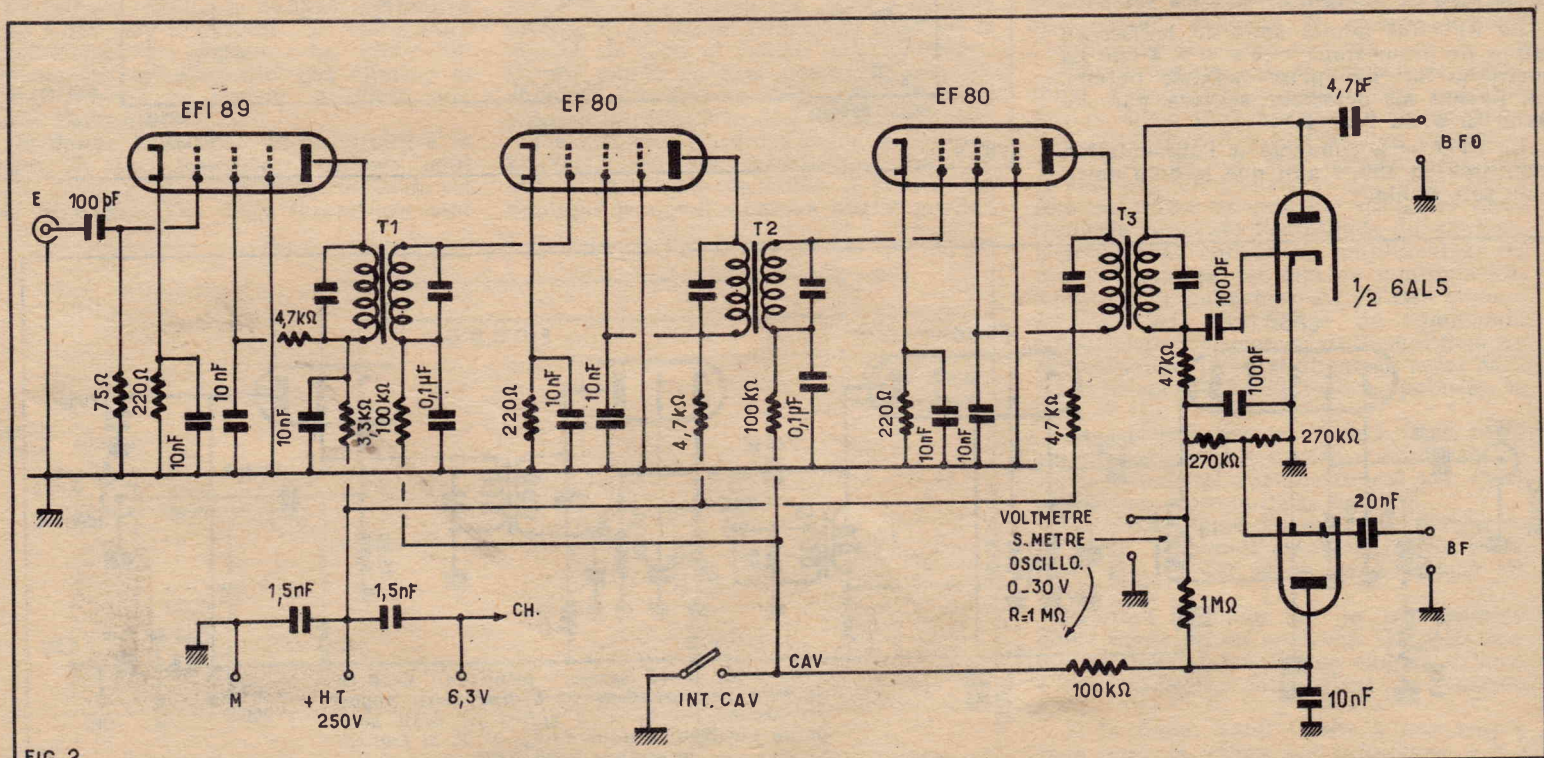


FIG. 2

Platine ampli 30 MHz (N° 5) fig. 4

Elle comporte 3 tubes : deux EF80 et un ECC88. Le gain est de 60 dB. La même platine contient un ampli 30 MHz à 2 tubes pentodes et un tube mélangeur, un tube ampli 1600 kHz à cathode follower pour adaptation d'impédance.

Les selfs L_1 et L_2 sont accordées sur 30 MHz. La sélectivité est importante mais je n'ai pas constaté d'accrochages (les bobines étaient parallèles et aucun blindage ne les séparait). Le potentiomètre sert à régler le gain de l'étage.

Si quelquefois cela accrochait, il suffirait de bobiner l'une des bobines à l'envers de l'autre. Les tubes auront un blindage, les connexions seront courtes.

Les montages amplificateurs sont classiques. Le mélange se fait par une partie de l'ECC88 montée en détectrice. L'oscillateur local produit un battement afin d'obtenir les 1600 kHz. Son signal est injecté sur L_2 par L_3 . Une partie de la puissance de l'oscillateur local est dissipée dans la résistance de 75 Ω placée en dérivation sur la self. Mais la puissance de l'oscillateur est plus que suffisante et cette résistance sert à adapter l'impédance pour la liaison par coaxial 75 Ω avec l'oscillateur local.

La seconde partie de l'ECC88 est montée en amplificateur 1600 kHz.

La sortie se fait par la cathode afin qu'elle soit à basse impédance pour

l'adaptation correcte avec le coaxial de liaison (75 Ω).

Le circuit grille est accordé sur 1600 kHz par le transfo T₁.

Vue de dessus de la platine (fig. 5)

Cette platine est en laiton (blindage parfait aux rayonnements parasites).

Pour régler ces étages, procéder comme suit :

Si l'on possède un vobuloscope type « métrix », on peut accorder le transfo MF 1600 kHz en réglant le générateur sur cette fréquence modulée en fréquence $\Delta F = 0,5$ MHz et en injectant ce signal à l'entrée oscillateur local et en plaçant une sonde détectrice à la sortie S. On règle l'ampli 30 MHz en plaçant le générateur sur la fréquence ($\Delta F = 0,5$ MHz) et la sonde détectrice à la prise oscillateur local (L_1 et L_2 ont d'abord été dégrossies à l'onde-mètre).

Si l'on ne possède pas de vobuloscope ; employer un générateur HF « Métrix » ou autres étalonné en niveau de sortie, confectionner une sonde détectrice (fig. 6) et mesurer la tension de sortie avec un voltmètre = (20 000 Ω /volt). Le procédé sera le même.

La mesure de gain a été effectuée avec le générateur modulé à 30 % sur 30 MHz avec l'oscillateur local connecté. Le gain mesuré est de 60 dB.

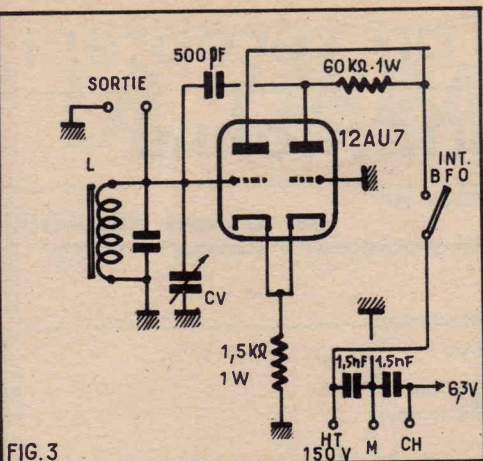


FIG. 3

tée à un câble 75 Ω qui reliera cet ampli au mélangeur que le précède. Les circuits amplificateurs sont tout à fait classiques.

Les transformateurs MF du type miniature sont accordés sur 1600 kHz.

Les connexions seront courtes et les tubes auront un blindage.

Attention aux réactions inter-étages occasionnées éventuellement par le grand gain des tubes employés (surtout de l'EF189 qui a un gain double de l'EF80).

La sélectivité est de 5 kHz environ.

Le gain de cet amplificateur est de 60 dB.

La mesure a été faite avec un générateur « métrix ».

Pour 1 mV modulé 30 % à l'entrée, la tension détectée est de 1 V.

L'étage tend à se saturer pour une tension > 2 mV à l'entrée.

La prise d'entrée, de mesure et de BF sont des prises pérena coaxiales.

L'oscillateur de battement (B.F.O.) N° 12 (Voir fig. 3)

Afin de recevoir les signaux de télégraphie entretenu et télémessure des satellites, voici le BFO. (Il sera branché à la prise BFO de l'ampli MF à 1600 kHz).

Le BFO est monté dans un boîtier en laiton de dimensions = 6 x 6 x 4 cm. La sortie se fait par prise coaxiale pérena. La liaison au détecteur se fera par coaxial 75 Ω du type T.V.

Le BFO sera connecté à l'alimentation stabilisée en 150 V afin que la note musicale soit stable.

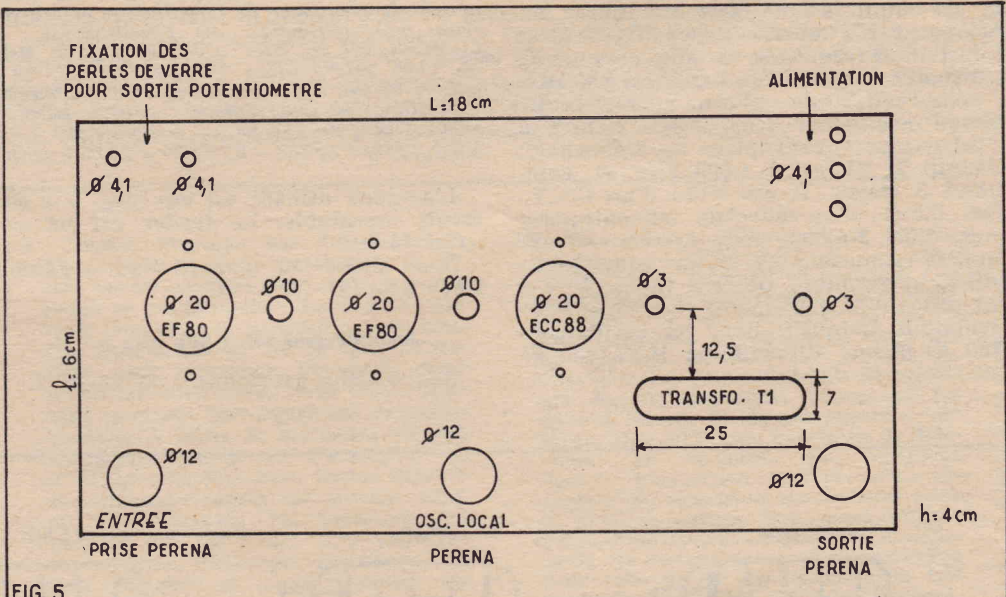


FIG. 5

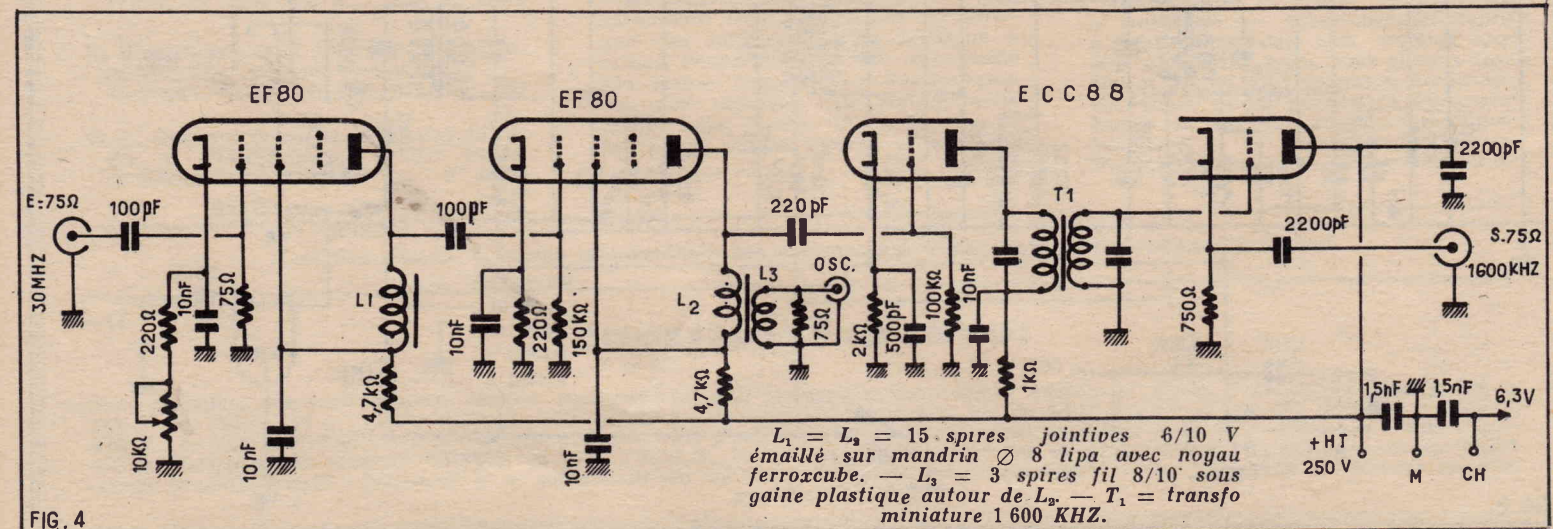


FIG. 4

$L_1 = L_2 = 15$ spires jointives 6/10 V émaillé sur mandrin $\varnothing 8$ lipa avec noyau ferrocube. — $L_3 = 3$ spires fil 8/10' sous gaine plastique autour de L_2 . — $T_1 =$ transfo miniature 1600 KHZ.

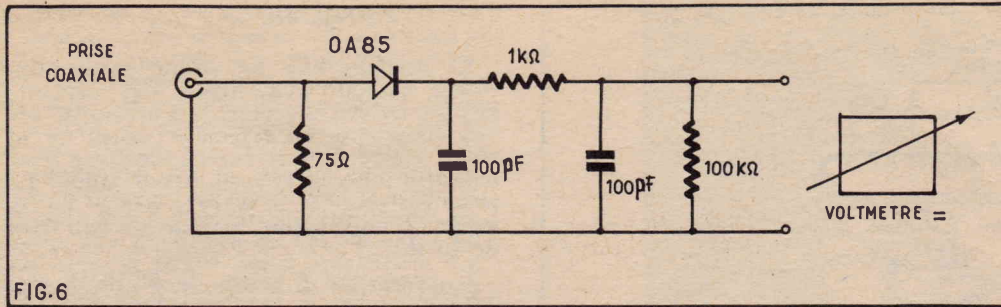


FIG. 6

(Niveau $U_s = 1 \text{ mV}$ - niveau $U_s = 1 \text{ V}$). En plaçant à la suite de cette platine, l'ampli 1600 kHz, le gain de l'ensemble est de 120 dB (mesuré dans les mêmes conditions) (niveau $U_s = 1 \mu\text{V}$ - niveau $U_s = 1 \text{ V}$).

L'oscillateur 31,600 MHz (fig. 7)

L'oscillateur est monté lui aussi dans un boîtier en laiton afin de réduire son rayonnement parasite.

Il est composé par une ECC88 dont une partie de ce tube est un oscillateur-doubleur dont le couplage de réaction est produit par l'enroulement compris entre le quartz et la prise HT sur L_1 . — L_1 comprend 25 sp. de fil émaillé 6/10 prise à 5 sp. côté quartz. Le \varnothing du mandrin lipa utilisé est de 8 mm avec noyau ferrocube. Les spires sont jointives. Le quartz est sur la fréquence de 7900 kHz et L_1 double cette fréquence donc est accordée sur 15 800 MHz. Il faut préalablement accorder les selfs à l'ondemètre.

La seconde partie de l'ECC88 est un doubleur. La self L_2 est donc accordée sur 31 600 MHz et comprend 12 sp. de fil émaillé 6/10 jointives sur un mandrin lipa \varnothing 8 avec un noyau ferrocube.

En troisième position nous avons un tube amplificateur EC86 à cathode follower ce qui permet d'avoir une impédance faible de sortie. Ce montage ne rayonne pas d'harmoniques si le courant grille est nul.

Le circuit L_3 -C est accordé sur 31 600 MHz et comporte les mêmes caractéristiques que L_2 .

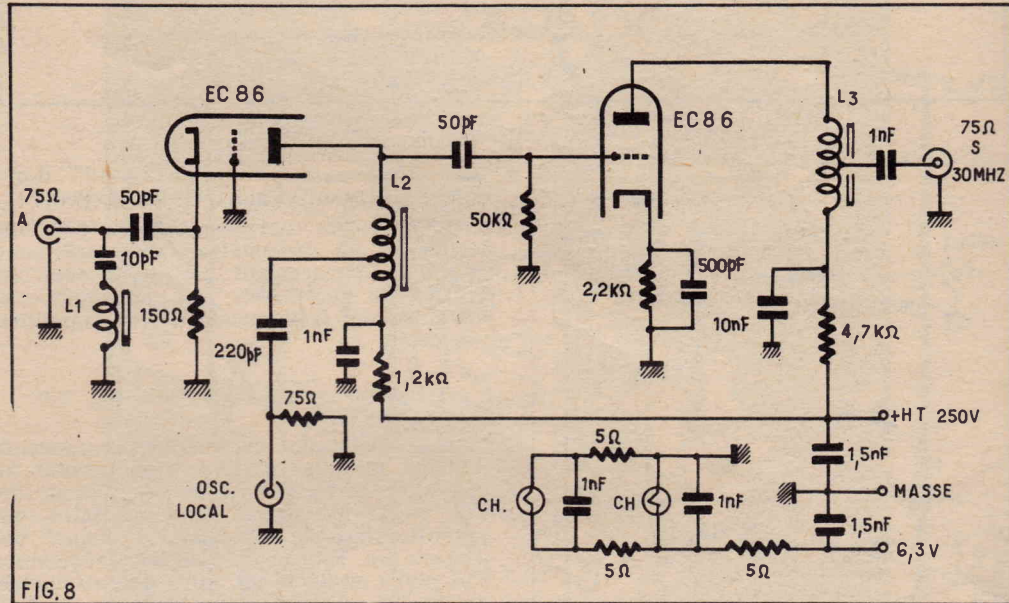


FIG. 8

La puissance de cet oscillateur est de l'ordre du watt. Ce qui est plus que suffisant.

Mélangeur VHF N° 2 (fig. 8)

Cette platine comprend un tube HF à grille à la masse EC86 et un tube mélangeur EC86 dont le circuit plaque est accordé sur 30 MHz.

Le tube amplificateur EC86 à grille à la masse est à bande large. Son circuit

plaque est accordé sur 145 MHz (milieu de la bande).

Nous avons à l'entrée de ce tube un piège accordé sur 30 MHz qui a la propriété d'absorber les signaux de cette fréquence recueillis par l'antenne. La réjection est d'au moins 40 dB. L_1 comporte 12 sp. fil 6/10 émaillé jointif sur mandrin Lipa \varnothing 8 avec noyau ferrocube. L'impédance d'entrée est ramenée à 75 Ω afin de faire une liaison par coaxial 75 Ω. Il n'y a pas lieu de placer une self de choc en série avec la résistance de 150 Ω car j'ai constaté lors de différentes expérimentations que les résistances faibles du type carbone ont un léger effet de self en série

dont la valeur est suffisante pour servir de self de choc au-delà de 100 MHz. Cet effet se fait sentir sur les résistances d'une valeur inférieure à 220 Ω. On peut aussi employer des résistances bobinées. La self L_2 est accordée sur 145 MHz et comprend 5 spires de fil 10/10 étamé sur toute la longueur du mandrin lipa \varnothing 8 avec noyau laiton. L'injection du signal oscillateur-local se fait par une prise à 1 spire à partir de la base de la bobine (côté HT).

Les signaux arrivent sur la grille de la seconde EC86 montée en détectrice. Il en résulte un battement sur la fréquence de 30 MHz sur laquelle est accordée la self L_3 qui comprend 12 spires de fil 6/10 émaillé jointives sur mandrin lipa \varnothing 8 mm avec noyau ferrocube. Le signal est recueilli sur L_3 par une prise faite à 3 spires à partir de la base de la bobine (côté HT). La liaison à l'amplificateur 30 MHz est faite par câble coaxial.

Les filaments sont alimentés en 6,3 V à travers des selfs de choc (résistances bobinées de 5 Ω) et découplés par des condensateurs mica de 1 nF.

Réglages du mélangeur

Il faut employer la sonde détectrice déjà décrite et un générateur sur 30 MHz et un VHF. On dégrossit d'abord les réglages en accordant les selfs au grid-dip. On accorde d'abord L_3 en plaçant le générateur à l'entrée oscillateur local (tubes sous tension) en le mettant sur 30 MHz. On détecte avec la sonde en S et l'on agit sur le noyau de L_3 jusqu'à l'obtention de la tension maximale de sortie.

Ensuite on accorde L_2 en plaçant un générateur 145 MHz en A et en détectant à la prise oscillateur local. On agit sur L_2 pour avoir la tension de sortie maximale.

On accorde L_1 en plaçant un générateur 30 MHz en A et en détectant sur la prise

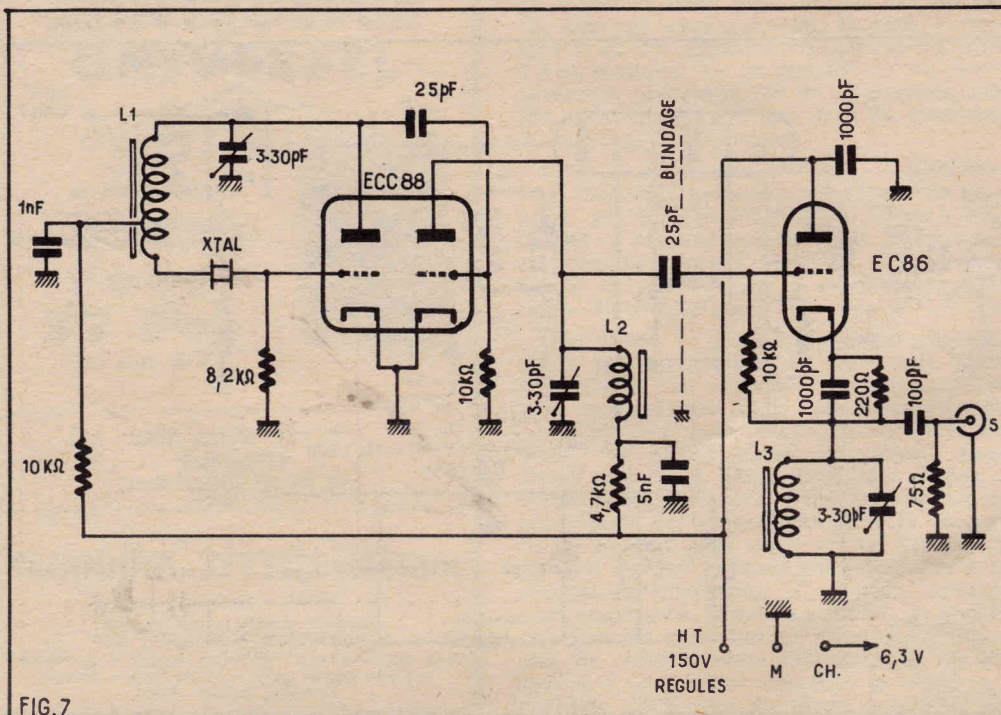


FIG. 7

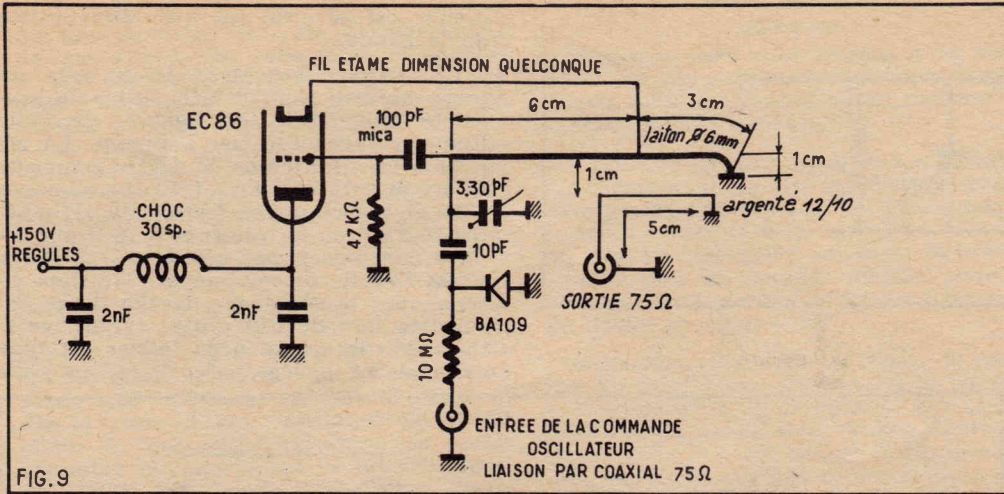


FIG. 9

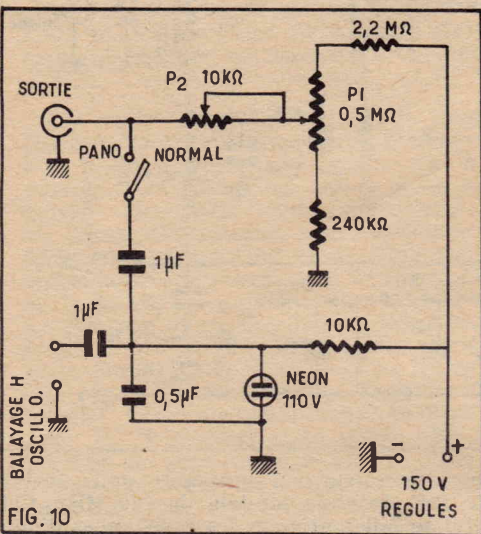


FIG. 10

oscillateur local et en ajustant L_1 pour obtenir la tension de sortie minimale (niveau générateur au maximum et volt-mètre au maximum de sensibilité pour avoir plus de précision sur le minimum de tension de sortie, donc la plus grande réjection). On pourrait placer un réjecteur sur la fréquence image de la même façon (accordé sur 85 MHz). Mais cela s'est révélé inutile car l'amplificateur VHF précédent cet étage est suffisant pour limiter la bande 144-146 MHz. La mesure de gain effectuée avec un générateur « Métrix » modulé à 30 % a donné pour résultat 5 dB. La bande passante de cet étage est de ≈ 5 MHz.

L'oscillateur Local 114-116 MHz N° 3 (fig. 9)

Cet oscillateur est du type à ligne. Après différents essais d'oscillateurs, c'est celui-ci qui a été retenu. Je l'ai basé sur le principe de l'E.C.O. J'ai remplacé la self par une ligne pour avoir une plus grande stabilité mécanique.

Nous pouvons constater que la variation de fréquence est faite par variation de capacité de la BA109 placée en parallèle sur le condensateur d'accord de la ligne. Cette variation de capacité est provoquée par une variation de tension à ses bornes.

Nous pouvons ainsi commander l'oscillateur à distance ce qui est très appréciable dans certains cas, à partir d'une boîte de commande.

La tension de sortie de cet oscillateur est de l'ordre de 3 V sur 75 Ω ce qui fait

une puissance de l'ordre de 120 mW, donc suffisante pour attaquer le mélangeur.

On accorde cet oscillateur par un lecher ou un ondemètre, mais seulement après avoir raccordé cet oscillateur au boîtier de commande qui provoque un décalage en fréquence dû aux capacités parasites.

Le boîtier de commande N°4 (fig. 10)

Le boîtier de commandes comprend d'abord un pont diviseur qui permet la variation de fréquence de l'oscillateur de 114 à 116 MHz par l'intermédiaire du potentiomètre de 0,5 M Ω sur lequel on placera un cadran gradué en fréquence. J'ai placé en série un autre potentiomètre de 10 k Ω qui sert de réglage fin et fait une variation de quelques dizaines de kHz autour de la fréquence repérée par P1.

Lorsque l'interrupteur est en position « pano », le récepteur devient panoramique du fait que la seconde partie du boîtier comprend un oscillateur à relaxation dont la tension en dents de scie est appliquée à l'oscillateur local et à l'oscilloscope. La totalité de la bande (144-146 MHz) se trouve alors balayée en fréquence et l'on peut voir les stations apparaître sur l'écran de l'oscilloscope (fig. 11).

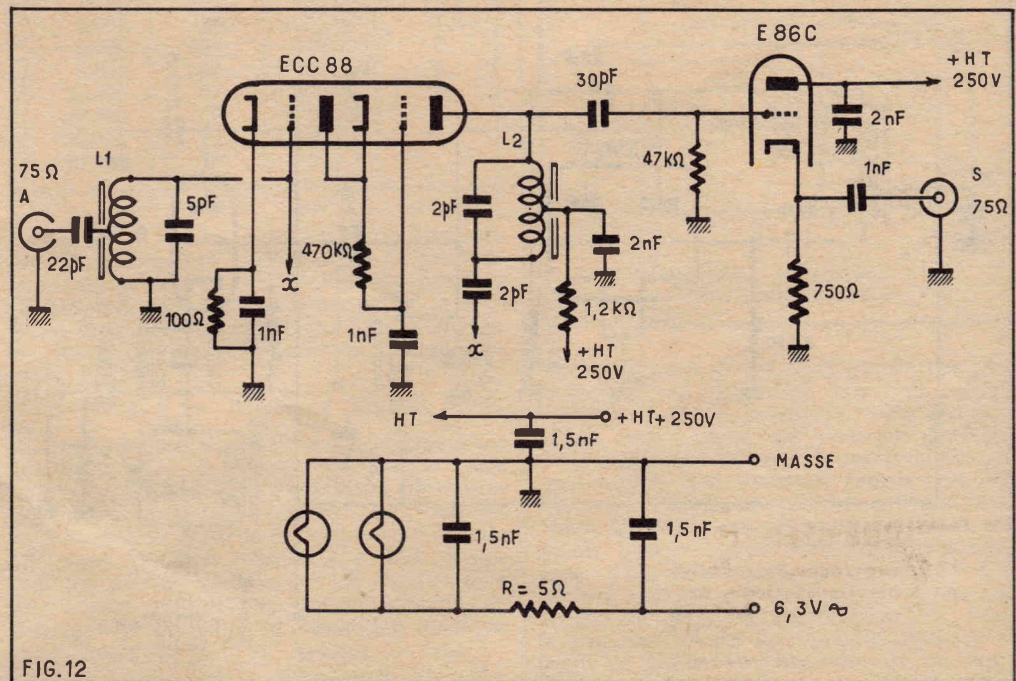


FIG. 12

Préampli VHF N° 1 (fig. 12)

Le premier tube est monté en amplificateur cascade neutrodyné par capacité (2 pF). La self d'accord L_1 est centrée sur 145 MHz. Elle comprend 5 spires de fil 10/10 étamé bobiné sur la longueur d'un mandrin Lipa $\varnothing 8$ avec noyau laiton. La prise est faite à 1 spire à partir de la masse. L'impédance du coaxial doit être de 75 Ω .

L_2 comprend 6 spires de fil 10/10 étamé bobiné sur la longueur d'un mandrin Lipa $\varnothing 8$ avec noyau de laiton. La prise est faite à 5 spires à partir de la plaque du tube.

Ensuite nous avons un tube E86C ou EC86 monté en cathode-follower. La sortie se fait donc par la cathode et le pré-ampli qui peut-être situé près de l'antenne et relié au reste du récepteur par un coaxial 75 Ω .

La bande passante de ce préampli est supérieure à 3 MHz et est accordée sur 145 MHz (mesuré au wobuloscope Métrix).

Le gain est de 10 dB (générateur VHF Métrix modulé à 30 % en A et détection avec la sonde décrite en S).

Si le niveau du générateur $U_s = 10$ mV on trouvera $U_s = 30$ mV. Le préampli est monté dans un boîtier en laiton, donc est très blindé.

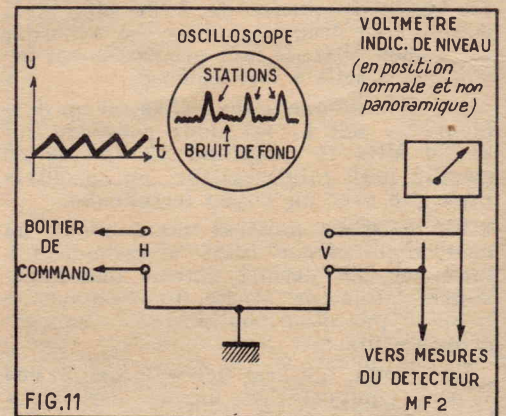


FIG. 11

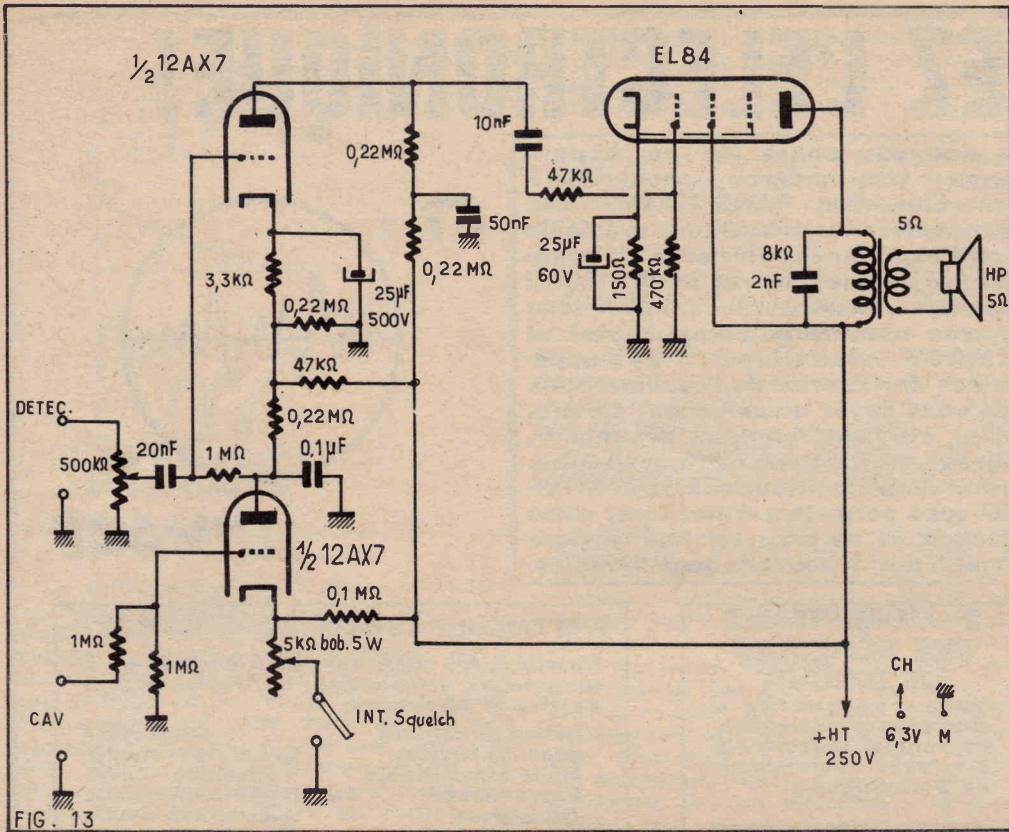


FIG. 13

Le transformateur doit être capable de délivrer une puissance de 60 VA (valeur supérieure à celle consommée par les tubes, mais qui permet d'avoir une certaine réserve pour des transformations). L'interrupteur chauffage met le transfo sous tension, mais ne permettra pas de mettre la HT avant le chauffage.

Alimentation HT 250 V non régulée (N° 10)
(fig. 15)

Lorsque le récepteur est connecté, la tension recueillie est de 250 V alors qu'à vide elle est supérieure à 300 V.

Alimentation HT 150V (N° 11) (fig. 16)

Le transformateur TR est du type 110-220 V/200 V, puissance 40 VA. La tension régulée sert à alimenter les oscillateurs afin d'avoir une plus grande stabilité.

Conclusion

Malgré ma situation géographique défavorable (située dans une vallée encaissée) j'obtiens avec ce récepteur des performances intéressantes : écoute des satellites radio-amateurs avec une antenne yagi 5 éléments directive ; avec la même antenne qui est située à 15 m du sol l'écoute de stations situées à 300 et 400 km a pu être faite avec ce récepteur.

Je conseille donc aux amateurs voulant faire du VHF, la construction de ce récepteur dont les résultats obtenus en récompenseront la peine.

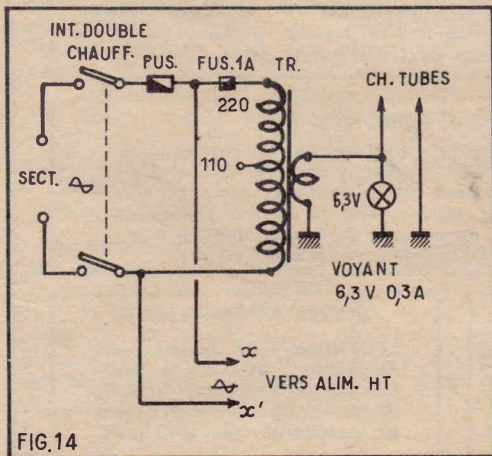


FIG.14

Amplificateur BF et squelch-circuit (N° 12)
(fig. 13)

La première partie du tube 12AX7 est montée en triode préamplificatrice. Elle se trouve bloquée par la seconde partie du tube qui est le dispositif de squelch. En effet, ce dispositif ayant une certaine tension de CAV sur la grille, on règle le blocage par l'intermédiaire du potentiomètre de 5 kΩ après avoir fermé l'interrupteur du squelch afin de le mettre en circuit (il existe une tension de souffle quand il n'y a pas d'émission). Lorsqu'une tension supérieure à celle-ci est appliquée sur la grille (lorsqu'une station est reçue) le dispositif débloque le tube préampli qui amplifie la tension détectée et le transmet au tube EL84 qui l'amplifie en puissance afin de faire vibrer la membrane du haut-parleur.

La puissance modulée de cet ampli est de 3 W environ pour 1 ou 2 μV modulés à 30 % appliqués à l'antenne du récepteur complet.

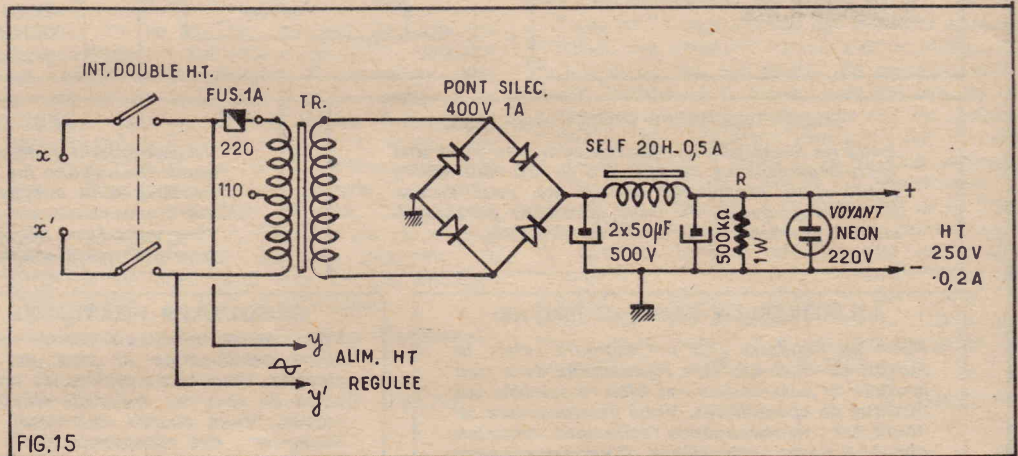


FIG.15

Alimentation chauffage des tubes (N° 9)
(fig. 14)

Il faut pour chauffer tous les tubes avoir une alimentation qui puisse délivrer une tension de 6,3 V sous 6 A environ.

Je reste à l'entière disposition des amateurs intéressés par cet article afin de leur fournir tous compléments techniques indispensables.

Gérard BEAUDIN

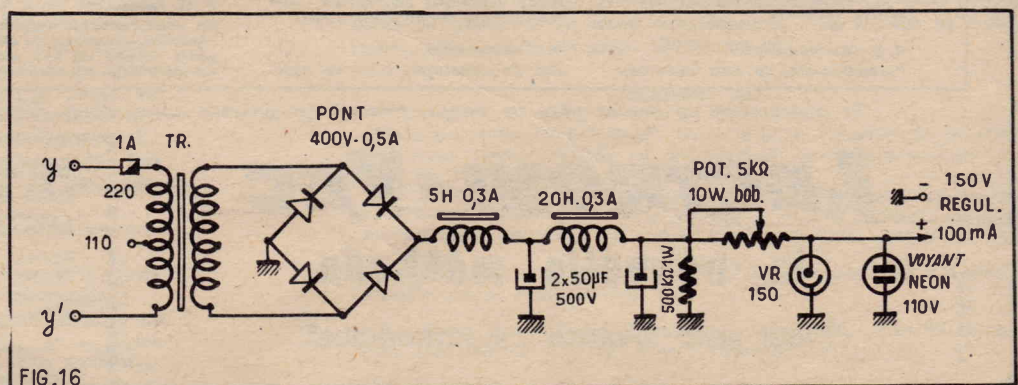


FIG.16

qui chauffe

???

En voilà bien un titre mystérieux, plus digne, à première vue, d'un recueil de nouvelles policières que d'une revue d'Electronique, et pourtant, c'est là une question qui se pose souvent dans les problèmes de la régulation, comme ceux du simple emploi quotidien de transistors.

Dans de tels circuits, on a bien l'habitude d'inclure, du moins quand ils sont bien conçus (fig. 1), des résistances de stabilisation thermique, du type à coefficient de température négatif et on est parfois amené à se demander de quelle provenance pourrait bien être l'élévation de température que l'on cherche à combattre. La régulation portera, en effet, sur la variation d'un potentiel, elle utilisera pour cela des chutes de tension conformément à la loi d'Ohm, elle sera donc traversée par un certain courant qui ne saurait manquer de provoquer, à son tour, les conséquences de la sempiternelle loi de Joule : cette sorte d'échauffement complémentaire ne risquerait-il alors pas de fausser toute l'harmonie de l'édifice construit sur le calcul théorique ? C'est que, en fait, il faut distinguer entre deux actions et même entre deux sortes de pièces détachées : essayons d'y mettre de l'ordre.

On peut dire que ces résistances font partie du groupe des résistances non linéaires qui comprennent également les

thermistances et les VDR (voltage dépendent resistor) et qui font appel aux propriétés des semi-conducteurs. Comme le dit leur nom, ceux-ci au nombre de 5 (carbone silicium, germanium, plomb, étain), se situent (fig. 2) entre les conducteurs parfaits et les matières non conductrices (appelées également isolantes, bien que de jour en jour les limites entre ces deux considérations s'éloignent de plus en plus) et ils présentent au moins la propriété commune de répondre à toute augmentation de la température par une diminution de la résistance ohmique. Ce n'est certes pas là une obligation dans toute l'étendue des utilisations possibles, mais il suffit que ces matières présentent ces propriétés dans des circonstances bien déterminées (les diodes et les transistors en polarisation inverse, le plomb et l'étain, près, très près du zéro absolu) pour justifier leur emploi dans le but recherché ici.

Alors que les thermistances utilisent plutôt des oxydes métalliques qui, par leur composition donnent lieu à une gamme

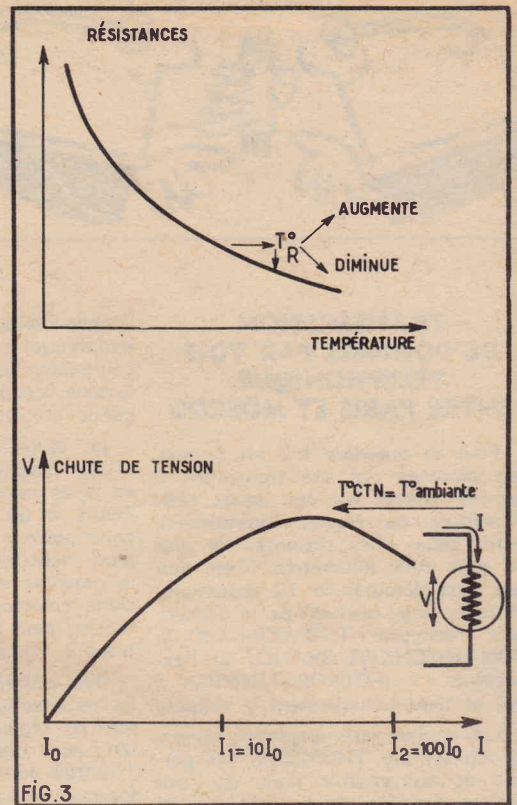


FIG. 3

par conséquent, des valeurs relatives de ces températures, mais on ne peut, dans pratiquement aucun cas, laisser complètement de côté l'une ou l'autre de ces causes.

Cette sorte de coexistence, nous la retrouvons dans l'une des premières applications des résistances CTN : la limitation de l'intensité dans les circuits-série de chauffage des filaments (fig. 4-a). De telles résistances insérées dans le circuit-série lui-même présentent à froid, donc au moment de l'allumage, une forte résistance qui diminue, ici essentiellement par effet Joule, jusqu'à ce que le courant ait atteint sa valeur nominale (fig. 4-b).

(suite page 46)

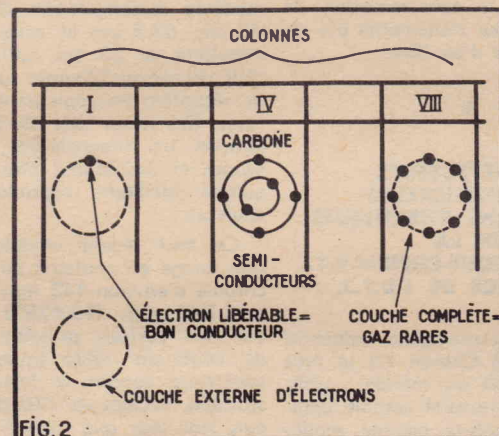


FIG. 2

très étendue en température et en résistances, les versions VDR font appel, la plupart du temps, à des composés semi-conducteurs, mais on peut, sur les deux, concevoir des courbes de variation assez proches (fig. 3).

Ces réseaux qui donnent la variation des résistances en fonction de la température, ne fournissent cependant pas un aperçu complet du fonctionnement de ces pièces détachées et on remarque, en particulier, qu'en augmentant le courant qui traverse les résistances, la chute de tension augmente bien à leurs bornes, mais qu'elle le fait en présentant un maximum (fig. 3). C'est là, en effet, que nous retrouvons, pour la première fois, cette double cause qui justifie bien notre titre, puisque la croissance du courant entraîne bien une augmentation de la température, d'où diminution de la résistance et, à intensité égale, une chute de tension moindre : il n'est pas trop faux de placer ce maximum au moment approximatif où la chaleur dégagée par la résistance elle-même, coïncide avec la température ambiante ; on conçoit que le phénomène se poursuive dans ce même sens, à partir de l'instant où la résistance elle-même a pris le pas sur les autres événements. Tout dépend,

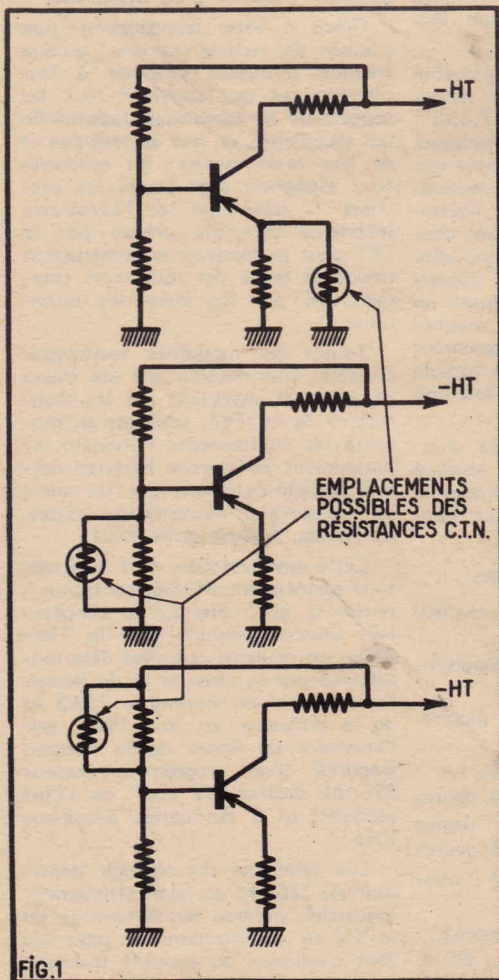


FIG. 1

Le relais est l'affaire d'un spécialiste :

RADIO-RELAIS
 18, rue CROZATIER - PARIS 12^e
 Tél. 343.98-89
 PARKING ASSURE

DEVIS DU

PUISSANT PETIT AMPLI VIRTUOSE BICANAL

P.P. 12

(décrit ci-contre)

AMPLI HI-FI 12W. PUSH-PULL

A RELIEF TOTAL

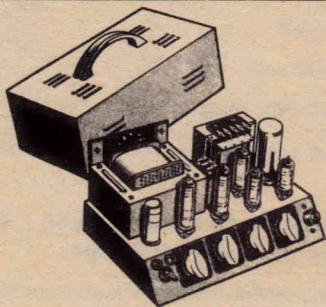
— par la restitution des 3 dimensions de l'espace.

— sans les inconvénients du système stéréo.

TROIS HAUT-PARLEURS
DEUX CANAUX - DEUX ENTRES

USAGES MULTIPLES

PRIX INTÉRESSANT



MONTAGE AISE
FACILE A TRANSPORTER

A votre choix
AVEC CAPOT - SANS CAPOT - AVEC
MALLETTE

Composition du châssis

Châssis émaillé spécial	15,00
Transfo 150 mA - AP 2x6,3	43,00
Transfo mod. géant P8 spécial	14,30
2 cond. 2x50/350 V (1 alu - 1 cart.)	0,00
30 résistances + 14 condensateurs	12,00
4 potentiomètres 1 Mg : 2-SI, 1-AI, 1-DI	6,75
Matériel divers	21,00

CHASSIS COMPLET EN PIÉCES DETACHÉES
(au lieu de 125,00)

119,00

Toutes les pièces
peuvent être vendues séparément

KIT NON OBLIGATOIRE

Tubes : 2x ECC82, 2x EL84, ECL82, EZ81	42,40
3 H.-P. AUDAX : 24PV8 inv. ..	25,90
10x14 ..	18,90 et TW9 ..
Les 3 H.-P.	58,70

CHASSIS CABLE SUR DEMANDE, EN
ORDRE DE MARCHÉ, SANS TUBES. 200,00

POUR LE TRANSPORT
DE VOTRE PETIT AMPLI PORTATIF

Fond, capot, poignée (absolument indépendants,
donc facultatifs)
 22,00 |

SI VOUS VOLEZ CRÉER UN
ELECTROPHONE HI-FI

Vous pouvez éviter les : capot, fond, poignée,
et compléter l'ampli avec la
MALLETTE LUXE, très solide, présentation soignée
(51x31x23 cm) à couvercle dégonflable et pou-
vant contenir : l'ampli sans le capot (qui devient
inutile) + les H.-P. + un tourne-disques ou
éventuellement un changeur.

Prix de la mallette
 75,90 |

SOCIÉTÉ

RECTA

37, av. LEDRU-ROLLIN

PARIS-12° - C.C.P. PARIS 6963-99

Téléphone : DIDerot 84-14

Communications faciles : A 3 minutes des métros
Bastille, Lyon, Austerlitz et Quai de la Râpée

Nos prix s'entendent Taxe Locale 2,83 % en sus.
Suppl. 4 F pour commandes inférieures à 100 F

amplificateur HI-FI bicanal 12 watts

En matière d'amplification HI-FI la formule bicanal présente des avantages certains. Rappelons qu'elle consiste à utiliser un canal d'amplification réservé aux Graves et un réservé aux Aiguës, ces bandes de fréquences étant séparées par des filtres appropriés. Bien entendu chaque canal actionne un ou plusieurs haut-parleurs eux-mêmes spécialisés. Chaque canal possède son réglage de niveau particulier ce qui permet un dosage très souple. Si on place les haut-parleurs ou les groupes de haut-parleurs à une certaine distance l'un de l'autre on obtient une localisation des sons dans l'espace qui sans être véritablement de la stéréophonie procure néanmoins un relief sonore qui ajoute à la vérité de la reproduction.

Pour ces raisons l'amplificateur, que nous vous proposons ici, qui utilise ce procédé, est particulièrement intéressant. Sous un autre angle grâce à ses dimensions réduites, son châssis faisant 25 x 14 x 4 cm, il peut pratiquement être logé partout. Sa forme est telle qu'il offre plusieurs possibilités d'utilisation. Recouvert d'un capot à fentes d'aération et muni d'une poignée, il constitue un très bon élément pour les sonorisations à moyenne puissance pouvant être très aisément transporté. Il peut également être logé dans une mallette spécialement conçue et former un électrophone de haute qualité par l'adjonction d'une platine tourne-disque avec ou sans changeur automatique de disques. Dans ce cas le couvercle dégonflable constitue le baffle des haut-parleurs.

Notons encore que tous les organes de commande sont disposés sur une face du châssis inclinée en forme de pupitre, disposition très appréciée par l'utilisateur en raison de la facilité de réglage qu'elle apporte.

Le schéma - Figure 1

Cet amplificateur possède deux Entrées ; une à gain normal destinée à l'attaque par un pick-up piézo-électrique ou par un tuner AM-FM et une entrée à gain élevée permettant l'utilisation d'un microphone ou d'une tête de PU magnétique à réluctance variable. L'amplification des signaux BF appliqués à ces prises est obtenue par une double triode ECC82.

L'entrée PU attaque par l'intermédiaire d'un potentiomètre de volume de 1 mégohm la grille d'une des triodes. Cette dernière est polarisée par une résistance de cathode de 1 000 ohms. Cette résistance n'étant pas découplée introduit une contre-réaction d'intensité qui réduit la distorsion de cet étage. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 100.000 ohms 1 W. Il attaque l'entrée des filtres de séparation « Graves » et « Aiguës » à travers un condensateur de 47 nF. Nous reviendrons en ce point dans un instant, pour l'instant, reportons-nous à la prise « Micro ». Les signaux, devant être appliqués à cette entrée, étant plus faibles, il est nécessaire de les soumettre à une amplification supplémentaire. Celle-ci est fournie par le second élément triode de la ECC82. La

grille de cette triode est attaquée par la prise micro par l'intermédiaire d'un potentiomètre de volume de 1 mégohm. Ce potentiomètre est doté d'un interrupteur double I₁ et I₂ dont nous verrons l'action dans un instant. La seconde triode ECC82 est polarisée par une résistance de 2.200 ohms qui n'étant pas découplée procure elle aussi une contre-réaction d'intensité.

La résistance de charge du circuit plaque fait 100.000 ohms. La manœuvre du potentiomètre de volume micro P₁ a pour effet en début de course de fermer les interrupteurs I₁ et I₂. Vous pouvez constater que I₂ dans ce cas ferme le circuit d'alimentation plaque de la seconde triode qui de ce fait est mise en service. I₁ ferme le circuit de liaison entre la plaque de cette triode et la grille de la première. Ce circuit de liaison comprend outre I₁ un condensateur de 47 nF une résistance de 220.000 ohms et le potentiomètre de volume PU qui dans ce cas fait fonction de résistance de fuite de grille pour la première triode. Dans ces conditions le signal PF appliqué à l'entrée « Micro » est amplifié successivement par les deux étages préamplificateurs que nous venons d'examiner.

Nous pouvons maintenant revenir à la sortie du condensateur de 47 nF qui attaque les filtres séparateurs. Pour le canal « Aiguës » le filtre est simplement constitué par un 470 pF lequel, par sa faible valeur, laisse uniquement passer les courants de fréquences élevées du registre « aiguë ». Ce condensateur débite dans un potentiomètre de 1 mégohm qui assure le dosage des aiguës. Le filtre « graves » est une cellule pass-bas en T constituée par deux résistances de 100.000 ohms en série et d'un condensateur de 10 nF en dérivation entre le point commun des résistances et la masse. Ce filtre débite lui aussi dans un potentiomètre de dosage de 1 mégohm.

Continuons l'examen du schéma par le canal « graves ». Le curseur du potentiomètre de dosage attaque la grille d'un élément triode d'une seconde ECC82. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 1 000 ohms non découplée et introduisant par conséquent une contre-réaction d'intensité. Notons au passage que tous les étages préamplificateur sont soumis à une telle contre-réaction ce qui réduit considérablement le taux global de distorsion. Le circuit plaque de la triode que nous considérons est chargé par une résistance de 100.000 ohms. Le sommet de cette résistance est relié par un condensateur de 47 nF à la grille de la seconde triode contenue dans la même ampoule. Cette seconde triode est utilisée en déphaseuse du type cathodyne. Entre cathode et masse nous trouvons une résistance de polarisation de 330 ohms et une résistance de charge de 22.000 ohms. Une autre résistance de charge de même valeur est placée dans le circuit plaque. Dans ces conditions vous savez, sans doute, qu'on recueille aux bornes des résistances de charge plaque et cathode des signaux BF égaux et déphasés de 180° qui sont aptes à l'attaque d'un étage push-pull. Remarquons avant d'en ter-

miner avec l'étage déphaseur que la résistance de fuite de grille de 1 mégohm aboutit au point de jonction des résistances de 330 ohms et de 22.000 ohms de sorte que seule la chute dans la 330 ohms détermine la polarisation.

Comme l'a fait pressentir la présence d'un étage déphaseur, l'étage final de ce canal grave est un push-pull équipé par deux EL84 fonctionnant en classe AB. Les circuits de liaisons entre les grilles de commande de ces pentodes de puissance et le cathodyne déphaseur sont constitués chacun par un condensateur de 0,1 μ F en série avec une résistance de blocage de 22.000 ohms et d'une résistance de fuite de 470.000 ohms. Les deux EL84 sont polarisées par une résistance de cathode commune de 150 ohms 2 watts. Cette résistance est découplée par un condensateur de 100 μ F. Le circuit plaque est chargé par le primaire à prise médiane du transfo d'adaptation du haut-parleur. Pour un tel étage l'impédance de charge doit être de 8 000 ohms de plaque à plaque.

Le canal « aiguës » met en œuvre une ECL82 dont la section triode fonctionne en amplificatrice de tension. La grille de cet élément est attaquée par le curseur du potentiomètre de dosage correspondant. Son circuit cathode contient une résistance de polarisation de 1 500 ohms qui, n'étant pas découplée par un condensateur produit

une contre-réaction d'intensité, avec les conséquences déjà signalées que cela comporte. Le circuit plaque contient une résistance de charge de 47.000 ohms dont le point chaud attaque la grille de commande de la section pentode. Cette section équipe bien entendu l'étage final de ce canal. Le circuit de liaison comprend deux condensateurs de 470 pF en série, l'un d'eux étant shunté par une 470.000 ohms et une résistance de fuite de 470.000 ohms également.

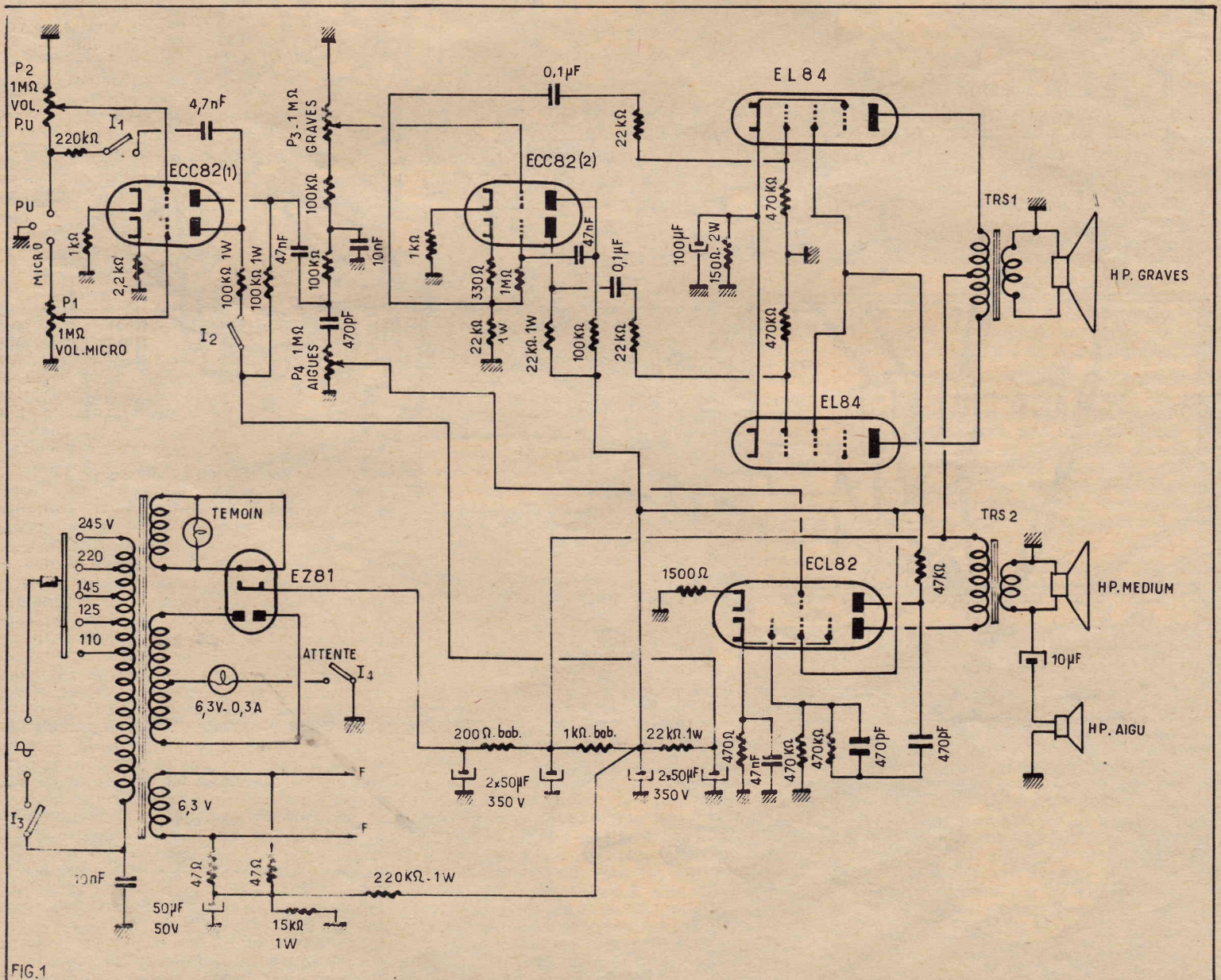
La polarisation est assurée par une résistance de cathode de 470 ohms shuntée par un 47 nF. Le transfo d'adaptation attaque un haut-parleur destiné plus spécialement au médium et à travers un condensateur de 10 μ F un tweeter pour les aiguës. L'ensemble des trois HP permet de couvrir une gamme très étendue de fréquences audibles. L'impédance de charge doit être de 5.600 ohms.

L'alimentation met en œuvre un transformateur permettant l'adaptation aux diverses tensions secteur possibles. Un secondaire à point milieu délivre la HT qui est redressée par une valve EZ81. Le secondaire de chauffage de cette valve alimente également un voyant lumineux. Un autre voyant lumineux est placé entre le point milieu de l'enroulement HT et la masse, en série avec un interrupteur. On peut grâce à cet interrupteur couper la HT et par conséquent arrêter le fonctionne-

ment de l'amplificateur sans couper le circuit de chauffage des cathodes des lampes. Ce qui permet de le remettre immédiatement en fonctionnement ce qui ne serait pas possible si on interrompait l'alimentation des filaments.

La HT est filtrée par une résistance de 200 ohms et deux condensateurs de 50 μ F-350 V. A la sortie de ce filtre on prélève la tension d'alimentation plaque du push-pull et de la pentode ECL82. A la suite de cette cellule il y a une cellule de découplage constituée par une 1 000 ohms bobinée et un 50 μ F à la sortie de laquelle on prend l'alimentation écran du push-pull, de la triode ECL82 et de la ECC82 (2). Vient ensuite une seconde cellule de découplage formée d'une 22 000 ohms et d'un 50 μ F à la sortie de laquelle on prélève la tension d'alimentation de la ECC82 (1).

Un troisième secondaire sur le transfo sert à l'alimentation des filaments des tubes. Ce secondaire est équilibré par deux résistances de 47 ohms. Un pont diviseur formé d'une 220 000 ohms et d'une 15 000 ohms entre HT et masse applique une tension positive de quelques volts au point de jonction des 47 ohms. Cette disposition a pour but d'éviter les ronflements par induction entre filament et cathode. Grâce à toutes les précautions prises le taux de ronflement est extrêmement bas.



condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu\text{F}$.

Avec du fil nu de forte section on établit les lignes de masse. L'une d'elles relie la cosse a de la prise d'entrée à la cosse a de l'interrupteur I, en passant derrière la rangée des supports de lampe. Elle est soudée sur les fixations de ces supports situés de ce côté. Une seconde part, de la première, elle longe la rangée des supports de lampe mais de l'autre côté et aboutit à la cosse m prévue sur une des vis de fixation de TRS1. Elle est aussi soudée sur les fixations des supports de lampe. Une troisième ligne de masse part de la seconde et aboutit aux broches 4 et 5 de la prise HP. Enfin une 4^e part de la 3^e et aboutit à la seconde près de la cosse m. Sur ces lignes de masse on soude les relais A et B. On relie à la ligne de masse la plus proche les cheminées des supports ECC82 et ECL82 ainsi qu'une fixation de ce dernier support. Le pôle — du condensateur $2 \times 50 \mu\text{F}$ est aussi relié à une ligne de masse.

Sur les supports ECC82 on soude ensemble les broches 4 et 5. Avec des torsades de fils de câblage on établit la ligne d'alimentation des filaments qui réunit les cosses CHL du transfo d'alimentation, les broches 4 et 5 des supports EL84, ECL82 et les broches 5 et 9 ou 4 et 9 des supports ECC82.

On relie une extrémité du potentiomètre P_1 à la broche a de la prise « Entrée ». L'autre extrémité est connectée à la broche b de cette prise. Par un court fil blindé on relie le curseur de P_1 à la broche 2 du support ECC82 (1), la gaine de ce fil est soudée sur la cosse a de la prise « Entrée » et sur la ligne de masse. Par un autre fil blindé on relie une extrémité du potentiomètre P_2 à la broche c de la prise « Entrée ». On soude la gaine de ce fil sur la broche a et sur l'autre extrémité de P_2 . Entre l'autre extrémité de P_2 et une cosse de l'interrupteur I, on soude une $220\,000$ ohms. Entre l'autre extrémité de I, et la broche 1 du support ECC82 (1) on dispose un $4,7$ nF. Par un autre fil blindé on connecte le curseur de P_1 à la broche 7 du support ECC82 (1) la gaine de ce fil est soudée sur l'extrémité de P_2 , sur laquelle une gaine a déjà été soudée et sur la ligne de masse. On pose un autre fil blindé entre le curseur de P_1 et la broche 2 du support ECC82 (2). La gaine de ce fil est soudée sur une extrémité de P_2 et sur la ligne de masse. On dispose un autre fil blindé entre le curseur de P_1 et la broche 1 du support ECL82. Sa gaine est soudée sur une extrémité du potentiomètre et sur la fixation du support ECL82. On soude encore un fil blindé entre les cosses 5 et 15 du relais A. Sa gaine est soudée sur la ligne de masse et sur la patte 14 du relais.

On connecte une extrémité de l'interrupteur I, à la cosse 1 du relais A. Entre l'autre extrémité de I, et la broche 1 du support ECC82 (1) on dispose une résistance de $100\,000$ ohms 1 watt. Sur le support de ECC82 (1) on soude une $2\,200$ ohms entre la broche 3 et la masse et une de $1\,000$ ohms entre la broche 8 et la masse ; une $100\,000$ ohms 1 watt entre la broche 6 et la cosse 1 du relais A, un 47 nF entre la même broche et la cosse 5 du relais. On relie les pôles + du condensateur $2 \times 50 \mu\text{F}$ aux cosses 1 et 7 du relais. Entre ces deux points on dispose une $22\,000$ ohms 1 watt. Sur le relais A on soude un condensateur de 470 pF entre les cosses 15 et 21, une résistance de $100\,000$ ohms entre les cosses 15 et 16, une autre $100\,000$ ohms entre les cosses 16 et 17 et un 10 nF entre 16 et 14. La cosse 17 est connectée à l'extrémité encore libre du potentiomètre P_2 , tandis que la cosse 21 est reliée à l'extrémité libre de P_1 .

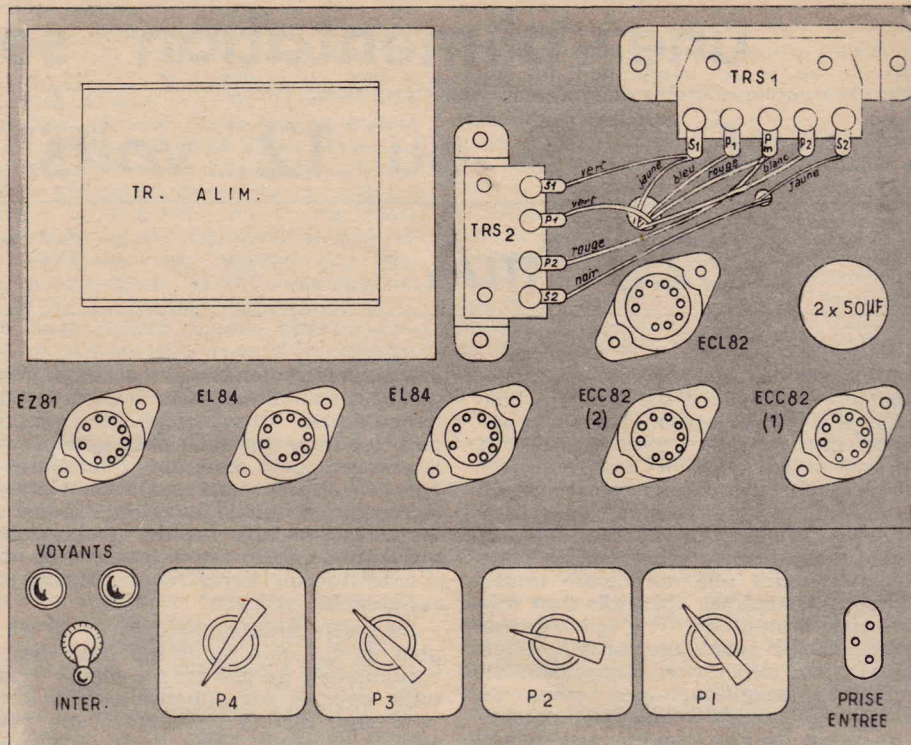


FIG. 3

Sur le support ECC82 (2) on soude : une $1\,000$ ohms entre la broche 3 et la masse ; une $100\,000$ ohms 1 watt entre la broche 1 et la cosse 7 du relais A, un 47 nF entre les broches 1 et 7, une 1 mégohm entre la broche 7 et la cosse 12 du relais A, une 330 ohms entre la broche 8 et les cosses 11 et 12 du relais. On relie la broche 6 à la cosse 9 du relais. Entre les cosses 7 et 9 on soude une résistance de $22\,000$ ohms 1 watt. On soude une résistance de même valeur entre la cosse 12 et la ligne de masse.

Par des connexions de fil isolé on relie la cosse 7 du relais A, les broches 9 des supports EL84 et la cosse R du transfo d'alimentation. On soude des condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$ entre les cosses 9 et 13 et entre les cosses 11 et 18 du relais. On dispose une $22\,000$ ohms entre la cosse 13 et la broche 2 du support EL84 (1) et une de $470\,000$ ohms entre cette broche et la ligne de masse. On soude des éléments semblables entre la cosse 18 du relais, la broche 2 du support EL84 (2) et la ligne de masse. On réunit par une connexion les broches 3 des supports de EL84. Entre la broche 3 du support EL84 (2) et la ligne de masse on soude une 150 ohms 2 watts et un condensateur de $100 \mu\text{F}$. On connecte les broches 7 des supports EL84 respectivement aux cosses P_1 et P_2 du transfo TRS, (v. fig. 3). La cosse Pm de cet organe est reliée à la cosse 19 du relais A. On connecte cette cosse 19 à la cosse a du relais B et la cosse 22 du relais A à la cosse b du relais B. On soude une résistance bobinée de $1\,000$ ohms entre la broche 9 du support EL84 (1) et la cosse 19 du relais A et une de 200 ohms également bobinée entre les cosses 19 et 22 du relais. La cosse 22 est connectée à la broche 3 du support EZ81.

Sur le support ECL82 on soude : une $1\,500$ ohms entre la broche 8 et la masse, une $47\,000$ ohms entre la broche 9 et la cosse 7 du relais A, un 470 pF entre cette broche et la cosse 10, une $470\,000$ ohms en parallèle avec un 470 pF entre la cosse 10 et la broche 3, une $470\,000$ ohms entre la broche 3 et la masse, une 470 ohms en parallèle avec un 47 nF entre la broche 2 et la masse. On connecte la broche 7 à la cosse 7 du relais A, et la broche 6 à la cosse P_1 du transfo TRS. On

connecte la cosse P_2 de ce transfo à P_2 de TRS, et la cosse S_1 à la cosse S_1 de laquelle est reliée à la patte du relais. On connecte S_2 de TRS, à la broche de la prise HP et la cosse S_2 de TRS, à la broche 6 de la même prise.

On met en place le condensateur $2 \times 50 \mu\text{F}$ en soudant sa cosse — à la ligne de masse et ses cosses + sur les cosses a et b du relais B. On relie les broches 4 et 5 du support EZ81 aux cosses CHL du transfo d'alimentation et les broches 7 aux extrémités de l'enroulement HT de la cosse encore libre de l'interrupteur on soude le support d'ampoule de voyant lumineux. On connecte la seconde cosse de ce support au point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. Le support de voyant lumineux est soudé entre les broches 4 et 5 du support ECC82.

Entre chaque extrémité de l'enroulement CHL et la cosse R' du transfo on soude une résistance de 47 ohms. Entre les cosses R et R' on soude une $220\,000$ ohms et entre la cosse R' et la patte du relais on soude une $15\,000$ ohms en parallèle avec un $50 \mu\text{F}$. Par des torsades de fils de câblage on réunit la prise secteur, les cosses du transfo et l'interrupteur du potentiomètre P_1 .

On soude un condensateur de $10 \mu\text{F}$ entre une broche de la prise secteur et la ligne de masse.

Ce dernier élément posé le câblage est terminé. Après vérification et un essai de principe cet amplificateur est prêt à fonctionner, sans qu'il soit nécessaire de céder à une mise au point quelconque.

Voici à titre d'exemple les haut-parleurs que l'on peut utiliser sur cet appareil pour le canal grave un 24PA12 ou un 24PV8 à moteur inversé. Ce dernier modèle convient particulièrement pour la version électrophone car il se loge facilement dans le couvercle de la machine. Pour le canal aiguë on peut utiliser un TIO-14 PV9 et un tweeter TW9. Ce dernier sera branché sur la bobine mobile du TIO-14PV9, en intercalant un condensateur de $10 \mu\text{F}$ dans un des fils de liaison comme il est indiqué sur le schéma.

ECC82(1)

une alimentation secteur régulée

6 - 9 ou 12 volts

220 mA

L'emploi des transistors s'est en quelques années développé d'une manière foudroyante. Il n'est pas actuellement d'appareil électronique Grand Public qui ne soit pas présenté en version transistorisée. Lorsqu'il s'agit d'appareils portatifs de consommation réduite comme les récepteurs radio utilisés en déplacement le mode d'alimentation le plus logique reste la pile qui assure une autonomie totale. Mais lorsque les mêmes appareils sont utilisés en appartement ou s'il s'agit d'autres plus puissants ou ayant une consommation plus importante (récepteurs d'appartement, électrophones, magnétophones, etc...) ce procédé devient moins avantageux notamment du point de vue pécunier car il nécessite l'emploi de batteries de plus forte capacité et malgré cela de durée limitée. On revient donc progressivement, chaque fois que cela est possible, à l'alimentation par le secteur.

Cela a posé aux techniciens de sérieux problèmes qui, empressés-nous de le dire, ont été résolus avec succès. Entre autre chose les appareils à transistors nécessitent une tension d'alimentation bien définie et aussi constante que possible; conditions qui étaient parfaitement remplies par les piles. En effet si l'on excepte la fin de la période d'utilisation, leur tension ne varie pratiquement pas. Par contre l'alimentation par le secteur est sensible aux variations du secteur qui, assez souvent, sont importantes, et, par suite de sa résistance interne plus élevée que celle d'une batterie aux variations de consommation de l'appareil à alimenter. Or la plupart des appareils audiovisuels comportent presque toujours des circuits dont la consommation est très irrégulière. C'est ainsi que poste radio, électrophone et magnétophone pour ne citer que ceux-là, sont dotés d'un étage final classe B dont la consommation, faible en l'absence de signal, augmente en fonction de la puissance BF délivrée.

Pour pallier ces influences diverses la tension de sortie d'une alimentation secteur sérieuse doit être régulée. Cette régulation offre un autre avantage non moins certain. En effet, si le filtrage d'une tension redressée de plusieurs centaines de

volts est relativement aisée il n'en est pas de même d'une basse tension de l'ordre de quelques volts comme celles utilisées pour les transistors. Or si le système régulateur incorporé dans une alimentation est apte à s'opposer aux variations lentes de la tension de sortie il agit de même pour les variations plus rapides de l'ondulation qui subsiste après redressement; de ce fait il constitue un dispositif de filtrage particulièrement efficace.

La petite alimentation de ce genre que nous allons décrire et qui n'est pas plus volumineuse qu'une grosse pile « Transistor », puisque ses dimensions sont $82 \times 65 \times 50$ mm, répond pleinement aux besoins actuels et rendra donc de grands services avec les appareils fonctionnant en appartement.

De construction facile et ne nécessitant aucune mise au point on peut l'adapter aux trois tensions les plus couramment utilisées : 6, 9 ou 12 volts.

Signalons encore une particularité intéressante de ce dispositif qui le désigne tout spécialement pour les essais de laboratoire : aucune détérioration n'est à craindre dans le cas d'un court-circuit de la sortie.

Schéma et fonctionnement

Le schéma de cette alimentation est donné à la figure 1. A partir de lui nous étudierons le fonctionnement.

Un transformateur assure l'adaptation à la tension du secteur selon que celle-ci est de 115 V ou de 230 V. Pour cela le primaire comporte deux enroulements identiques. Un répartiteur de tension constitué par un support 7 broches et un bouchon également à 7 broches avec 3 courts-circuits intérieurs, permet de raccorder ses enroulements, en série, lorsqu'il s'agit d'un secteur 230 V, ou en parallèle, dans le cas d'un secteur 115 V. La position indiquée sur le schéma correspond au raccordement en série 230 V. Il suffit de faire tourner le bouchon mâle d'un demi-tour pour obtenir le couplage en parallèle des enroulements (115 V). Ce circuit primaire peut être fermé ou ouvert par un interrupteur qui

commande l'arrêt ou le fonctionnement de l'alimentation.

Le secondaire est prévu pour fournir une tension de 16 volts avec un débit maximum de 0,4 ampère. C'est dire que ce transfo est largement calculé ce qui est nécessaire pour permettre une large plage de régulation. Cette tension secondaire est redressée à deux alternances par un redresseur en pont B30 C400. Entre les sorties + et - de ce redresseur un condensateur « réservoir » de $500 \mu\text{F}$ 25/30 V est prévu de manière à atténuer les ondulations du courant redressé.

La régulation est assurée par un transistor AD162. Son émetteur est relié au pôle + du redresseur par une résistance de 25 ohms tandis que son collecteur est réuni directement au pôle -. Sa tension de base est fixée par un pont formé des résistances R_1 et R_2 et branché entre les pôles + et - du redresseur. Un condensateur de $25 \mu\text{F}$ -12/15 V est placé en parallèle sur la résistance R_2 . Un condensateur de $250 \mu\text{F}$ -12/15 V est prévu entre le collecteur et l'émetteur du transistor c'est-à-dire entre les bornes de sortie du régulateur; le circuit d'utilisation devant être branché entre ces points. Supposons que la consommation du circuit d'utilisation augmente ce qui provoque une chute plus grande dans l'alimentation et une baisse de la tension de sortie. La tension de référence appliquée à base du transistor par le pont R_1 et R_2 diminue également. Mais d'un autre côté la chute de tension dans la résistance de 25 ohms augmente ce qui réduit la polarisation négative de la base par rapport à l'émetteur et par conséquent le courant collecteur tend à diminuer et à compenser ainsi l'augmentation du courant dans le circuit d'utilisation.

Si la consommation du circuit d'utilisation diminue l'inverse se produit. Notons que les courants dans l'utilisation et dans le transistor s'ajoutent dans la résistance de 25 ohms et dans la résistance interne de l'alimentation est constant. Par suite la chute de tension dans ces résistances l'est également ainsi que la tension de sortie prise entre émetteur et collecteur du transistor. Une augmentation ou une diminution de la tension secteur qui tendraient à provoquer des variations correspondantes du courant d'utilisation sont compensées selon le même processus.

En modifiant le rapport du pont de résistances appliquant la tension de référence à la base de l'AD162 on peut obtenir des tensions de sortie de valeurs différentes. En effet en modifiant ce rapport on change la polarisation de la base ce qui modifie le courant collecteur ou ce qui revient pratiquement au même le courant

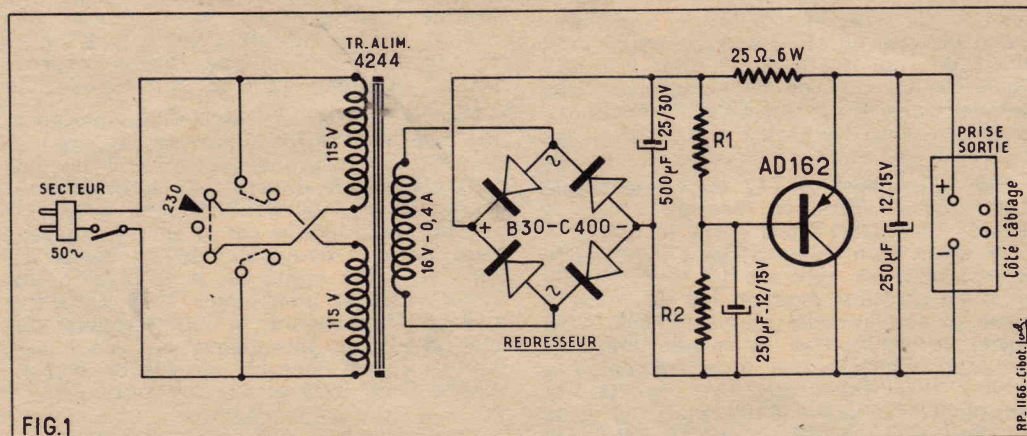
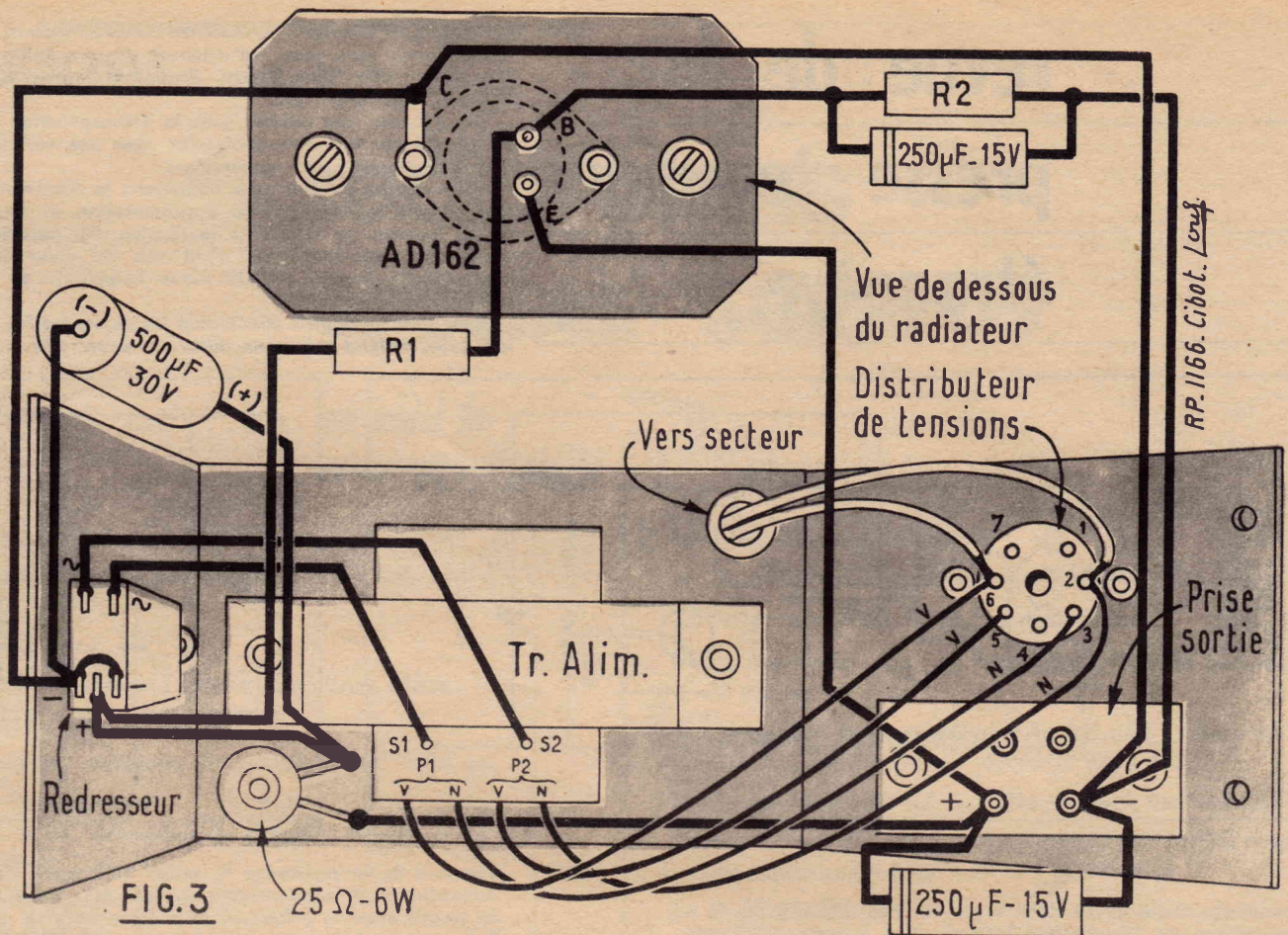


FIG.1



émetteur du transistor et par voie de conséquence la chute dans la 25 ohms. Avec $R_1 = 300$ ohms et $R_2 = 180$ ohms la tension de sortie est de 6 V avec $R_1 = 220$ ohms et $R_2 = 250$ ohms elle est de 9 V et avec $R_1 = 150$ ohms et $R_2 = 330$ ohms elle est de 12 V.

Le condensateur de 250 μF prévu en sortie sert à parfaire le filtrage mais il a surtout pour but de découpler la ligne d'alimentation de l'appareil à alimenter.

Réalisation pratique

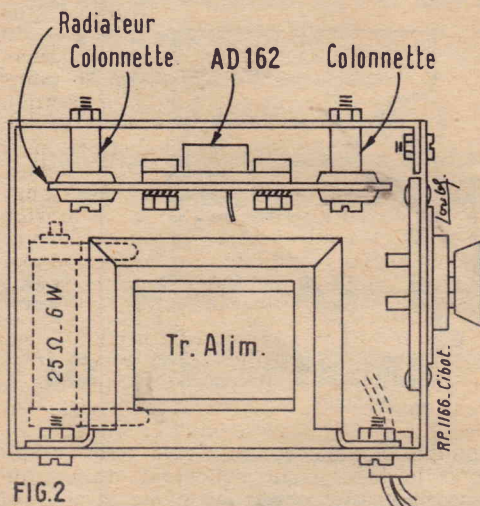
Le montage s'effectue à l'intérieur d'un petit châssis métallique dont les quatre faces sont pliées à angle droit de manière à former un parallélépipède auquel manquent les deux grandes faces opposées. Cette forme ressort nettement de la figure 2. En raison de l'exiguïté de l'espace disponible, le montage quoique simple est assez délicat. Il est donc impératif de suivre l'ordre des opérations que nous allons

indiquer. On commence par fixer sur un des petits côtés le répartiteur de tensions et la prise de sortie. Cette dernière est à quatre broches mais deux seulement seront utilisées. Grâce à cette disposition elle pourra recevoir le bouchon de l'appareil à alimenter destiné à l'origine au raccordement de la pile. Sur le petit côté opposé on fixe le redresseur B30C400. On met ensuite en place le transformateur d'alimentation. Les entrées et les sorties des deux enroulements primaires sont repérées par la couleur de leurs fils de raccordement (vert et noir). Après avoir coupé ces fils à la longueur voulue et dénudé leur extrémité on soude le fil vert de P_1 sur la broche 6 du répartiteur de tensions, le fil noir de P_1 sur la broche 3, le fil vert de P_2 sur la broche 5 et son fil noir sur la broche 2. Les fils de sortie du secondaire (S_1 et S_2) sont émaillés. Ils sortent du flasque supérieur de la carcasse du transfo. On les coupe à la longueur voulue, on les recouvre de souplisso puis après avoir gratté l'émail de leur extrémité on les soude sur les cosses « alternatif » du redresseur. Par une courte connexion on relie les deux cosses (—) de ce redresseur. La cosse + du redresseur qui se trouve entre les deux cosses (—) est connectée à l'extrémité inférieure de la résistance bobinée de 25 ohms 6 watts. Cette résistance doit être fixée sur le châssis par un boulon de 5 cm de longueur et un écrou. Par mesure de précaution et pour éviter tout court-circuit on place des rondelles isolantes entre la tête du boulon et la tôle du châssis entre cette tôle et l'extrémité inférieure de la résistance et entre l'extrémité supérieure et l'écrou.

On soude un condensateur de 500 μF -25-30 V entre les cosses (—) du redresseur et la cosse inférieure de la résistance de 25 ohms. Bien entendu il faut pour ce condensateur électrochimique respecter le sens de branchement indiqué. Sur le pôle + du redresseur on soude encore la résistance R_1 .

On fixe alors le transistor AD162 sur son radiateur. Ce dernier est constitué par une plaque d'aluminium de 10/10 coupée aux dimensions : 65 x 45 mm. Une fois munie de son transistor cette plaque est fixée sur la face supérieure du châssis par deux colonnettes de 1 cm de hauteur. Le transistor ayant son collecteur au boîtier et ce boîtier étant en contact avec le radiateur il convient d'isoler ce dernier du châssis. Pour cela on fixe les colonnettes sur ce radiateur par l'intermédiaire de rondelles isolantes. Sur une vis de fixation du transistor on a eu soin de prévoir une cosse qui servira à la liaison du collecteur. Cette cosse est reliée d'une part aux cosses (—) du redresseur et d'autre part à la broche (—) de la prise de sortie. On connecte la cosse supérieure de la résistance de 25 ohms à la broche (+) de la prise de sortie. On soude l'autre fil de la résistance R_1 sur la sortie B du transistor. Entre cette sortie et la broche (—) de la prise de sortie on soude la résistance R_2 en parallèle avec un condensateur de 250 μF -12/15 volts. Il faut encore respecter le sens indiqué pour ce condensateur. On connecte la

(suite page 43)



DESCRIT CI-CONTRE

ALIMENTATION REGULEE

(Référence AL 2209)

6 ou 9 ou 12 VOLTS. 220 mA

★ Secteur 50 périodes - 115 ou 230 volts

Dimensions réduites (82 x 65 x 50 mm)

Toutes les pièces détachées, « KIT », complet 49,50

	R1	R2
★ Pour 6 volts	300 Ω	180 Ω
★ Pour 9 volts	220 Ω	250 Ω
★ Pour 12 volts	150 Ω	330 Ω

(Bien spécifier à la commande le voltage désiré)

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

Voir nos publicités en pages 2 et 4 de couverture

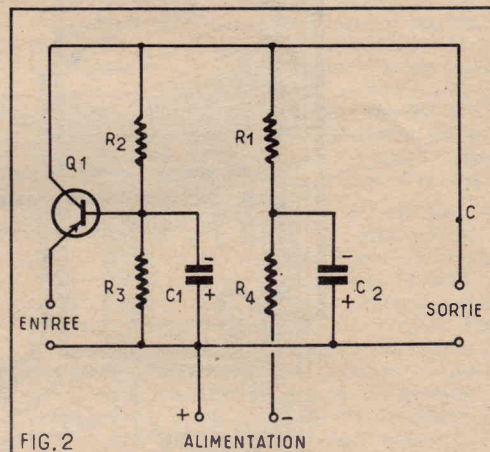
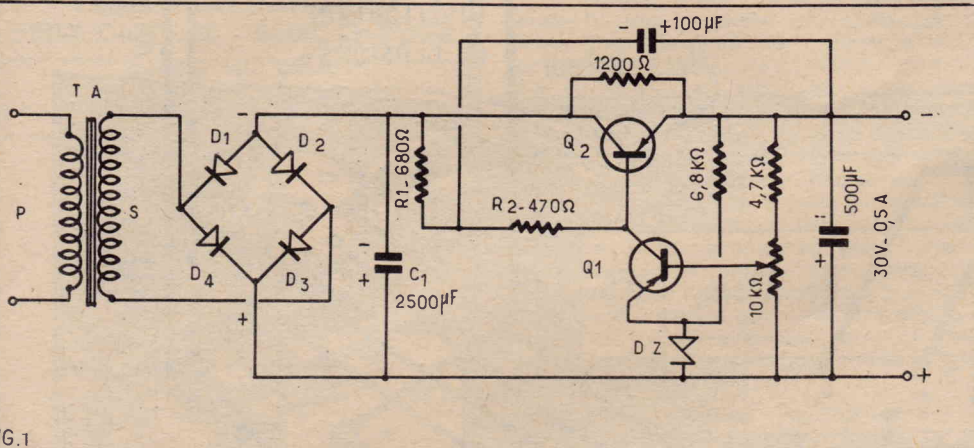
revue de la presse technique étrangère

Dans cette rubrique nous donnerons des extraits d'articles techniques ayant paru dans les colonnes de nos meilleurs confrères de tous pays : Etats-Unis, Japon, Grande-Bretagne, Allemagne, Italie, U.R.S.S., Roumanie, etc.

Ces extraits sont publiés pour la documentation de nos lecteurs. Ils ne doivent pas être confondus avec nos réalisations destinées à la construction des appareils.

Dans chaque extrait nous donnerons le maximum de renseignements dans le cadre de la documentation et nous déconseillons à nos lecteurs de tenter la réalisation des montages décrits car, d'une part, ces montages n'ont pas été contrôlés par nous et, d'autre part, il sera difficile sinon impossible de se procurer les composants nécessaires.

Pour plus de détails concernant les sujets traités, on pourra consulter les articles originaux dans les revues citées.



ALIMENTATION 32 V 0,35 A

Ce montage a été décrit dans la revue DAS ELEKTRON. Il a été proposé par les laboratoires Siemens. Son schéma est donné à la figure 1.

Il s'agit d'un ensemble composé d'un transformateur TA abaisseur de tension, d'un redresseur en pont à quatre diodes D_1 à D_4 , et d'un système de régulation et de filtrage à transistors Q_1 et Q_2 , associés à une diode zener DZ . La tension régulée et filtrée est obtenue aux bornes du condensateur de $500 \mu F$.

Elle peut être ajustée à l'aide du potentiomètre de $10 k\Omega$ selon la charge alimentée par cet ensemble. Le primaire P du transformateur est prévu pour 220 V alternatif 50 Hz et comprend 2 100 spires de fil de $0,16 \text{ mm}$ de diamètre. Le secondaire possède 400 spires de fil de $0,35 \text{ mm}$ de diamètre et la tension au secondaire est de 30 V. Pour un primaire de 110 V il faudrait la moitié du nombre de spires indiquées soit 1 500 spires, avec du fil de $0,2 \text{ mm}$ de diamètre.

Les diodes du redresseur en pont sont des Siemens type B 60-C 600.

Pour le filtrage en tête on a disposé le condensateur de $2 500 \mu F$ et pour celui de sortie, le condensateur de $500 \mu F$.

Le régulateur automatique comprend le transistor Q_2 , type AD148 dont la résistance entre émetteur et collecteur est augmentée lorsque la tension de sortie tend à augmenter de sorte que la compensation s'effectue. A cet effet, le transistor Q_1 est monté en amplificateur de continu et comparateur entre la tension appliquée à sa base reliée au curseur du potentiomètre et la tension de référence, de l'émetteur, déterminée par la diode zener type BZY83/D15, le transistor Q_1 étant du type AC151 (voir référence 1).

TRANSFORMATEUR D'IMPEDANCE

Dans RADIO ELECTRONICS de juin 1966 nous avons relevé le montage de la figure 2. Il s'agit d'un transistor monté en amplificateur à base commune donc avec entrée du signal sur l'émetteur et sortie sur le collecteur.

Avec un montage de ce genre, l'entrée sur l'émetteur est à faible impédance, de l'ordre de quelques dizaines d'ohms, par exemples 25Ω , et la sortie sur le collecteur de quelques milliers d'ohms, de l'ordre de la valeur de R_1 , fixée dans ce montage à $10 k\Omega$.

L'émetteur serait, normalement, mis à la ligne positive de l'alimentation. Dans la présente application, le circuit monté à l'entrée, de faible impédance, doit être conducteur en continu afin de permettre la polarisation de l'émetteur.

Par exemple, si l'on désire brancher un microphone dynamique dont la résistance est de quelques ohms, on le branchera entre émetteur et la ligne positive.

La base est polarisée par R_2 et R_3 et « mise à la masse » en alternatif par le condensateur C_1 . La charge du collecteur est R_1 . Cette résistance est montée en série avec le circuit de découplage

composé de la résistance R_1 , reliée au négatif de la source d'alimentation et le condensateur C_2 , relié à la ligne positive. La sortie se trouve entre le collecteur et la ligne positive. Le circuit branché à la sortie doit avoir une résistance de $10 k\Omega$ environ. Il doit couper l'alimentation en continu par un condensateur.

On peut aussi monter un condensateur de $0,1 \mu F$ par exemple au point C pour isoler le collecteur de la sortie. Le réglage du montage s'effectue en ajustant la valeur de R_2 . En disposant une résistance variable de $200 k\Omega$ à la place de la résistance fixe R_2 de $100 k\Omega$, on pourra régler le courant de base pour que la tension sur le collecteur soit de -4 V environ (par rapport à la ligne positive) lorsque l'alimentation est de 9 V.

Pour chaque valeur d'impédance d'entrée, il faut effectuer un réglage de R_2 .

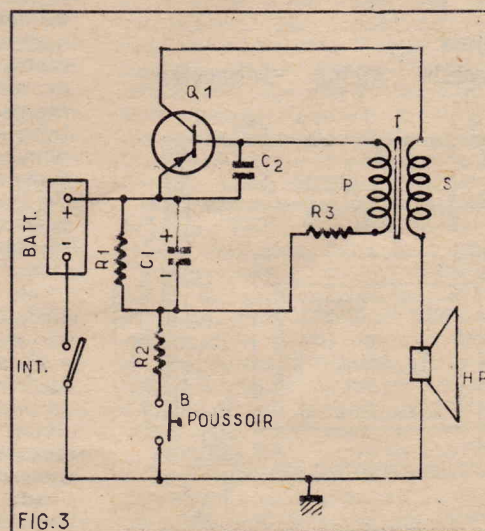
Les valeurs des éléments sont : $Q_1 = 2N270$ ou $2N2614$; $R_1 = 10 k\Omega$; $R_2 = 100 k\Omega$; $R_3 = 4,7 k\Omega$; $R_4 = 1 k\Omega$, toutes de $0,5 \text{ W}$; $C_1 = 50 \mu F 15 \text{ V}$; $C_2 = 10$ à $20 \mu F 15 \text{ V}$, batterie de 9 V. Consommation de $0,5 \text{ mA}$.

Bien entendu ce montage est aussi amplificateur. Le gain de tension est très élevé et peut atteindre 2 000 fois. (Référence 2).

SIRENE ELECTRIQUE

Voici un montage relativement simple utilisant un seul transistor, un transformateur, un haut-parleur et quelques composants, permettant de réaliser une sirène électronique.

(suite page 43)



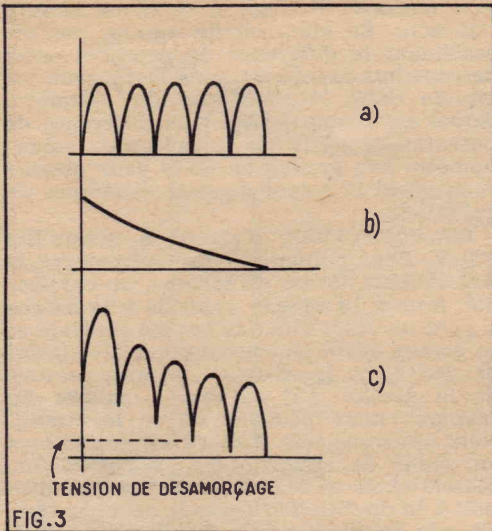


FIG. 3

Le condensateur de 50 μF se décharge également à travers le thyristor par la résistance de 10 000 ohms. Et en fait le courant qui circule dans ce dernier est la somme de ce courant et de celui venant du secteur via le pont de redresseurs. Remarquons que celui fourni par le pont comme tout courant redressé, est une suite d'alternances de même sens (fig. 3a) et varie constamment entre zéro et une valeur maximum. Quant au courant de décharge du condensateur, il présente, au début une valeur maximum et ensuite décroît selon une loi exponentielle (fig. 3b). Nous indiquons à la fig. 3c la somme de ces deux courants. Le thyristor restera conducteur tant que cette somme ne descendra pas en-dessous d'une certaine valeur et pendant tout ce temps la lampe restera allumée. Mais il arrivera un moment où le courant redressé passant par une valeur nulle celui de décharge de 50 μF ne sera plus suffisant pour entretenir l'amorçage du thyristor qui revenant à l'état bloqué provoque l'extinction de la lampe d'éclairage.

Le condensateur de 50 μF ne pouvant plus débiter dans le thyristor, se chargera de nouveau. Le condensateur de 47 nF s'est complètement déchargé à travers la diode OA202 pendant la période de conduction du thyristor et la diode ZA1005 est désamorçée. Le dispositif est donc revenu aux conditions initiales et le cycle

que nous venons de détailler recommence. Il se poursuivra tant que subsistera l'alimentation par le secteur, entraînant l'allumage et l'extinction périodique de la lampe.

Nous avons vu que le temps d'allumage de la lampe dépendait de celui d'amorçage du thyristor qui lui-même dépend de la rapidité de charge du condensateur C_1 à travers R_1 ; en un mot, de la constante de temps $R_1 C_1$. Il suffit donc si on veut obtenir un temps différent d'augmenter ou de diminuer la valeur de ces éléments.

La rapidité de succession des allumages dépend également de la constante de temps $R_1 C_1$ mais également de celle de $R_2 C_2$ qui conditionne la vitesse de charge du condensateur C_2 . Là encore, le temps entre deux allumages successifs peut être modifié en agissant sur la valeur de R_2 et de C_2 .

L'intensité du courant pouvant être commandée par ce clignoteur dépend uniquement du choix des redresseurs et du thyristor. Ainsi que nous l'avons dit, ceux indiqués sur le schéma conviennent pour des courants allant jusqu'à 1 ampère ce qui couvre le domaine de nombreuses applications. On peut évidemment augmenter ce débit par l'utilisation de diodes redresseuses et d'un thyristor plus puissant. Mais dans ce cas il faudra prendre les précautions habituelles pour le refroidissement de ces éléments, c'est-à-dire prévoir des radiateurs thermiques appropriés.

La réalisation pratique de ce clignoteur ne présente aucune difficulté dans le cas du modèle correspondant au schéma, le thyristor BTY81 pourra être vissé sur le châssis ou le boîtier servant de support au montage de manière à ce qu'il constitue un radiateur thermique. Il convient dans ce cas de se souvenir que le corps et la tige de fixation filetée de ce composant correspondent à l'anode et que par conséquent le pôle positif du pont redresseur doit aussi être connecté au châssis. Le fonctionnement doit être obtenu instantanément et sans qu'aucune mise au point soit nécessaire. Il suffit de bien respecter le sens de branchement des divers composants actifs : diodes et thyristor.

(D'après une documentation Radiotechnique.)

E. GENNE.

alimentation secteur régulée

(suite de la page 38)

sortie « E » du transistor à la broche (+) de la prise de sortie. On soude un condensateur de 250 μF -12/15 V entre les broches de la prise de sortie. Il ne reste plus qu'à passer le cordon secteur par un trou muni d'un passe fil en caoutchouc, à le nouer à l'intérieur du châssis pour éviter son arrachement et à souder ses brins sur les broches 2 et 6 du répartiteur de tensions. Au milieu environ de ce cordon on intercale un interrupteur « Olive ».

C'est intentionnellement que nous n'avons pas donné dans les explications du montage et sur le plan de câblage les valeurs des résistances R_1 et R_2 qui, nous vous le rappelons, dépendent de la tension que l'on désire obtenir en sortie. Nous résumons dans le tableau ci-dessous les valeurs à adopter pour obtenir selon son cas 6, 9 ou 12 V.

Tension de sortie	R_1	R_2
6 V	300 ohms	180 ohms
9 V	220 ohms	250 ohms
12 V	150 ohms	330 ohms

Une fois câblée et après vérification de la valeur de la tension de sortie à vide et en charge, qui doivent se révéler très peu différentes, cette petite alimentation est prête à entrer en service.

Lors de la conception on a voulu surtout réaliser un appareil efficace et économique, il n'a donc pas été prévu de voyant lumineux indiquant si cette alimentation est ou non sous tension. Or dans le cas où l'interrupteur de l'appareil alimenté est ouvert, si l'alimentation reste sous tension le transistor régulateur débite au maximum. Il risque de chauffer exagérément à la longue. D'autre part il n'est pas économique de laisser débiter inutilement cette alimentation. Il faut donc prendre soin de couper le circuit primaire du transfo à l'aide de l'interrupteur olive. Une sage précaution consiste à retirer la prise de courant dès la fin de l'utilisation.

A. BARAT

revue de la presse étrangère

(suite de la page 40)

Il s'agit évidemment, comme on le déduit de l'examen du schéma de la figure 3, d'un oscillateur basse fréquence à transistor dont le signal est reproduit par un petit haut-parleur.

Toutes sortes d'applications sont possibles avec ce petit appareil.

Le transistor est monté en émetteur commun. L'oscillation est obtenue par couplage, à l'aide du transformateur T, entre le collecteur et la base. L'enroulement à plus grand nombre de spires est inséré dans le circuit de collecteur, l'autre dans le circuit de base. Celle-ci est polarisée, par l'intermédiaire du transformateur et de R_2 , par le diviseur de tension R_1 - R_2 avec découplage par C_1 . La tonalité est déterminée par C_2 dont la valeur indiquée plus loin peut être modifiée pour obtenir la tonalité désirée ou celle permettant une oscillation stable et puissante.

Le haut-parleur est monté dans le circuit de collecteur en série avec l'enroulement S du transformateur.

Le fonctionnement s'effectue en établissant le contact à l'aide du poussoir. Un interrupteur permet de couper l'alimentation.

Les valeurs des éléments sont : transistor Motorola 2N651 ou GE-2. Batterie de 9 V. $C_1 = 600 \mu\text{F}$; $C_2 = 50\,000 \text{ pF}$ (ou autre valeur). T = transformateur BF, primaire 300 à 500 Ω , secondaire 8 Ω . Haut-parleur quelconque 2,5 à 16 Ω , valeur préférée

8 Ω . $R_1 = 18 \text{ k}\Omega$; $R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_3 = 27 \text{ k}\Omega$.

Pour obtenir l'oscillation, rechercher le sens inverse du branchement primaire par rapport au secondaire. En cas de non oscillation, inverser le sens de l'un des enroulements. On peut essayer aussi de permuter les deux enroulements. Plus C_2 est de valeur faible, plus le ton est aigu. (Référence 3).

REFERENCES

Nous donnons en référence, le titre et le numéro de la revue dont nous avons extrait la description correspondant au numéro de référence.

Les adresses des revues ne seront indiquées que lors de leur première mention dans cette rubrique et nos lecteurs devront les conserver car elles ne seront plus indiquées par la suite.

Référence 1. — *Das Elektron* N° 5/6 1966 page 97 : Autriche Linz-Donau A 4020 Graben 9.

Référence 2. — *Radio Electronics* juin 1966, page 36. Gernsback Publications Ferry Street Concord (NH) U.S.A.

Référence 3. — Voir référence 2, page 42.

un contrôleur universel

Les mesures sont à la base de toutes les sciences et de toutes les techniques modernes même les plus simples. Il est inconcevable qu'un menuisier, un charpentier puisse mener à bien un travail quelconque sans le secours de leur mètre. L'ajusteur doit constamment se servir du réglet, du pied à coulisse, du palmer... Nous pourrions ainsi multiplier les exemples. En électricité ou d'une façon plus générale en électronique, les mesures revêtent certainement plus qu'ailleurs un caractère de nécessité absolue puisqu'on travaille sur un élément imperceptible par les sens humains et qu'on ne peut étudier qu'à travers les phénomènes qu'il provoque. Il est donc vain de vouloir faire de la radio ou de l'électronique sans un minimum d'appareils de mesure. Toute mise au point et tout dépannage sont dans ce cas pratiquement impossibles. Cela a été vrai de tout temps et le devient chaque jour davantage au fur et à mesure que les techniques progressent et entraînent dans leur sillage l'amateurisme dans des réalisations de plus en plus compliquées.

Nous avons parlé plus haut du mètre du menuisier, du réglet du mécanicien et nous avons fait sciemment car ce sont là des instruments de base dont les équivalents en électronique sont le voltmètre et l'ampermètre ou ses dérivés : milliampèremètre ou microampèremètre. Il est en effet aussi nécessaire dans ce domaine de pouvoir déterminer la différence de potentiel entre deux points d'un circuit ou l'intensité du courant qui y circule que de dé-

terminer avec exactitude la longueur à laquelle, par exemple, on doit couper une planche.

Il résulte de tout ceci que même un amateur se doit de posséder de tels instruments, ou un qui les englobe tous et qui, pour cette raison, a reçu le nom de contrôleur universel. Il en est pour ces appareils, comme pour bien d'autres : leurs qualités sont fonction du prix qui peut atteindre dans certains cas un niveau très élevé si on désire acquérir un instrument de haute précision. L'amateur ou même le réparateur professionnel n'ont pas besoin de contrôleurs de laboratoire, mais d'un modèle de précision moyenne, robuste, d'un maniement commode et facilement transportable en raison de sa petite taille. C'est pour répondre à cette nécessité que celui que nous allons décrire a été étudié.

Il contient dans un coffret de $150 \times 100 \times 50$ mm. Il est équipé d'un microampèremètre à cadre mobile de 150 microampères de déviation totale et de faible résistance ce qui permet de mesurer les intensités de courant avec une très bonne précision. La grande sensibilité du galvanomètre de base assure en fonction voltmètre une résistance par volt assez élevée — 6.666 ohms par volt. En plus des fonctions de voltmètre, milliampèremètre et microampèremètre il possède celle d'ohmmètre qui est elle aussi très utile. Ce petit appareil d'un prix de revient modéré a été conçu de manière à être très facile à construire et à étalonner.

Principales caractéristiques

En fonction voltmètre de 6.666 ohms/V comporte les calibres suivants : 1,5 V - 5 V - 150 V - 300 V pour courant continu.

Il possède les mêmes calibres en voltmètre pour courant alternatif.

En fonction milliampèremètre il couvre les gammes : 0 à 150 microampères, 0 à 5 milliampères et 0 à 150 milliampères.

Enfin en fonction ohmmètre il permet la mesure des résistances de 0 à 1,5 mégohm.

Le schéma

Il est donné à la figure 1. En haut vous pouvez voir le microampèremètre de 0 à 150 microampères qui constitue l'âme de ce contrôleur universel. Cet instrument est en série avec une résistance additionnelle de 250 ohms. Précisons immédiatement que ces changements de calibre ne se font pas à l'aide de commutateurs rotatifs ou à l'aide de plaquettes à aiguilles ou distributeurs et des cavaliers. Ce procédé, qui à première vue, peut paraître rudimentaire offre l'avantage de toujours créer de bons contacts ce qui n'est pas toujours le cas avec un commutateur surtout après un long service.

Nous allons étudier ce schéma pour les différentes fonctions de manière à bien comprendre le fonctionnement de l'appareil qu'il représente.

Voltmètre continu - Quiconque a quelques notions d'électricité sait qu'un voltmètre est en réalité un galvanomètre en série avec une résistance dont la valeur

voit mesurer. Il s'agit donc d'une mesure indirecte. En effet, on ne mesure pas directement la différence de potentiel entre deux points du circuit mais le courant qui circule dans la résistance du voltmètre lequel est proportionnel à la différence de potentiel. Il suffit que le cadran du galvanomètre soit gradué en volts pour obtenir sans calcul la valeur de cette différence de potentiel.

Examinons tout d'abord la sensibilité 300 V. Pour l'obtenir il faut placer sur le distributeur du bas du schéma, un cavalier qui réunit la broche centrale à la broche V= et un autre entre la broche centrale et la broche 300 V du distributeur V= (celui de droite sur le schéma). Si nous partons de la douille +V (en bas à gauche du schéma) nous pouvons suivre le circuit. Nous trouvons tout d'abord les résistances en série de 50.000 ohms, 680.000 ohms, 240.000 ohms et 560.000 ohms qui aboutissent à la douille 300 V que le cavalier réunit à la douille centrale du distributeur. A partir de ce point le circuit se continue par une résistance réglable de 10.000 ohms destinée à l'étalonnage. La sortie de cette résistance atteint la borne + du galvanomètre par une très faible résistance qui constitue le shunt 150 mA dont nous parlerons plus tard. La borne - du galvanomètre est reliée au commun du distributeur du bas à travers la résistance additionnelle de 250 ohms qui se trouve ainsi réunie à la douille de mesure - V par le cavalier qui joint le commun à la broche V=.

Pour passer à la sensibilité 150 V on place le cavalier du distributeur V= entre la broche centrale et la broche 150 V. Le circuit reste le même à cela près que les résistances de 680.000 ohms, 240.000 ohms et 560.000 ohms sont remplacées par des résistances de 560.000 ohms et 330.000 ohms. Pour la sensibilité 15 V il faut placer le cavalier entre le commun et la broche 15 V du distributeur ce qui a pour effet de remplacer les résistances précédentes par une 15.000 ohms et une 30.000 ohms. Enfin pour la sensibilité 1,5 V le distributeur met en service une résistance de 3.300 ohms et une de 3.500 ohms.

Voltmètre alternatif - On utilise les mêmes douilles de mesure que précédemment

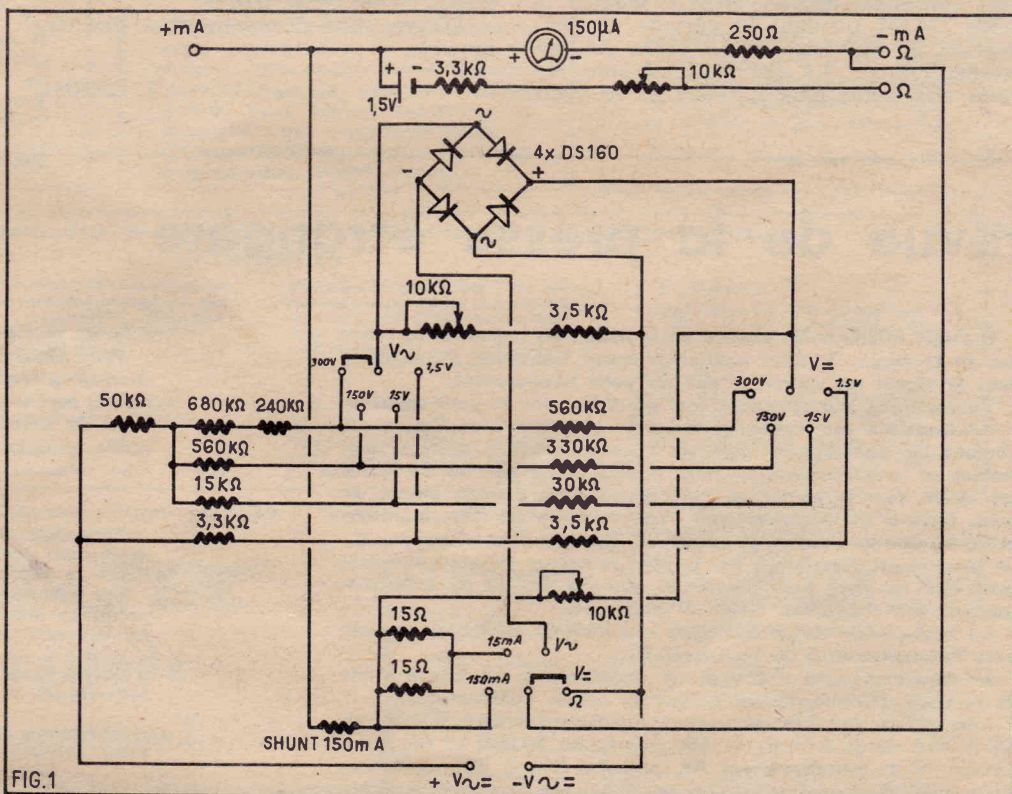


FIG. 1

On place le cavalier du distributeur du bas du schéma entre la broche « V alternatif » et le commun. Les différentes sensibilités sont sélectionnées par le distributeur « V alternatif » (à gauche sur le schéma) selon la position du cavalier qui doit être retiré du distributeur $V=$ pour être utilisé ici. La sensibilité 300 V met en service les résistances de 50.000 ohms, 680.000 ohms et 240.000 ohms. La sensibilité 150 V met en service une résistance de 560.000 ohms en série avec la 50.000 ohms précédente. La sensibilité 15 V remplace la 560.000 ohms par une 15.000 ohms et la sensibilité 1,5 V met en service une résistance de 3.300 ohms. Par ces résistances les douilles « mesure » V sont reliées aux points « alternatif » d'un redresseur en pont constitué par 4 diodes DS160. L'emploi d'un redresseur est en effet nécessaire pour la mesure des courants alternatifs avec un galvanomètre à cadre mobile, car ce dernier, étant par construction polarisé il faut pour que son aiguille dévie que le courant qui le parcourt soit toujours de même sens.

Pour permettre l'étalonnage des sensibilités « alternatives », une résistance variable de 10.000 ohms en série avec une 3 500 ohms fixe sont placées entre les points « alternatifs » du pont redresseur. Le point + du redresseur est relié à la borne + du galvanomètre à travers la résistance variable de 10.000 ohms et le shunt 150 mA (ces éléments ont déjà été mentionnés lors de l'étude du fonctionnement en voltmètre continu). Le point - du pont est réuni à la borne - du galvanomètre par le cavalier du distributeur du bas du schéma et la résistance additionnelle de 250 ohms.

Microampèremètre et milliampèremètre. — Dans ce cas on utilise les douilles de mesure + mA et - mA situées en haut du schéma. En retirant tous les cavaliers, le galvanomètre reste seul branché entre ces bornes en série avec la résistance additionnelle de 250 ohms. On obtient ainsi la sensibilité 150 microampères.

Pour passer en sensibilité 15 mA on place le cavalier du distributeur du bas du schéma dans la position correspondante

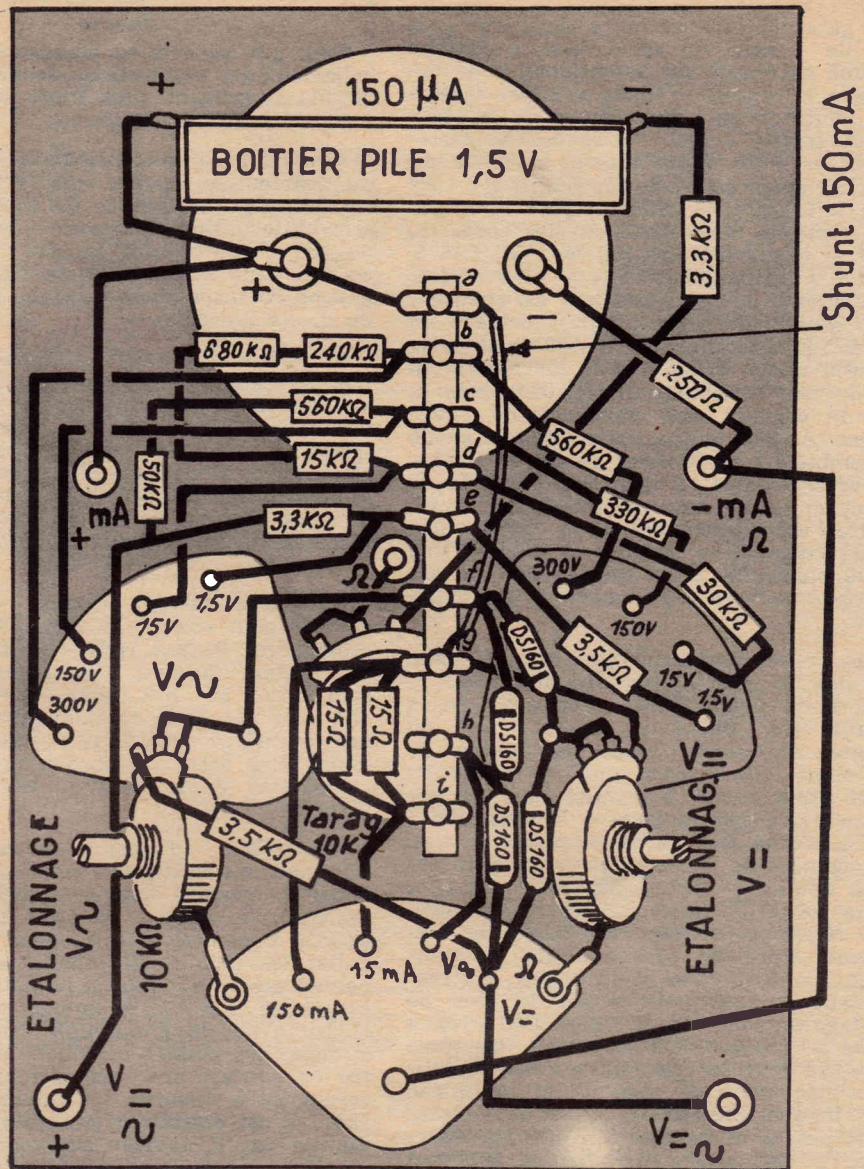


FIG. 2

ce qui a pour effet de placer en parallèle sur le galvanomètre et la résistance de 250 ohms un shunt constitué par deux 15 ohms en parallèle — soit 7,5 ohms. Ce shunt a pour effet de dériver 99/100 du courant appliqué aux bornes « mesure ». Si par exemple on applique 15 mA à ces bornes; le galvanomètre ne sera parcouru que par 1/100 de ce courant, soit 150 microampères et son aiguille atteindra la graduation maximum.

Pour la sensibilité 150 mA, le distributeur introduit un shunt approprié de manière que lorsqu'on applique 150 mA aux bornes « Mesure » seulement 150 microampères parcourent le cadre du galvanomètre et provoquent la déviation maximum de l'aiguille.

Ohmmètre. — Pour obtenir un ohmmètre le galvanomètre et sa résistance additionnelle de 250 ohms sont montés en série avec une pile de 1,5 V une résistance de 3.300 ohms et une résistance variable de tarage de 10.000 ohms. Le circuit ainsi formé aboutit à deux douilles « Ohms » entre lesquelles sera branchée la résistance dont on voudra connaître la valeur. Il est évident que dans un tel circuit le courant est inversement proportionnel à la résistance introduite. Il faudra obtenir que, pour une résistance nulle, l'aiguille atteigne la graduation maximum. Pour cela on court-circuite momentanément les bornes « Ohms » et on règle la résistance variable de tarage de façon à obtenir ce

maximum. Par la suite plus la résistance introduite entre les douilles « ohms » sera grande moins l'aiguille déviara. Notons qu'une des douilles « Ohms » n'est autre que la douille - mA.

Réalisation pratique

Le plan de câblage de ce contrôleur universel est donné à la fig. 2. Sur le panneau avant du boîtier métallique on commence par fixer les trois distributeurs. Sur chaque fixation de celui du bas on prévoit une cosse à souder.

On met ensuite en place les 5 douilles de « mesure ». On monte le potentiomètre de 10.000 ohms qui constitue la résistance de tarage de l'ohmmètre. On met également en place les deux potentiomètres de 10.000 ohms qui constituent les résistances d'étalonnage pour les fonctions voltmètre continu et voltmètre alternatif. Pour cela, on soude leur boîtier sur les cosses des fixations du distributeur du bas et, pour l'un, une extrémité et le curseur sur la broche commune du distributeur $V=$ et, pour l'autre, une extrémité et le curseur sur la broche commune du distributeur « V alternatif ». Les 3 potentiomètres sont à axe court et fendu. Par trois boulons on monte le galvanomètre et au dos de ce dernier on colle le boîtier de la pile de 1,5 V. La pile sera du type « weber » (Wonder) ou HA. 6 (Leclanché).

On passe ensuite au câblage. On relie la cosse + du boîtier de pile à la borne +

POUR MONTER LE CONTROLEUR UNIVERSEL

décrit ci-contre

COFFRET

cadmié
et bichromaté

3 DISTRIBUTEURS
LE GALVANOMETRE

POUR
37 Frs

+ port 6 F



VOIR AUSSI NOTRE
PUBLICITE
AUX PAGES 68 ET 69

TECHNIQUE - SERVICE NATION

9, rue Jaucourt - Paris 12^e

Métro Nation (Sortie Dorian)

Tél. : 343-14-28 et 700-37-71

Règlement : chèque, virement, mandat à la commande. Pas d'envois contre remboursement

C.C.P. PARIS 5 643-45

du galvanomètre et cette dernière à la douille + mA. On relie aussi le curseur et une extrémité du potentiomètre de tarage à la douille « Ohms ». Entre l'autre extrémité de ce potentiomètre et la cosse — du boîtier de pile on soude une résistance de 3.300 ohms. Sur la borne + du galvanomètre on soude un peigne à 9 coses. Cette soudure s'effectue par la cosse a. On connecte respectivement les coses b, c, d et e aux broches 300 V, 150 V, 15 V et 1,5 V du distributeur « V alternatif ». Le commun de ce distributeur est connecté à la cosse f du peigne. Sur la cosse b on soude les résistances de 240.000 ohms et de 680.000 ohms en série. Sur la cosse c on soude une résistance de 560.000 ohms et sur la cosse d une résistance de 15.000 ohms. A leur autre extrémité on soude ensemble les résistances de 680.000 ohms, de 560.000 ohms et de 15.000 ohms. En ce point on soude encore une 50.000 ohms. Entre l'autre extrémité de la 50.000 ohms et la cosse e du peigne on dispose une 3.300 ohms. Le point de jonction de ces deux résistances est connecté à la douille + V.

On relie respectivement les broches 150 mA, 15 mA, V alternatif aux coses g, i et h du peigne et la broche V= à la douille V=. Entre les coses g et i du peigne on soude deux résistances de 15 ohms. On dispose une résistance de 3.500 ohms entre l'extrémité libre du potentiomètre d'étalonnage « V alternatif » et la broche V= du distributeur du bas. Le commun de ce distributeur est connecté à la douille — mA. Entre cette dernière et la borne — du galvanomètre on soude une résistance de 250 ohms. On relie l'extrémité libre du potentiomètre d'étalonnage V= à la cosse g du peigne. En respectant le sens indiqué sur le plan de câblage on soude les 4 diodes DS160 : une entre les coses f et h du peigne, une entre la cosse f et le commun du distributeur V=, une entre ce commun et la broche V= du distributeur du bas et la 4^e entre cette broche et la cosse h. Entre les coses a et g du peigne on dispose le shunt 150 mA. Ce shunt constitué par un fil calibré est protégé par un souplisso. On soude encore les résistances entre le peigne et le distributeur V= : une 560.000 ohms entre b et la broche 300 V, une 330.000 ohms entre c et la broche 150 V, une 30.000 ohms entre d et la broche 15 V et une 3.500 ohms entre e et la broche 1,5 V.

Etalonnage

Lorsque le câblage est terminé et minutieusement vérifié on peut passer à l'étalonnage des voltmètres continu et alternatif. Notons que lorsque cet étalonnage est réalisé pour une sensibilité il l'est pour toutes les autres. On commence par le voltmètre continu. Il faut utiliser un voltmètre étalon, par exemple celui qu'un ami obligeant aura prêté pour la circonstance. On mesure une tension en même temps, avec l'étalon et le contrôleur à régler. On agit alors sur le potentiomètre d'étalonnage V= jusqu'à obtenir la même mesure sur les deux appareils.

On procède de la même façon pour le voltmètre alternatif. On utilise bien entendu une tension alternative délivrée par exemple par un secondaire de chauffage d'un transfo d'alimentation. On compare encore les indications fournies par l'étalon et le voltmètre à régler et on ajuste le potentiomètre d'« étalonnage » V alternatif pour qu'elles coïncident. On fera de préférence ce réglage sur les faibles calibres par exemple 1,5 V ou 15 V, ce qui permettra une précision plus grande.

Utilisation

Bien que celle-ci se déduise tout naturellement des explications données lors de l'étude du schéma, nous allons résumer les opérations qu'elle comporte.

Voltmètre continu. — Placer le cavalier du distributeur du bas sur V=. Placer le cavalier du distributeur de gauche sur la sensibilité désirée, à savoir : 1,5 - 15 - 150 ou 300 V. Introduire les deux fiches du cordon dans les douilles du bas, celle de gauche correspondant au signe + et celle de droite au signe —.

Voltmètre alternatif. — Placer le cavalier du distributeur du bas sur la position « V alternatif » et un cavalier sur le distributeur de droite selon la sensibilité désirée : 1,5 - 15 - 150 ou 300 V. En mesures alternatives il ne faut aucun cavalier sur le distributeur de gauche et réciproquement en mesures continues il ne doit être placé aucun cavalier sur le distributeur de droite.

Milliampèremètre continu. — Tout d'abord pour obtenir la sensibilité 150 microampères il faut retirer le cavalier du distributeur du bas. Pour obtenir soit la sensibilité 15 mA, soit la sensibilité 150 mA, placer le cavalier sur le distributeur du bas dans la position correspondante. Les fiches du cordon doivent être introduites dans les douilles — mA et + mA.

Ohmmètre. — Placer le cavalier du distributeur du bas sur V=. Introduire les fiches du cordon dans la douille centrale marquée « ohms » et celle du haut à gauche marquée — mA/ohms. Court-circuiter les pointes de touches et tarer le galvanomètre à l'aide du potentiomètre de tarage de manière à amener exactement l'aiguille sur la graduation 150. Décourcircuiter les pointes de touche et les mettre en contact avec les extrémités de la résistance à mesurer. La valeur de la résistance est donnée en fonction de la déviation par le tableau suivant :

Résistance	Microampères	Résistance	Microampères
0	150	50.000	25
500	142	65.000	20
1.000	136	90.000	15
2.000	125	140.000	10
3.000	115	190.000	7,6
4.000	107	240.000	6
5.000	100	290.000	5
10.000	75	365.000	4
20.000	50	740.000	2
30.000	37,5	1.490.000	1
40.000	30		

On peut obtenir une valeur intermédiaire en divisant 1.500.000 par la graduation lue et retirer 10.000 ohms du résultat. Exemple : soit 12,5 microampères la lecture faite sur le cadran du galvanomètre, la résistance branchée sur les bornes mesure fait :

$$1.500.000/12,5 - 10.000 = 110.000 \text{ ohms.}$$

Changement de la pile. — Lorsque le potentiomètre de tarage ne permet plus d'amener l'aiguille au maximum de déviation en court-circuitant les douilles « Ohms », il faut en conclure que la pile est usée. Pour la remplacer il faut dévisser les quatre vis placées de chaque côté du boîtier métallique, ce qui permet de dégager le panneau et d'accéder ainsi au connecteur de la pile.

A. BARAT.

qui chauffe

(suite de la page 32)

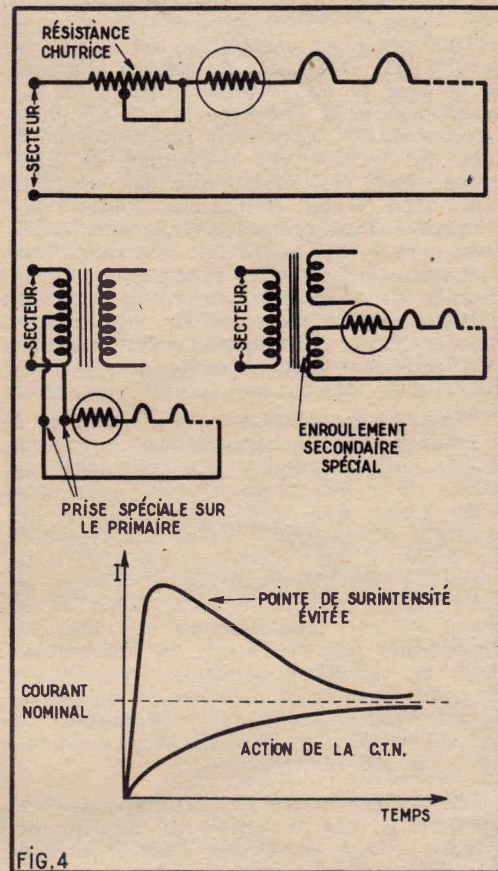


FIG. 4

C'est un peu de façon analogue qu'agissent les résistances du type VDR, dont on attendra surtout l'absorption des pointes de surtension, telles qu'on les rencontre lors de la fermeture d'un circuit comportant essentiellement une bobine à self-induction : tant que la tension aux bornes de résistance ne dépasse pas un certain niveau, le courant qui la traverse (car, ne l'oublions pas — et regardons pour cela

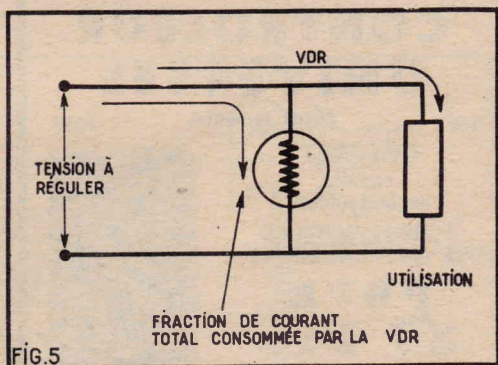


FIG. 5

notre figure 5 — les VDR se placent généralement en parallèle sur les organes qu'elles doivent protéger) reste suffisamment faible pour ne pas en provoquer l'échauffement excessif ; toute surtension, par contre, qui voudrait naître, entraînerait automatiquement un courant accru dans la VDR, en provoquerait l'échauffement, puis la baisse de la résistance ohmique, d'où finalement, la possibilité d'absorber une plus grande partie du courant engendré par les surtensions et, finalement, une chute de tension moindre venant se placer en parallèle sur les bornes litigieuses.

analyse des circuits d'un téléviseur en couleurs à transistors et à lampes

par R. LEONARD

Montage à transistors

Dans notre précédente étude nous avons analysé les schémas d'un téléviseur en couleurs hybride dont la plupart des circuits sont à transistors et les parties balayage à lampes, plus aptes encore actuellement, pour commander les systèmes de déviation et de convergence nécessaires à l'emploi d'un tube à masque à grand écran.

Ont été décrites les parties suivantes : amplificateurs de luminance, circuit de CAG, circuit de séparation synchro, amplificateur de chrominance, amplificateur « burst », oscillateur à 3,58 MHz, tous convenant à un téléviseur prévu pour le système NTSC américain et pouvant s'adapter, moyennant certaines modifications et adjonctions au NTSC européen et même au PAL.

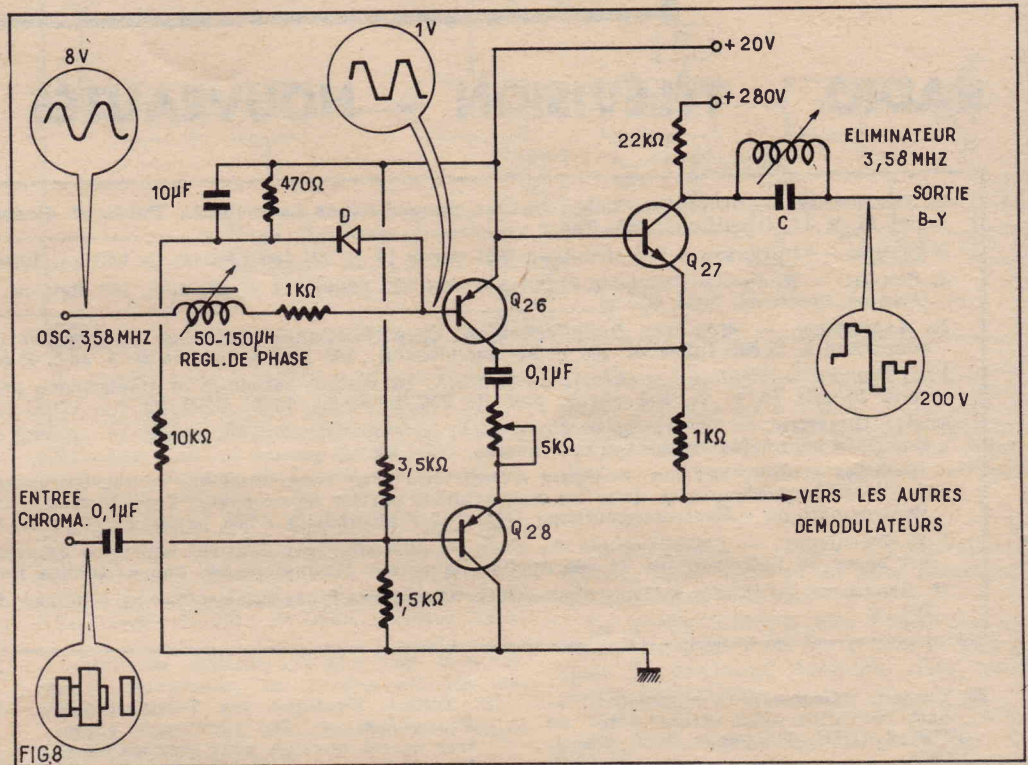
En ce qui concerne le SECAM, les montages décrits ne conviennent pas. L'étude de ces circuits permet de se faire une idée du fonctionnement du système NTSC et par conséquent, aussi du PAL, systèmes qui seront adoptés dans les quelques pays européens n'ayant pas adopté le SECAM.

Voici la suite de l'analyse des circuits du téléviseur à transistors et lampes réalisé par Fairchild. Pour faciliter l'exposé, les figures de la présente étude sont numérotées en continuation de celles de la précédente où l'on a inséré 6 figures.

Circuit CAC et killer de couleur

Le circuit CAC, à ne pas confondre avec CAG, est le circuit de commande automatique de couleur. Le killer de couleur est un dispositif qui élimine le signal chroma de couleur pendant une durée déterminée.

On donne le schéma de ce circuit à la figure 7. Les transistors utilisés sont Q_{24} = SE4002, Q_{25} = SE2001 ; la diode est une FDM1000. Les deux transistors sont



des NPN et l'alimentation se fait à partir de +20 V par rapport à la ligne de masse.

Les deux transistors sont montés comme suit : Q_{24} est à entrée sur la base et deux sorties, l'une sur le collecteur donnant la tension de CAC et l'autre sur l'émetteur ; Q_{25} est monté en base commune non découplée. L'entrée se fait sur l'émetteur grâce à la résistance de 1 kΩ qui est commune aux émetteurs des deux transistors. La sortie est sur le collecteur où l'on obtient la tension de killer. A l'entrée est appliqué le signal « burst » qui se produit

pendant le retour horizontal, entre deux allers de ligne consécutifs, deux tous les 1/15750 seconde.

Le signal burst est un signal dont l'amplitude est toujours constante. Il est utilisé comme élément de référence pour l'amplitude du signal chroma.

Dans le montage de la figure 7, le signal burst d'amplitude constante est redressé par la diode D et la base de Q_{24} se polarise positivement à une tension apparaissant aux bornes du condensateur de 10 000 pF. Le transistor Q_{24} peut donc être considéré comme un voltmètre électronique mesurant l'amplitude du « burst ». Il fonctionne comme un amplificateur de courant continu. La tension continue obtenue sur le collecteur est utilisée comme tension CAC c'est-à-dire de commande automatique de couleur de l'amplificateur chrominance. Il est appliqué au point ACC du montage de la figure 5 et polarise la base de Q_{25} .

On constate que ce signal CAC règle automatiquement le niveau d'amplitude de sortie du signal chroma fourni par l'amplificateur chroma de la figure 5.

La diode-shunt D, est une détectrice de crête. Le signal est filtré par la résistance de 10 kΩ et le condensateur de 10 000 pF.

Pendant la durée de la transmission d'une émission en couleurs, Q_{25} reste bloqué et seul Q_{24} fonctionne comme il vient d'être indiqué, fournissant la tension CAC.

Si le signal burst tombe à une amplitude dont la valeur est inférieure à un

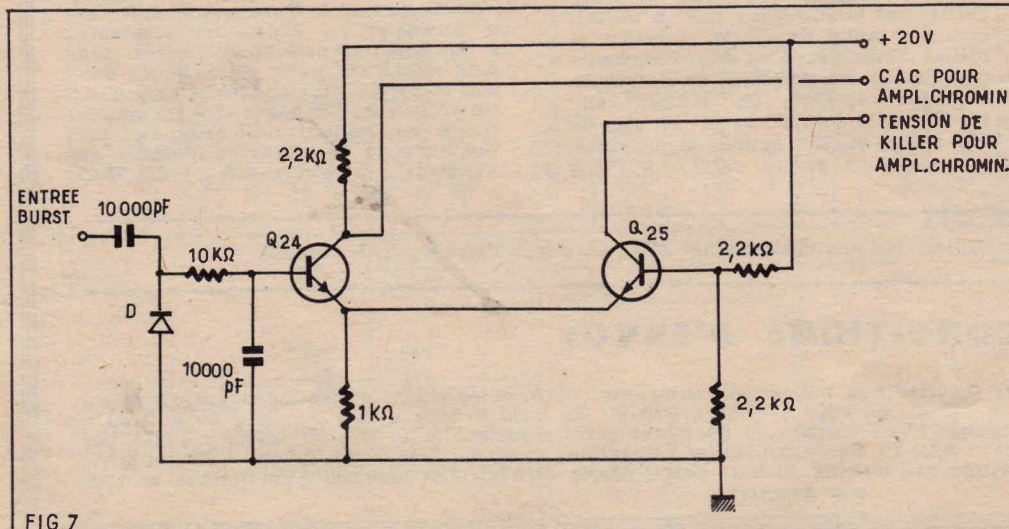


FIG. 7

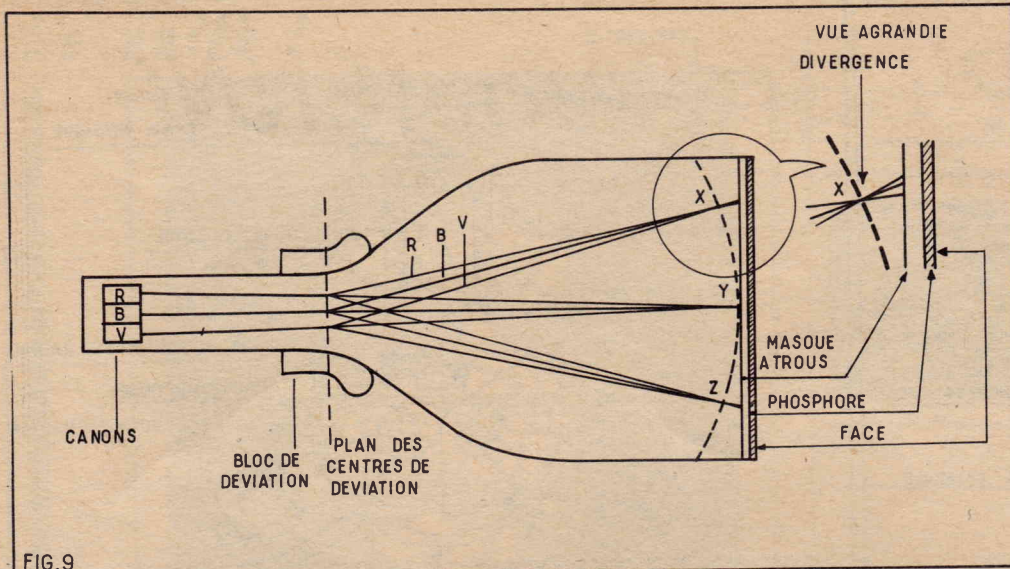


FIG. 9

niveau fixe prédéterminé, en polarisant convenablement la base de Q_{23} à l'aide du diviseur de tension 2,2-2,2 k Ω , le transistor Q_{24} se bloque et le transistor Q_{25} devient conducteur ce qui a pour effet de fournir sur le collecteur, la tension de killer appliquée à l'amplificateur de chrominance (fig. 5) au point « killer ». Le transistor Q_{10} est alors bloqué et le signal de chrominance est supprimé à la sortie chroma de cet amplificateur.

Démodulateurs de couleur

Comme dans tout téléviseur en couleurs il y a 2 ou 3 démodulateurs, selon que l'on démodule les signaux I et Q et on obtient R — Y et B — Y d'où l'on tire V — Y par matrice ou, avec 3 démodulateurs permettant dans le système NTSC d'obtenir directement les trois signaux R — Y, B — Y et V — Y en prévoyant pour chacun un angle de phase de démodulation différent correspondant au signal différence VF chroma désiré.

Les 3 démodulateurs étant de schéma identique, on donne à la figure 8 celui du démodulateur B — Y. Sur ce schéma, toutefois, l'étage intermédiaire dit « chroma buffer » à transistor Q_{28} est commun aux trois démodulateurs. Il reçoit sur la base le signal de chrominance fourni par l'amplificateur de chrominance (figure 5) sur le collecteur de Q_{10} , l'amplifie, en montage collecteur commun et le transmet, depuis l'émetteur, au collecteur de Q_{20} et à ceux des deux autres démodulateurs, par un potentiomètre de 5 k Ω et un condensateur de 0,1 μ F.

Le transistor Q_{20} démodulateur B — Y, reçoit sur la base le signal de l'oscillateur à 3,58 MHz déphasé convenablement par une bobine réglable de 50 à 150 μ H en série avec une résistance de 1 k Ω . Ce réglage détermine la phase correspondant au signal différence à obtenir. Etant monté en émetteur commun, la sortie du démodulateur est sur le collecteur. Le signal démodulé B — Y, qui est par conséquent un signal VF chrominance, est transmis à l'émetteur de l'amplificateur Q_{27} monté en base commune, reliée à la ligne + 20 V.

Le collecteur de Q_{27} est alimenté à partir d'une ligne + 280 V par une résistance de charge de 22 k Ω . Sur le collecteur on obtient le signal VF chrominance B — Y. On le filtre des résidus du signal à 3,58 MHz à l'aide d'un circuit LC parallèle accordé sur cette fréquence due à l'impédance maximum pour les courants à 3,58 MHz. Finalement, le signal B — Y est disponible à la sortie avec une amplitude

de 200 V et peut être appliqué au wehnelt du canon « bleu » du tube cathodique tricanon trichrome à masque.

En l'absence de signal de chrominance, la tension de collecteur de Q_{27} tombe à 150 V.

Le réglage d'amplitude pour les signaux différence fournis par les démodulateurs s'effectue ensemble à l'aide du potentiomètre unique de 5 k Ω . Les parties restantes de ce téléviseur sont à lampes et comportent les circuits suivants : base de temps trame avec oscillateur et amplificateur, base de temps lignes avec oscillateur, amplificateur et diverses diodes : récupération, THT, régulation de THT, HT pour grilles 2 et 3, etc., précédé éventuellement d'un comparateur de phase.

À la suite des bases de temps on trouvera aussi les divers circuits de convergence, indispensables dans un ensemble utilisant un tube à masque. Nous allons, justement, traiter dans la suite du présent article de la convergence.

Circuits de convergence

Le principe général du fonctionnement de ces circuits a été exposé dans nos articles parus dans les numéros d'octobre et de novembre 1965 de Radio-Plans.

Voici des explications complémentaires et supplémentaires sur ce sujet. Tout ce qui concerne la convergence est valable pour n'importe quel appareil de TVC utilisant un tube trichrome tricanon à masque quel que soit le système de TVC adopté (NTSC, PAL ou SECAM). Les 3 canons sont disposés à 120° et le trio de phosphores de couleur, bleu, vert et rouge est, lui aussi, disposé en symétrie triangulaire.

Cette précision est nécessaire car dernièrement on a réalisé un tube à masque

mais dont les 3 canons et les 3 points de phosphore, sont alignés horizontalement côte à côte.

Les réglages de convergence tendent à amener les trois faisceaux, bleu, rouge et vert, à se croiser sur chaque trou du masque. De cette façon, à partir de ce trou, ils frapperont chacun le point de phosphore du trio de couleur correspondante. Si les réglages de convergence ne sont pas effectués, les 3 faisceaux ne passent pas par le même trou et il y a divergence.

La figure 9 montre un tube cathodique avec les canons RBV, les faisceaux et les points X, Y et Z où les faisceaux convergent après une certaine mise au point préalable.

La courbe XYZ est la section d'un masque théorique sphérique dont le centre serait le point de déviation des faisceaux.

En réalité, ce centre et la sphère sont eux-mêmes différents pour chaque faisceau étant donné que les trois canons ne sont pas confondus mais disposés côte à

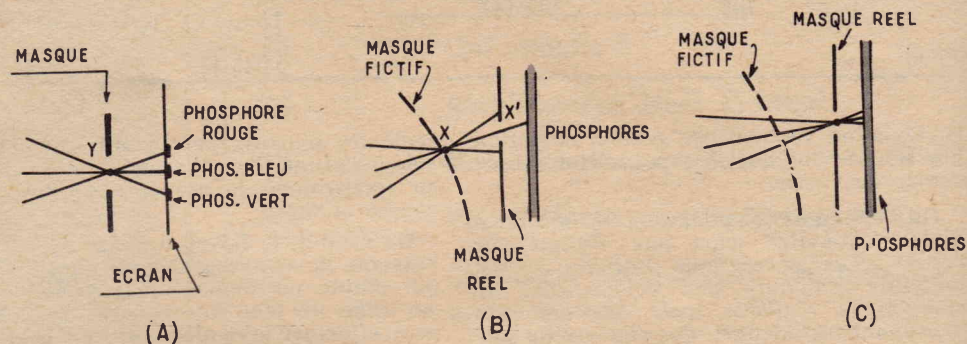


FIG. 10

de 200 V et peut être appliqué au wehnelt du canon « bleu » du tube cathodique tricanon trichrome à masque.

En l'absence de signal de chrominance, la tension de collecteur de Q_{27} tombe à 150 V.

Le réglage d'amplitude pour les signaux différence fournis par les démodulateurs s'effectue ensemble à l'aide du potentiomètre unique de 5 k Ω . Les parties restantes de ce téléviseur sont à lampes et comportent les circuits suivants : base de temps trame avec oscillateur et amplificateur, base de temps lignes avec oscillateur, amplificateur et diverses diodes : récupération, THT, régulation de THT, HT pour grilles 2 et 3, etc., précédé éventuellement d'un comparateur de phase.

À la suite des bases de temps on trouvera aussi les divers circuits de convergence, indispensables dans un ensemble utilisant un tube à masque. Nous allons, justement, traiter dans la suite du présent article de la convergence.

Circuits de convergence

Le principe général du fonctionnement de ces circuits a été exposé dans nos articles parus dans les numéros d'octobre et de novembre 1965 de Radio-Plans.

Voici des explications complémentaires et supplémentaires sur ce sujet. Tout ce qui concerne la convergence est valable pour n'importe quel appareil de TVC utilisant un tube trichrome tricanon à masque quel que soit le système de TVC adopté (NTSC, PAL ou SECAM). Les 3 canons sont disposés à 120° et le trio de phosphores de couleur, bleu, vert et rouge est, lui aussi, disposé en symétrie triangulaire.

Cette précision est nécessaire car dernièrement on a réalisé un tube à masque

côte à 120°. Dans les tubes actuels à écran rectangulaire, la distance mutuelle entre les canons est toutefois réduite et on pourra supposer qu'il y a un centre de déviation et par conséquent une surface sphérique correspondante.

La déviation magnétique verticale et horizontale est assurée par un bloc de déviation de fonctionnement normal comme celui des appareils à tube monocanon. On peut définir un plan dans lequel se trouvent les trois centres de déviation correspondant à chaque canon. Avec une certaine approximation on considérera un centre de déviation unique. Considérons les trois faisceaux passant par le point Y. Ce point se trouve à la fois sur le masque fictif de forme sphérique et sur le masque réel de forme plane (ou presque). Les trois faisceaux se rencontrent au point Y milieu du trou du masque. De ce point ils se séparent, constituant les trois côtés d'une pyramide à base triangulaire. Ils frappent les points de phosphore correspondants comme le montre la figure 10 A.

Lorsque les faisceaux sont déviés vers la périphérie et parviennent au point X du masque fictif ils se séparent de la même manière au-delà de ce point X. En supposant qu'un des faisceaux puisse traverser le trou X' du masque réel, les deux autres ne pourront pas traverser ce même trou car ils sont divergents du premier rayon à partir du point X, comme on le voit sur la figure 10 B.

La solution du problème consiste à adjoindre à la déviation magnétique normale, agissant à la fois sur les trois faisceaux, trois déviations de correction distinctes, corrigeant les parcours de chaque faisceau séparément.

On pourra ainsi réaliser la rencontre des trois faisceaux au milieu des trous du masque réel, comme le montre la figure 10 C.

Les corrections doivent être faites en tenant compte du fait que le masque réel s'écarte du masque fictif aussi bien avec

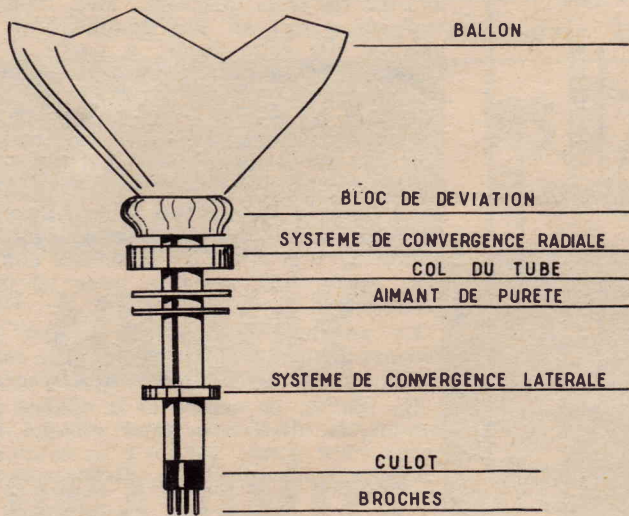


FIG. 11

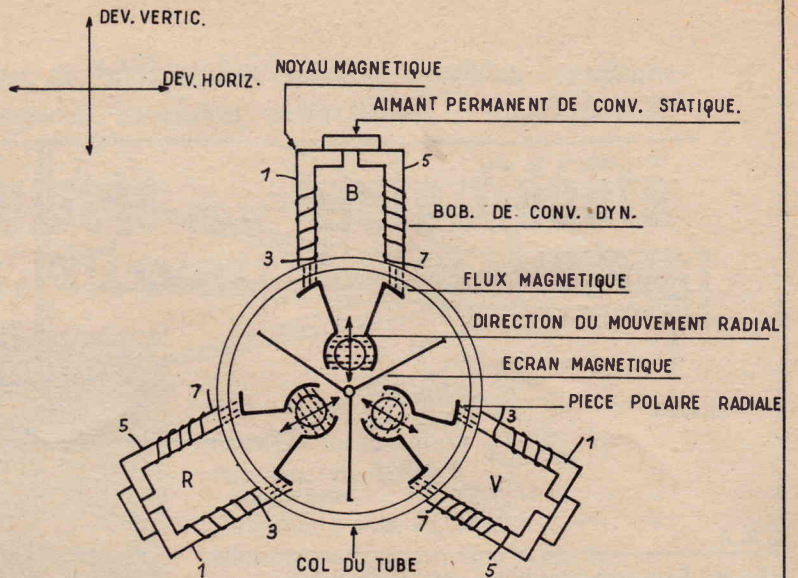


FIG. 12

la déviation verticale qu'avec la déviation horizontale lorsque le spot s'éloigne du centre de l'écran.

On peut aussi considérer la déviation radiale c'est-à-dire selon une oblique sur l'écran. Les corrections radiales seront toutefois obtenues par composition de corrections réalisées avec des courants provenant initialement des signaux de sortie des bases de temps trame et lignes. La correction se fait en trois étapes :

- a) correction de pureté
- b) correction statique
- c) correction dynamique.

Correction de pureté

Les aimants de réglage de pureté sont disposés à l'emplacement indiqué par la figure 11. Ce sont deux disques pouvant tourner autour du col. Après avoir réglé l'emplacement du centre de déviation par un léger déplacement du bloc de déviation on tourne les disques de pureté jusqu'à obtention de la pureté. Le tube a été désaimanté préalablement.

Définissons ce terme. Il s'agit d'obtenir les impacts corrects des faisceaux sur l'écran, autrement dit chaque faisceau doit tomber sur un phosphore de la couleur correspondante.

L'opération de réglage se fait avec un signal de mire appliqué à l'entrée VF lumineuse de l'appareil de TVC. Il faut utiliser une mire à traits très fins horizontaux et verticaux. Il s'agit d'une mire pour TV en noir et blanc.

On coupe les émissions des canaux bleu et vert en ne laissant subsister que le faisceau rouge. Si la pureté du rouge est bonne, après réglage, la mire apparaîtra sur l'écran en rouge. On refait l'opération avec les canons bleu et vert pour corriger la pureté de ces deux couleurs.

Convergence statique

La figure 12 montre la constitution du bloc de convergence radiale statique et dynamique. Pour le réglage de convergence statique, on observe la même mire, dans la région du centre de l'écran. On supprime un seul faisceau, le bleu et on

règle les aimants permanents de convergence statique des faisceaux rouge et vert en recherchant la coïncidence des traits rouges et verts.

On rétablit le faisceau bleu ; on agit sur l'aimant de convergence statique « bleu » qui donne un déplacement vertical puis sur celui du bloc de convergence latérale pour effectuer le déplacement latéral (horizontal) de l'image bleue afin d'obtenir la superposition des barres verticales de la mire correspondant à chaque couleur. Finalement la convergence statique est bonne lorsque les trois images de couleur sont à traits confondus et on doit voir une mire en noir et blanc dans la région centrale de l'écran.

Convergence dynamique

Dans les régions autres que la région proche du centre de l'écran, les déviations des trois faisceaux ne s'effectuant pas suivant la même loi, il n'y aura pas de convergence sur les trous et on verra des images déformées d'une manière différente pour chaque couleur.

C'est pour cette raison que l'on devra corriger la déviation de chaque faisceau.

Les courants de correction seront appliqués aux bobines de convergence dynamique du bloc de convergence. La figure 13 montre les trois faisceaux bleu, rouge et vert et les contours des rectangles déformés en raison de l'emplacement des canons autour de l'axe du tube à 120°. Les déformations ont été volontairement exagérées pour mieux les mettre en évidence. Examinons d'abord le canon bleu et l'image qui se crée par la déviation, non corrigée encore, du faisceau bleu.

Par rapport à l'axe de symétrie du tube, le canon bleu se trouve dans un plan vertical mais au-dessus de cet axe. Le contour de l'image déformée sera donc symétrique par rapport à l'axe vertical de l'écran et asymétrique par rapport à l'axe horizontal de l'écran. La forme de contour obtenue résulte du fait que les angles de déviation sont plus grands vers le bas et latéralement et plus petits vers le haut et latéralement.

Pour les canons bleu et rouge la situation est différente de celle du canon bleu.

Le canon rouge par exemple, est au-dessus du plan horizontal passant par l'axe du tube et décalé vers la gauche lorsque le tube est vu de l'écran.

L'image sera donc dilatée vers la droite et vers le haut.

Pour le canon vert, celui-ci étant décalé par rapport à l'axe du tube vers la droite et le bas, l'image sera dilatée vers le haut et vers la gauche.

Les images rouge et verte sont symétriques par rapport à l'axe vertical de symétrie passant par le centre de l'écran.

Méthode de correction

Il est clair qu'il s'agit de compenser les dilatations et les contractions de l'image.

Pour obtenir ce résultat on voit que lorsque le courant de déviation, dans le champ magnétique de déviation correspondant varie pendant l'aller selon une certaine loi, par exemple selon une loi linéaire, pour compenser une dilatation il suffira de diminuer la vitesse de déviation à l'aide d'un courant de correction de forme et sens appropriés.

Soit par exemple le cas de la déviation verticale d'aller de haut vers le bas (voir figure 13). Sans correction, le spot se déplace du centre c vers le point extrême d qui se trouve au-dessous du point correct d'. Il faut donc ralentir progressivement le mouvement du spot dans la direction c d' d, et dans le sens c d' d.

Par contre, pendant le déplacement au-dessus du centre c il faut obtenir une légère dilatation de l'image vers le haut pour que la déviation verticale d'aller commencer en c' au lieu de e.

Les mêmes remarques sont à faire au sujet des autres corrections à appliquer pour les déviations verticales et horizontales en d'autres parties des images bleue, rouge et verte.

En raison des symétries mentionnées plus haut, on corrigera, d'une part le mouvement vertical et horizontal de l'image bleue et, d'autre part, en même temps, ceux des faisceaux des images rouge et verte. Les courants de correction traverseront les bobines des blocs de convergence radiale et latérale. Leur forme est

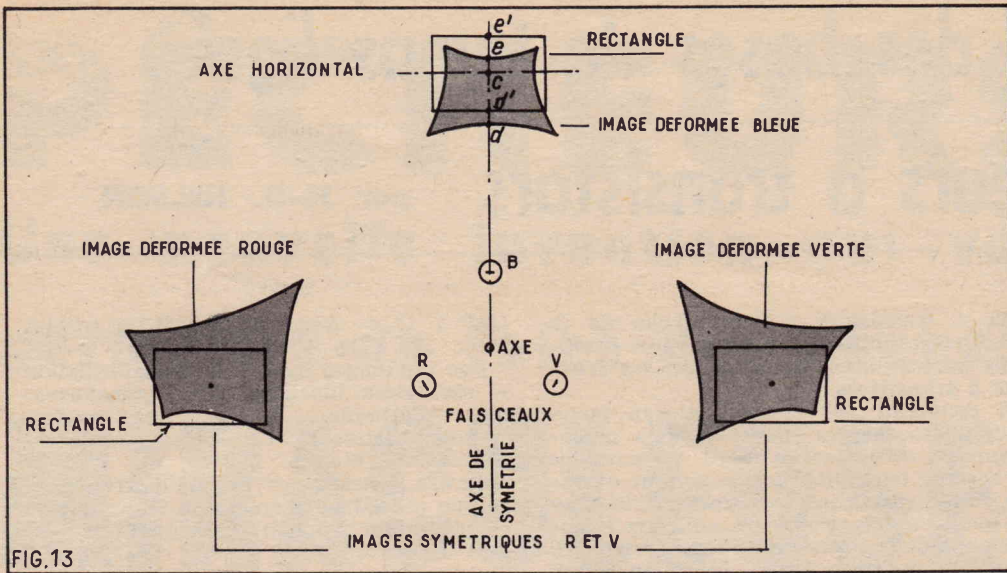


FIG.13

une combinaison de courant parabolique et de courant en dents de scie, ces courants étant obtenus sur les bases de temps trame et lignes.

Système de correction « verticale »

Les courants de correction sont pris sur les circuits de la lampe finale de la base de temps trame. Le courant en dents de scie est obtenu d'un enroulement du transformateur de sortie trame et celui parabolique sur la cathode de la lampe finale de cette même base de temps comme on le voit sur le schéma complet de la figure 14 dont les valeurs des éléments sont les suivantes :

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 560 \Omega$; $R_5 = R_6 = 150 \Omega$; $R_7 = 680 \Omega$. Tous les potentiomètres sont de 220Ω linéaires. Les bobines RVB sont celles destinées à la correction « verticale » du bloc de convergence radiale. Sur le bloc de COPRIM, leurs points de branchement sont numérotés 3 et 4, indiqués sur notre schéma.

Les fonctions des potentiomètres, seuls réglages de convergence dynamique verticale sont :

- P_1 : amplitude parabole bleu,
- P_2 : amplitude dents de scie bleu,
- P_3 : amplitude parabole rouge et vert,
- P_4 : amplitude dents de scie rouge et vert,
- P_5 : balance parabole rouge et vert,
- P_6 : balance dents de scie rouge et vert.

Analyse du schéma

V est la lampe finale de la base de temps trame c'est-à-dire base de temps destinée

à la déviation verticale dite improprement à la base de temps « verticale ».

T.S.T.R. est le transformateur de sortie. Il possède un secondaire S_1 fournissant le courant de déviation aux bobines de déviation verticale du bloc.

S_2 est un secondaire spécialement destiné à la correction de convergence verticale. Ses points de branchement sont c et d. Il faut respecter le sens de branchement indiqué qui donne un courant circulant dans le sens convenable.

Le courant en dents de scie est donc fourni par ce secondaire S_2 au circuit branché en parallèle sur P_2 . D'autre part le courant parabolique est fourni par la cathode, découplée imparfaitement, de la lampe finale V. Il est transmis par le condensateur C, depuis le point e au potentiomètre P_1 et au potentiomètre P_5 .

Circuit du courant en dents de scie : en partant des points c et d de S_2 on voit que P_2 branché en ces points est parcouru par le courant en dents de scie. Un point équipotentiel est réalisé par R_5 et R_6 reliées à la masse. Le curseur de P_2 est relié, par l'intermédiaire de R_7 , au point 4 de la bobine de convergence radiale B.

On n'oubliera pas que cette bobine agit, comme le montre la figure 12, sur la correction de la déviation verticale du faisceau bleu, l'élément B du bloc étant orienté verticalement.

Revenons à la figure 14. L'autre extrémité de la bobine B, l'extrémité 3, reçoit du curseur du potentiomètre P_1 le courant de correction parabolique. Les deux courants se composent dans cette bobine

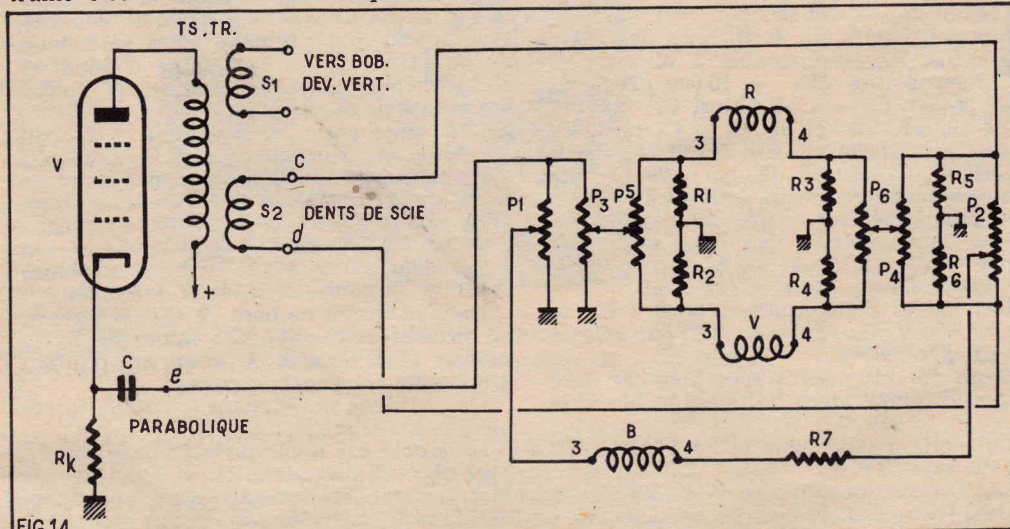


FIG.14

ce qui crée le courant de correction de la déviation verticale du faisceau bleu.

Le réglage comporte le dosage entre les amplitudes de chacun des courants composants, donc, on règle avec P_2 l'amplitude du courant en dents de scie et avec P_1 celle du courant parabolique.

Passons maintenant au circuit de correction destiné, en commun, aux faisceaux rouge et vert.

Le courant parabolique est appliqué au potentiomètre P_5 qui est, par conséquent, l'élément de réglage d'amplitude R et V parabolique.

Du curseur de P_5 le courant est transmis au curseur de P_3 , ce potentiomètre étant shunté par $R_1 + R_2$ avec point commun à la masse.

Une extrémité de P_5 est reliée au point 1 de la bobine R et l'autre au point 3 de la bobine V.

En réglant P_5 on peut fournir aux bobines des courants paraboliques égaux ou différents pour des positions convenables du curseur de ce potentiomètre. Il en résulte, évidemment que P_5 est un potentiomètre d'équilibrage nommé « balance parabole rouge et vert ».

De la même manière, on constate que : P_6 règle l'équilibrage des courants de correction en dents de scie « rouge » et « vert ».

P_4 règle l'équilibrage de courant de correction en dents de scie « rouge » et « vert » : balance dents de scie.

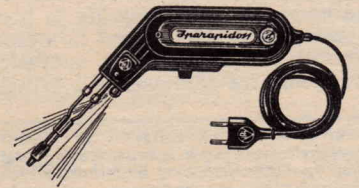
Un dispositif analogue est prévu pour la correction des déviations horizontales. Il sera analysé dans la suite de cette étude.

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 930

au prix de gros

25% moins cher



Fer à souder à chauffe instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages altern. 110 à 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation: 80/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail, interrupteur dans le manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids: 830 g. Valeur: 99,00 NET **78 F**

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

RADIO-VOLTAIRE

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

ROQ. 98-64

RAPY

dépannage des bases de temps lignes des téléviseurs à transistors

par N.-D. NELSON

Généralités

La base temps lignes est beaucoup plus compliquée que celle de trame et son dépannage est plus difficile.

Comme dans le cas des montages à lampes, la base de temps lignes à transistors ne fournit pas seulement les courants de déviation horizontale appliqués aux bobines du bloc de déviation mais aussi des signaux spéciaux, à la fréquence de lignes, servant au fonctionnement d'autres parties du téléviseur :

tension augmentée pouvant alimenter un autre circuit,

H.T. pour le transistor VF

H.T. pour les grilles d'accélération et de concentration du tube cathodique,

T.H.T. pour l'anode finale du tube cathodique,

impulsions pour le comparateur de phase,

impulsions pour la CAG verrouillée,

impulsions d'effacement du retour de lignes. Il est facile de voir que si la base de temps lignes, ne fonctionne pas (ou fonctionne mal) tous les circuits qui dépendent d'elle en subiront les conséquences et leur fonctionnement sera arrêté ou troublé.

Ainsi, il suffit qu'il n'y ait pas de THT pour que l'écran du tube cathodique ne donne plus aucune image ce qui empêchera le technicien d'effectuer tout dépannage basé sur l'observation de l'image.

L'absence totale de tout signal lumineux sur l'écran est toutefois une indication assez concluante pour guider le technicien vers la localisation de la panne.

Son premier soin sera donc de faire apparaître une image même très mauvaise. Dès qu'il parviendra à voir quelque chose sur l'écran, ne serait-ce qu'un point ou une ligne, il lui sera ensuite plus facile de dépanner le téléviseur.

La méthode du dépannage de la base de temps lignes est pratiquement la même, au point de vue du principe des opérations à effectuer, pour les téléviseurs à lampes et

ceux à transistors. La recherche de la panne sera toutefois soumise aux conditions particulières imposées par les schémas à transistors.

Il convient, par conséquent, en poursuivant les mêmes méthodes que précédemment, d'analyser d'abord un montage de base de temps lignes pris comme exemple. Nous choisirons évidemment, la base de temps lignes associée à celle de trame analysée dans notre précédente étude ; il s'agit du montage SESCO décrit en détail dans le Manuel TV à transistors publié par cette société.

Le schéma

La figure 1 donne le schéma complet de cette base de temps lignes. Ce schéma se raccorde à celui de séparation publié dans notre étude parue dans le numéro de septembre de Radio-Plans (figure 2).

Dans le montage de la figure 1 on trouve 4 transistors, 5 diodes semi-conductrices et une diode à vide D_6 . Au point « SEP » on applique les impulsions de synchronisation de ligne fournies par le montage séparateur.

Les fonctions des différentes parties de ce montage sont :

- 1° Comparateur de phase à transistor Q_1 .
- 2° Oscillateur blocking à transistor Q_2 .
- 3° Etage driver (ou intermédiaire) à transistor Q_3 . Ce transistor est le seul NPN de cette base de temps, tous les autres sont des PNP, ceci étant particulier au montage décrit et non à tous les montages.
- 4° Etage final à transistor Q_4 .
- 5° Diode stabilisatrice de tension D_2 (zener).
- 6° Diode absorbant les surtensions D_1 .
- 7° Diode de récupération D_3 .
- 8° Diode pour la THT, D_6 à vide.
- 9° Diode pour la HT de 400 V, D_4 .
- 10° Diode pour la HT de 100 V, D_5 .

Valeur des éléments

Résistances : $R_1 = 33 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 82 \text{ }\Omega$, $R_4 = 100 \text{ }\Omega$, $R_5 = 2 \text{ } 200 \text{ }\Omega$, $R_6 = 1 \text{ } 500 \text{ }\Omega$, $R_7 = 180 \text{ }\Omega$, $R_8 = 2 \text{ } 700 \text{ }\Omega$, $R_9 = 180 \text{ }\Omega$, $R_{10} = 47 \text{ }\Omega$, $R_{11} = R_{12} = 200 \text{ }\Omega$, $R_{13} = 250 \text{ }\Omega$, $R_{14} = 60 \text{ }\Omega$, $R_{15} = 220 \text{ }\Omega$, $R_{16} = 1 \text{ } 800 \text{ }\Omega$, $R_{17} = 60 \text{ }\Omega$, $R_{18} = 100 \text{ }\Omega$, $R_{19} = 10 \text{ }\Omega$, $R_{20} = 330 \text{ }\Omega$, $R_{21} = 4,7 \text{ }\Omega$, $R_{22} = 150 \text{ }\Omega$, $R_{23} = 470 \text{ }\Omega$.

Les résistances R_{11} et R_{12} sont des thermistances, R_{20} est ajustable 2 W.

Condensateurs : $C_1 = 10 \text{ } 000 \text{ pF}$, $C_2 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ papier, $C_3 = 1 \text{ }\mu\text{F}$ chim., $C_4 = 50 \text{ }\mu\text{F}$, $C_5 = 500 \text{ }\mu\text{F}$, $C_6 = 5 \text{ }\mu\text{F}$, $C_7 = C_8 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ pap., $C_9 = 50 \text{ } 000 \text{ pF}$, $C_{10} = 100 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{11} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{12} = 500 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{17} = 1 \text{ } 000 \text{ }\mu\text{F}$. Les condensateurs ci-dessus, marqués + et - sont chimiques, les autres sont au papier.

Les condensateurs suivants sont spéciaux : $C_{13} = 0,15 \text{ }\mu\text{F}$ 300 V, $C_{14} = 50 \text{ } 000 \text{ pF}$ 300 V, $C_{15} = 12 \text{ }\mu\text{F}$, $C_{16} = 4 \text{ }\mu\text{F}$.

Les autres condensateurs sont : $C_{18} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ 500 V, $C_{19} = C_{20} = 1 \text{ }\mu\text{F}$ pap., $C_{21} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$ pap. 500 V.

Deux potentiomètres sont disposés dans la partie comparateur de phase et blocking $P_1 = P_2 = 250 \text{ }\Omega$ 1 W.

La diode à vide pour la THT de 12 kV est du type DY 86.

Les transistors sont : $Q_1 = 2\text{N}396$, $Q_2 = 2\text{N}397$, $Q_3 = 2\text{N}2194\text{A}$, $Q_4 = \text{spécial}$, $D_1 =$

13 P 1, $D_2 = \text{zener } 107 \text{ Z } 4$, $D_3 = \text{spécial}$, $D_4 = 16 \text{ J } 2$, $D_5 = 16 \text{ J } 2$.

Les bobines sont : T_1 transformateur — oscillateur blocking, $T_2 = \text{transformateur d'attaque}$, $T_3 = \text{autotransformateur abaisseur}$, $T_4 = \text{transformateur de sortie}$, $L_1 = \text{bobine de stabilité pour } 625 \text{ lignes}$, $L_2 = \text{bobine d'arrêt}$, $L_3 = \text{bobine accord harmonique } 3$, $L_7 = \text{bobine de déviation magnétique horizontale du bloc de déviation}$.

Analyse du montage

Commençons par l'entrée du montage qui est la base du transistor Q_1 utilisé comme comparateur de phase. Le signal synchro à impulsions négatives à la fréquence exacte de lignes est appliqué à la base par l'intermédiaire du condensateur C_1 de 10 000 pF. L'impulsion positive, à la fréquence exacte ou voisine de celle de ligne, provenant de K_2 , est transmise par le circuit intégrateur R_5 — C_7 et par C_8 au collecteur de Q_1 , bloqué au repos.

Ce transistor ne se débloque que pendant la coïncidence de l'application des deux impulsions créant une tension de réglage V_{corr} qui, appliquée au blocking sur la base, corrige la fréquence et la phase de cet oscillateur.

Le système $C_2 - C_3 - C_4 - R_4 - R_{10}$ filtre la tension de correction ainsi que celle de polarisation V_{p01} .

La tension fixe de polarisation V_{p01} détermine la fréquence d'oscillation du blocking.

Comme il s'agit d'un bistandard (ou même d'un multistandard) 625-819 lignes, le commutateur S_1 à deux positions permet, grâce aux réglages de P_1 et P_2 de régler la tension de polarisation pour chaque fréquence, 15 625 Hz pour 625 lignes et 20 475 Hz pour 819 lignes. Les tensions de polarisation sont obtenues à partir des curseurs des potentiomètres insérés dans des diviseurs de tension.

Ces diviseurs sont montés entre X_2 relié à la ligne positive d'alimentation de 12 V et X_1 négatif, découpé par C_{10} et relié à la masse (-12 V) par R_{19} .

La diode zener stabilise la tension entre X_2 et X_1 . Passons au blocking à transistor Q_2 . L'oscillation périodiquement bloquée est obtenue par couplage entre la bobine de collecteur K_1 et la bobine d'émetteur K_2 . L'enroulement K_3 transmet le signal d'oscillation, au transistor Q_3 .

L'enroulement de collecteur, K_1 , du blocking est shunté par R_{17} et D_1 . Lorsqu'il y a une forte impulsion de tension pendant le retour, l'anode de D_1 devient positive par rapport à la cathode, la diode est conductrice et l'impulsion est atténuée ce qui évite d'endommager le transistor (cause possible de panne si D_1 était défectueuse).

Dans le circuit de base de Q_2 , oscillateur, on trouve en position 625 lignes de S_2 , la bobine stabilisatrice L_1 qui, en position 819 lignes est court-circuitée.

On parvient maintenant à l'étage intermédiaire à transistor Q_3 NPN.

Le signal est appliqué à la base par K_2 avec C_9 — R_{18} en série. Il est amplifié par le transistor et transmis par T_2 composé de K_4 et K_5 au transistor final.

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

MÉTHODE DE DÉPANNAGE RADIO - TÉLÉVISION

Nouveau, pratique, utile,

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

VOLUME I : franco 26,80

Documentation contre timbre

ASCOR-DIFFUSION R. P.

17-LA RONDE - C.C.P. BORDEAUX 124-86

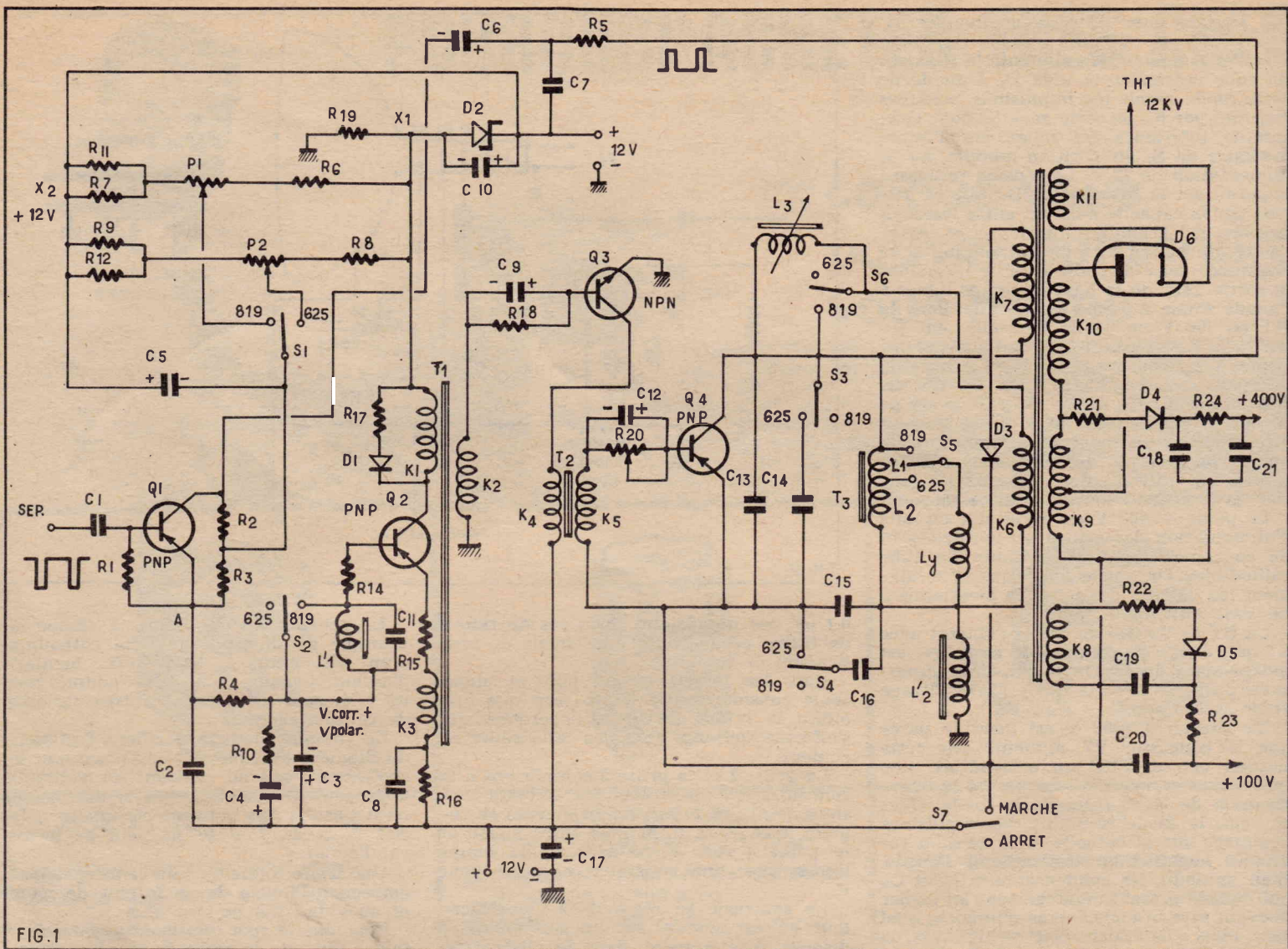


FIG. 1

La mission du transistor intermédiaire est de séparer la basse impédance d'entrée du circuit de base du transistor final Q_4 de celle plus élevée du collecteur de l'oscillateur Q_2 . Il sert aussi à la mise en forme du signal appliqué à Q_4 .

On peut constater que le montage de ce dernier est assez compliqué et abondant en composants mais en définitive pas plus compliqué que l'étage final à lampe.

La grande difficulté, dans les appareils à transistors lorsqu'on veut les vérifier ou les dépanner, est due au fait que les semi-conducteurs ne sont pas amovibles comme les lampes mais soudés.

Avec une lampe on peut aisément procéder par substitution d'une lampe supposée mauvaise par une lampe réputée bonne et un essai de ce genre aboutit souvent à la solution de la panne.

Revenons à Q_4 . L'émetteur est relié à la ligne positive par l'intermédiaire du commutateur S_7 , indépendant de S_1 à S_6 , mis en position « marche » ce qui branche le positif + 12 V de l'alimentation au circuit de l'étage final.

En position « arrêt » ce circuit ne peut pas fonctionner mais le reste de la base de temps à transistors Q_1 , Q_2 et Q_3 continue à être alimenté. Le commutateur de phase, toutefois, ne peut recevoir le signal à impulsions positives transmis par R_5 .

Le collecteur du transistor Q_4 , qui est un PNP, est alimenté par l'intermédiaire de L_1 - L_2 et L_2 - D_5 est la diode de récupération.

La bobine de déviation L_3 se compose de deux demi-bobines montées en parallèle. En série avec L_3 on trouve l'autotransformateur T_3 composé de L_1 et L_2 . Pour 819

lignes S_5 branche L_3 sur la totalité de T_3 tandis qu'en 625 lignes, L_3 est connectée au point commun de L_1 et L_2 .

De cette manière, l'amplitude du balayage horizontal conserve la même valeur dans les deux standards. Pour la correction en S on a disposé le condensateur C_{15} dont la valeur convient en 819 lignes tandis qu'en 625 lignes, S_4 branche C_{16} en parallèle sur C_{15} .

Le temps de retour doit être conforme au standard mis en service par l'ensemble de commutation S_1 à S_6 .

Il est déterminé par les condensateurs de récupération C_{13} et C_{14} . En position 819 lignes de S_5 , C_{13} est seul en circuit. En position 625 lignes, C_{14} se branche en parallèle sur C_{13} .

D'autre part le transformateur de sortie, équivalent à un circuit LC est accordé sur l'harmonique 3 du retour de ligne.

Voici la signification du terme « fréquence du retour ». Il s'agit tout simplement de la fréquence qui correspond à la période de retour.

On a, en effet, $T_L = T_a + T_r$ où T_L est la période de ligne :

en 625 lignes $T_L = 1/15625 = 64 \cdot 10^{-6}$ s c'est-à-dire 64 μ s,

en 819 lignes $T_L = 1/20475 = 49 \cdot 10^{-6}$ s, c'est-à-dire 49 μ s environ.

Les retours respectifs sont choisis, approximativement à :

$T_r = 12 \mu$ s en 625 lignes, et $T_r = 8 \mu$ s en 819 lignes.

Il est alors possible de déterminer les « fréquences de retour » correspondantes.

En 625 lignes $f_r = 1/T_r = 10^6/12$ ce qui donne :

$$f_r = 83\,000 \text{ Hz.}$$

En 819 lignes on a $f_r = 10^6/8$ ce qui donne 125 000 Hz. Les harmoniques 3 sont le triple des valeurs trouvées pour f_r . On a toutefois trouvé, au cours des travaux de mise au point qu'il fallait adopter 2,7 fois f_r et non 3 f_r .

Avec 2,7 comme facteur multiplicateur, on trouve :

en 819 lignes : $2,7 \cdot 125\,000 = 337\,500$ Hz

en 625 lignes : $2,7 \cdot 83\,000 = 224\,100$ Hz

L'accord étant obtenu normalement en 819 lignes, on l'abaisse à la valeur convenant en 625 lignes en introduisant en circuit la bobine additionnelle L_3 à l'aide du commutateur S_6 . En 819 lignes L_3 est court-circuitée.

Un autre élément du montage est la bobine d'arrêt L_2 dont le coefficient de self induction est élevé par rapport à celui de adopté c'est-à-dire, dans le cas présent, avec les deux demi-bobines en parallèle on a en effet $L_2 = 1$ mH résistance en continu 0,15 Ω et $L_3 = 35 \mu$ H, résistance en continu 0,06 Ω .

Grâce à L_2 le courant qui circule dans cette bobine est limité à la valeur du courant moyen nécessaire au fonctionnement de l'étage de sortie.

De même l'enroulement K_8 présente une valeur de L élevée par rapport à L_3 . On a pour K_8 , 350 μ H soit dix fois la valeur de L_3 .

Circuits de HT et THT

Le transformateur T, reçoit au primaire K_8 les impulsions à la fréquence de ligne. Plusieurs secondaires permettent d'obtenir

des signaux aux utilisations diverses.

La THT est obtenue à l'aide de K_{11} et K_{10} . L'enroulement K_{11} alimente le filament du tube redresseur à vide D_6 . L'anode de cette diode reçoit les impulsions positives fournies par K_{10} en série avec K_8 dont l'extrémité inférieure est reliée par l'intermédiaire de S_7 en position marche, au + alimentation de 12 V. La tension redressée apparaît sur le filament de D_6 . Elle est filtrée par la capacité existant entre les deux couches de graphite, intérieure et extérieure, du ballon du tube cathodique et la résistance-série disposée dans le fil reliant la sortie THT de la base de temps lignes à l'anode finale du tube cathodique. Pour la HT de 400 V on utilise l'enroulement secondaire K_8 en totalité. Les impulsions positives sont transmises par R_{21} à l'anode de la diode semi-conductrice D_4 . La HT est filtrée par R_{21} , C_{18} et C_{21} . Sa valeur est de + 400 V par rapport à la masse et peut être modifiée aisément en agissant sur R_{21} ou, si l'on a besoin de deux valeurs différentes, en utilisant des diviseurs de tension avec potentiomètres si nécessaire.

Le point + 400 V est relié aux circuits d'alimentation des grilles accélératrices et de concentration électrostatique du tube cathodique. On remarquera que généralement les valeurs des tensions mentionnées ne sont nullement critiques.

La HT de l'ordre de 100 V s'obtient avec K_8 qui, dans cet exemple de montage, est indépendant de K_8 . On redresse les impulsions positives avec la diode D_5 , le filtrage étant assuré par C_{19} - R_{22} - C_{20} .

La tension de 100 V est positive parce que le transistor VF alimenté par cette tension est un PNP on obtiendrait, une tension de - 100 V, en inversant le branchement de K_8 et celui de la diode. Dans ce cas, la diode recevrait des impulsions négatives sur la cathode et la tension redressée négative apparaîtrait sur l'anode. Bien entendu, les condensateurs C_{19} et C_{20} qui dans le présent montage sont au papier peuvent être branchés dans n'importe quel sens, mais s'ils étaient électrochimiques, la polarité correcte devrait être observée.

Avant de passer au dépannage, voici quelques indications sur ce tube cathodique.

Montage du tube cathodique

Le tube cathodique est monté selon un schéma comme celui de la figure 2, par exemple.

Le filament est alimenté par une tension V_f qui peut être alternative si le téléviseur est uniquement destiné au fonctionnement sur secteur alternatif.

Si c'est un téléviseur à alimentation mixte, le filament sera alimenté sur une tension continue par exemple 12 (ou 13) V ou 6 (ou 7) V prélevée sur la ligne générale et alimenté en continu du téléviseur. Une des bornes du filament peut être à la masse. La cathode est isolée du filament.

Elle reçoit du dernier transistor VF, le signal VF de modulation de lumière et, en même temps, la tension continue de + 100 V lorsque le dernier transistor VF est un NPN comme nous le supposons ici.

Dans ce cas, la composante continue du signal VF est également transmise.

La cathode étant portée à + 100 V environ, le wehnelt qui doit être négatif par rapport à la cathode, est alimenté sur un diviseur de tension monté entre masse et un point de tension positive T pouvant être + 100 V ou + 400 V selon les montages. Si c'est + 100 V, il y a une coupure au point T et R_1 est reliée au + 100 V, cette résistance pouvant d'ailleurs être supprimée.

La luminosité se règle avec P_1 . La résistance de 470 k Ω constitue une charge du wehnelt afin que celui-ci puisse recevoir par l'intermédiaire du condensateur de

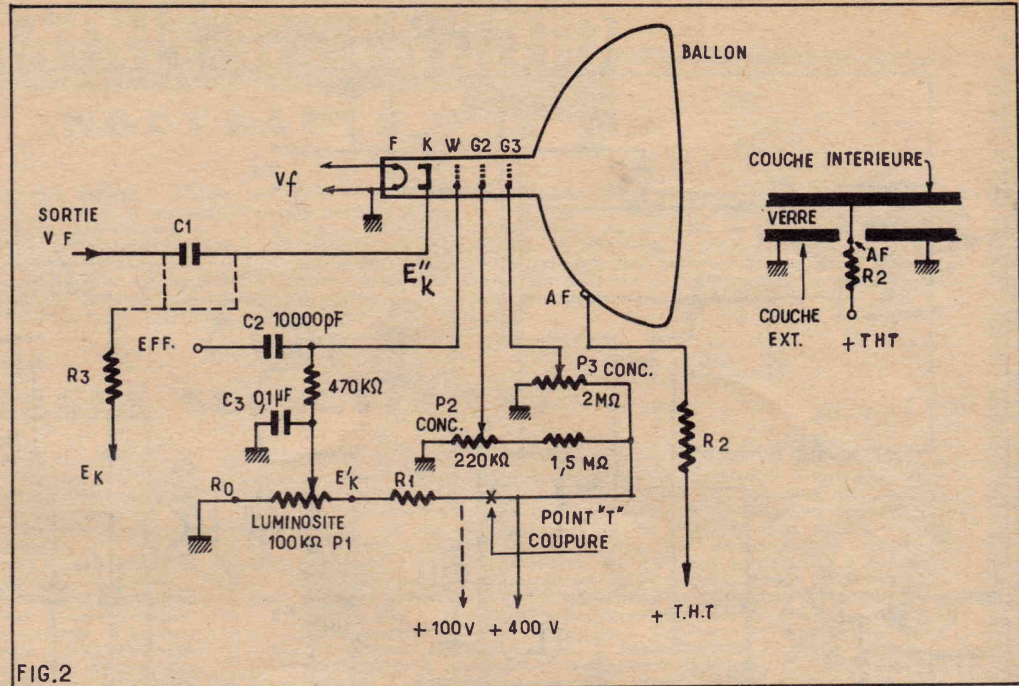


FIG. 2

0,1 μ F, les impulsions négatives de retour de trame permettant l'effacement du spot pendant ce retour.

Dans les téléviseurs en noir et blanc, seuls considérés ici, il est rare que l'on efface le retour de lignes, opération qui s'effectue toujours dans les téléviseurs en couleur.

La grille 2 et la grille 3 contribuent à la concentration électrostatique et leurs tensions positives relativement élevées se règlent avec P_2 et P_3 montés entre masse et le point + 400 V de la base de temps lignes, avec une résistance en série pour P_2 .

Le contraste se règle dans l'amplificateur VF en agissant sur un potentiomètre disposé généralement dans le circuit cathodique du transistor final.

Lorsque ce dernier est un PNP, la tension du collecteur est négative et il faut intercaler un condensateur C_1 entre ce collecteur et la cathode du tube. Dans ce cas il est également nécessaire de monter une résistance R_3 entre cathode et un point de tension $E'k$ de l'ordre de + 100 V par rapport à la masse. La tension en $E'k'$ sera alors toujours moins positive que la tension réelle $E'k$ sur la cathode du tube.

Localisation de la panne. Pos d'image

Les deux cas habituels sont à considérer 1° aucune image lumineuse n'apparaît sur l'écran du tube cathodique ; 2° une image déficiente est visible.

1° Si l'écran est complètement obscur la panne peut provenir du tube cathodique ou de son alimentation déficiente ou d'une cause encore plus grave, manque total d'alimentation du téléviseur.

Avec un appareil à transistors il n'y a plus de filaments « allumés » à voir, sauf D_6 , la diode à vide de THT et, encore celle-ci peut être remplacée par une ou plusieurs diodes semi-conductrices.

Reste le son qui peut lui aussi guider le dépanneur vers la localisation de la panne. Si le son est présent, on peut espérer que l'alimentation fonctionne partout. Pour en être sûr, on mesurera la tension de 12 V entre ligne positive et masse.

Reste maintenant à savoir si c'est le tube qui fonctionne ou si c'est la base de temps lignes qui ne lui fournit pas son alimentation.

On examinera, évidemment, le filament du tube cathodique. S'il est allumé, il faudra vérifier les tensions appliquées aux électrodes de ce tube.

Le schéma de la figure 2 donne un exemple de montage de tube cathodique d'un téléviseur à transistors, montage, d'ailleurs, analogue à celui adopté dans un téléviseur à lampes. D'autres variantes de ce montage existent.

En premier lieu on vérifiera l'allumage du filament du tube soit en l'observant visuellement, soit en utilisant un voltmètre approprié. Il est clair que si ce filament n'est pas en fonctionnement, quelle qu'en soit la cause, l'image ne peut se former sur l'écran.

Une usure totale du tube peut également empêcher l'image de se former de même qu'un vide... qui ne l'est plus !

Pour que le spot lumineux apparaisse, il faut aussi que le wehnelt soit légèrement négatif par rapport à la cathode. S'il est trop négatif le spot est éteint.

Vérifier par conséquent les circuits de cathode, de wehnelt et en particulier le potentiomètre de luminosité P_1 . Pratiquement, on agira d'abord sur ce potentiomètre pour tenter d'« allumer » le spot. Si l'essai ne donne pas de résultats, mesurer les tensions et, si nécessaire, l'appareil étant débranché de l'alimentation, vérifier à l'ohmmètre l'état des résistances et des condensateurs. On peut, si l'on soupçonne C_3 , débrancher le fil qui le relie au signal d'effacement provenant de la base de temps trame. Même opération pour C_1 s'il existe. La non-application des signaux d'effacement et VF n'empêche nullement le tube de fonctionner, la trame de se former et la synchronisation d'agir.

Il faut aussi vérifier C_1 . S'il est claqué, le wehnelt se trouve au potentiel de la masse.

Voir ensuite si les circuits à HT (+ 400 V) sont en bon état. Constater la variation de tension sur les curseurs des potentiomètres P_2 et P_3 .

Pour la THT, utiliser l'accessoire spécial pour déceler s'il y a une tension correcte sur l'anode finale AF puis au point THT si R_2 existe.

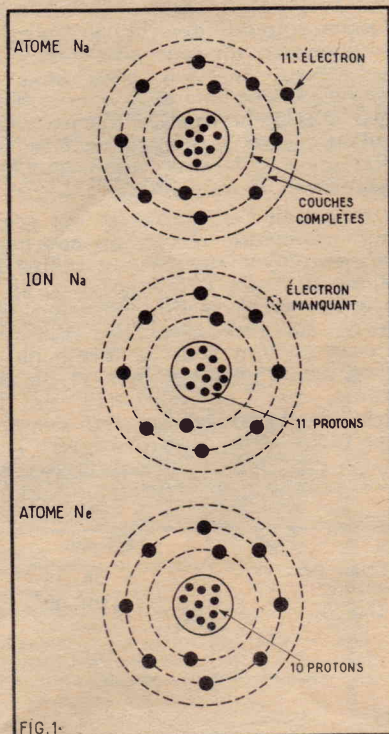
Si la THT est présente, vérifier R_2 et son branchement. Sur la figure 2, à droite, on montre les deux couches de graphite séparées par le verre du ballon. La couche extérieure doit être connectée à la masse. Vérifier ce branchement.

L'image lumineuse peut disparaître aussi si le wehnelt est polarisé négativement

(Suite page 57)

le thyatron redresseur

par F. KLINGER



La différence essentielle, élémentaire et évidente entre les thyatrons et les tubes habituels que nous rencontrons dans nos étages amplificateurs, vient de ce que ces derniers exigent généralement le vide le plus parfait, alors que les autres recherchent, au contraire, la présence soigneusement dosée d'une certaine quantité d'un gaz, autre que l'air, aux performances très strictement contrôlées.

De façon générale, les tubes à gaz mettent à profit le phénomène de l'ionisation, dû essentiellement à la transformation (fi-

gure 1) d'atomes en ions par arrachement d'un certain nombre d'électrons : ces suppressions d'électrons résultent, en premier lieu, des collisions entre les premiers ions émis et les atomes qui se placent sur leur trajectoire et cet état de choses se poursuivra de proche en proche et ira même en s'amplifiant. Par application extérieure d'un potentiel de valeur convenable, les accélérations subies par ces particules, par ces ions, par ces électrons, seront suffisantes pour multiplier les collisions jusqu'à provoquer l'amorçage pur et simple de tout l'espace interne, de toute la matière gazeuse, incluse dans l'enveloppe du tube.

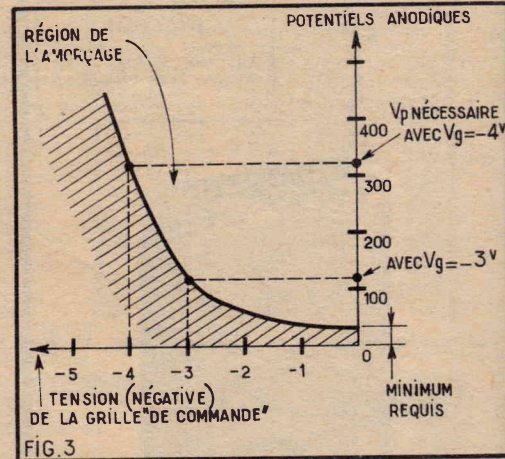
C'est du moins ainsi que se passent les choses dans des tubes à vapeur métallique (mercure, sodium, etc.) : les thyatrons, tout en maintenant ce principe, l'élargissent par l'introduction d'au moins un électrode supplémentaire, de contrôle et, du même coup, ils simplifient le fonctionnement par une souplesse d'emploi accrue.

Bien que cette électrode assume, en principe, le rôle d'une grille de commande (fig. 2), elle en diffère, au moins par son aspect extérieur, puisque, en particulier, la forme spiralée a cédé le pas à une plaque (de faible diamètre), percée d'un certain nombre de trous permettant le passage des électrons accélérés par le potentiel de la plaque : par cette disposition assez spéciale, on cherche surtout à adapter le tube à la présence réelle de véritables arcs électriques avec tout ce que cela comporte de servitudes, par exemple sur le plan des quantités de chaleur relativement importantes à évacuer.

A côté de ces considérations d'ordre plutôt technologique, la présence de cette grille permet de déplacer très sérieusement le point de fonctionnement de ces tubes à gaz en remplaçant les potentiels assez importants qu'il faudrait appliquer entre anode et cathode pour provoquer l'amorçage (fig. 3) par des valeurs nettement plus faibles, dont se contente la grille pour obtenir le même effet. On retrouve là, en quelque sorte, l'effet de relais qui nous est bien connu des tubes à vide, disons classiques. S'il est absurde de parler d'un coefficient d'amplification ici, où on ne cherche nullement à amplifier quoi que ce soit, on trouverait encore un certain intérêt à considérer un facteur de déclenchement, mais c'est en toute logique la détermination d'une tension de commande appliquée à la grille qui fournirait l'élément de comparaison le plus valable.

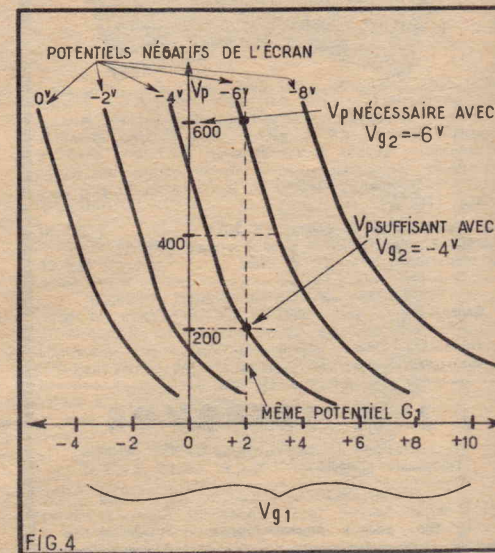
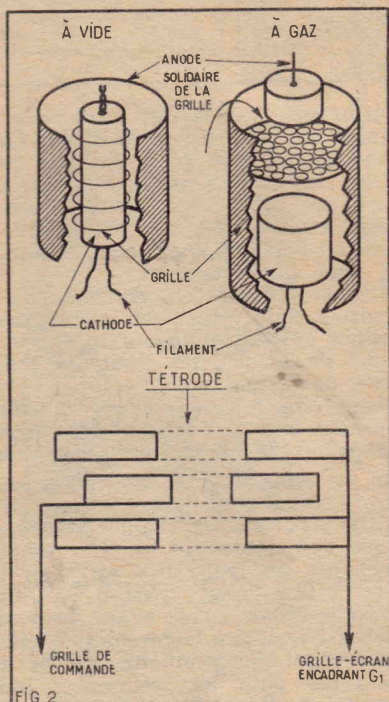
Et ces ressemblances vont plus loin encore, puisque l'adjonction d'une nouvelle grille (fig. 4) nous fera songer immédiatement à l'existence d'une grille-écran avec toutes les particularités qui s'y attachent (diminution des capacités internes, déplacement en souplesse des points de fonctionnement) : ces nouvelles qualités s'étendront même plus loin jusqu'à une véritable fonction mécanique qui protégera la grille des températures trop élevées pouvant apparaître dans le circuit de sortie et qui empêchera les électrons secondaires, expulsés de la surface même de l'anode, de venir perturber les conditions de travail de cette grillée de commande.

Ces deux caractéristiques, et surtout celle de l'anode, connaissent cependant une limite inférieure qu'il faut obligatoi-



rement dépasser, si l'on désire réellement avoir une chance de voir le tube s'amorcer : au moment de l'amorçage, le thyatron admettra brusquement un très fort courant et c'est là que résidera son effet redresseur. De plus, la grille de commande permettra de déplacer, comme nous venons de le dire, le point de fonctionnement, ce qui signifie, en l'occurrence, que l'on pourra varier la valeur moyenne du courant redressé.

Nous sommes maintenant parfaitement en mesure de tracer les courbes correspondantes (fig. 5) et de nous rendre ainsi compte de l'effet redresseur qui, spécifions-le en passant, accompagne même les autres emplois plus classiques du thyatron dans les bases de temps. Nous avons fixé la tension de polarisation (de pré-polarisation, faut-il même dire) à la valeur V_{g0} et, par suite de l'existence d'un facteur d'amorçage, il faudra appliquer à l'anode, ou encore entre cette anode et la cathode, une tension V_{a0} pour provoquer l'amorçage : la partie AB de notre figure représente précisément le temps qui est nécessaire aux potentiels appliqués pour atteindre cette valeur d'amorçage. Tant que le thyatron maintient cette situation, tant donc qu'il reste amorcé, le potentiel aux bornes mêmes du thyatron

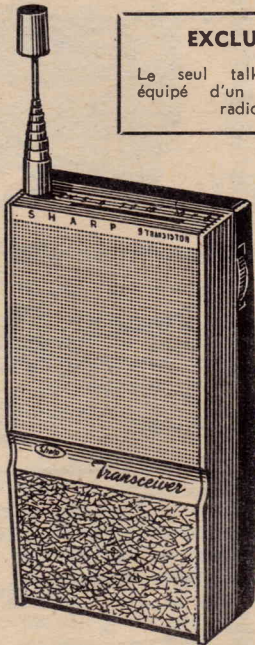


POUR CEUX QUI DESIRENT
CE QU'IL Y A DE MIEUX
POUR CEUX QUI ONT ETE DEÇUS !...

ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR SHARP CBT-3

EXCLUSIF

Le seul talkie-walkie
équipé d'un Récepteur
radio

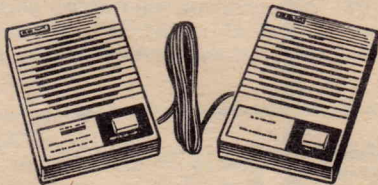


Appareil agréé par les P. et T. n° 207/PP

équipé de 9 transistors + une diode. Utilisations de liaisons à courte distance (pompiers, police, douane, marine, travaux publics, secours en montagne, chasse, pêche, sports nautiques, etc.). Son coffret assure une protection rigoureuse des différents éléments incorporés. Portée variable suivant les conditions géographiques d'utilisation : 1 à 3 km en zone urbaine ; 3 à 10 km en campagne ; 30 à 50 km en mer. Alimentation par 6 piles type crayon de 1,5 volt. Prise d'alimentation extérieure (9 ou 12 volts). Souffle inexistant. Autonomie de fonctionnement : une certaine d'heures. Livré avec housse de protection, courroie de portage, écouteur d'oreille, notice et schéma. Fréquence de travail : 27,125 Kc. Pilotage cristal à l'émission. Calibrage cristal à la réception. Utilisation possible de 26 970 Kc à 27 255 Kc. Dim. 150 x 85 x 45 mm. Poids : 470 g.
PRIX SPECIAL JUSQU'AU 1^{er} DECEMBRE 750 F
la paire (T.T.C.)

Toutes vos liaisons établies instantanément

INTERPHONE « GEM » - Y302



A 3 transistors - Appel par signal modulé sur chaque appareil, puissance réglable à volonté - Liaison entre : magasin, bureau, atelier, appartement, cuisine, chambre d'enfants - Ecoute et surveillance discrète : chambre d'enfants, personnel - Appel de personnes sur H.-P., etc. - Livré avec fil 9 volts et 25 m de fil.
PRIX (T.T.C.) 85,00

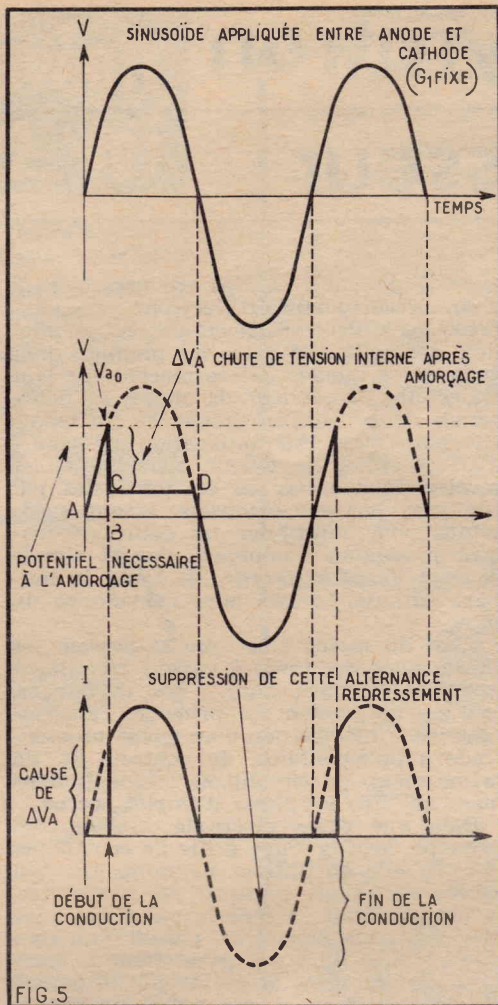
LE MEME avec 3 postes (Y. 303) **120,00**
MODELE ECONOMIQUE avec 2 postes (MK20),
2 transistors, avec fil et piles **65,00**

TOUS CES PRIX S'ENTENDENT FRANCO
GARANTIE 1 AN - DÉTAXE EXPORTATION 20 %
Expédition immédiate contre mandat ou chèque à la commande. Envoi contre-remboursement pour la Métropole seulement (sauf pour les Militaires) :
frais en sus

J. P. LEFEBVRE

9, enclos de la Prairie - 59-VALENCIENNES
Téléphone : 46-68-37 - C.C.P. LILLE 2 475-47

EXPOSITION-VENTE A ANZIN
de 9 à 19 heures, le dimanche de 10 à 12 heures
246, avenue Anatole-France - 59-ANZIN



ne variera guère (CD) et pendant tout ce temps aussi, le courant peut circuler librement en reproduisant toutes les formes des potentiels appliqués, soit généralement des extraits de sinusoides. Intervient alors le moment où la tension appliquée tombe à nouveau en-dessous de la limite que nous venons d'indiquer : l'amorçage cesse, le tube ne conduit pratiquement plus, il devient fortement résistant et entrave toute circulation du courant.

Certes, les courbes alors obtenues ne révèlent pas tout à fait encore l'identité avec les circuits de redressement plus fré-

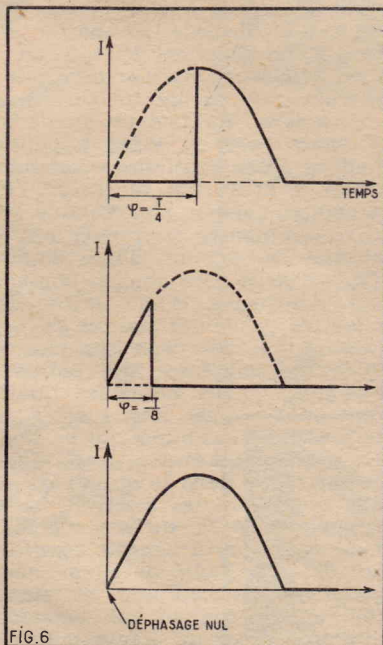
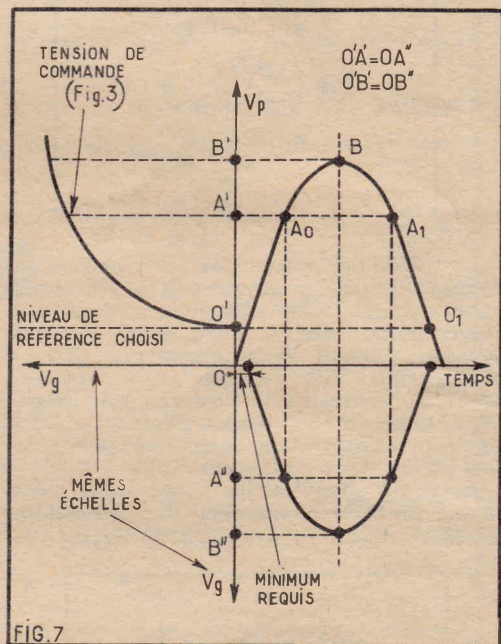


FIG. 6

quemment employés, mais nous retrouverons des formes plus familières en agissant sur notre grille de commande : son effet ne s'exercerait-il pas en provoquant cette sorte de petit retard au moment de l'amorçage réel ?

En réduisant ce temps à pratiquement zéro, les distances AB (fig. 5) se résorbent de plus en plus jusqu'à devenir imperceptibles, jusqu'à confondre (fig. 6) ces deux points l'un avec l'autre : nous apercevons à nouveau les vraies alternances dont nous pouvons avoir l'habitude ; pour faire cependant un tour plus complet encore de cette question, nous nous sommes attachés également à tracer ici des formes plus inhabituelles encore qui ont cependant toutes le mérite de montrer ce que, dans ces différents cas, il faut entendre par « valeur moyenne ».

En reportant l'ensemble de ces propriétés sur un même réseau de courbes, on devrait employer (fig. 7), au moins horizontalement, toute l'étendue, avec sa partie positive et sa section négative, même si on se contente d'échelles différentes, mais c'est surtout sous la forme de deux axes verticaux d'élongations et de signes différents, que l'on rencontre de telles courbes de redressement et, comme le montre fort clairement notre figure 7, il ne s'agit là, en fait, que d'une transposition d'axe à axe.



Et pourtant, toutes ces situations fort souriantes ne sont pas sans inconvénient et il ne faudra tout de même pas considérer le thyatron comme la solution à tous les problèmes des alimentations et du redressement, car, en particulier, ces tubes-ci ne peuvent généralement supporter de très fortes tensions inverses sous peine de voir naître un arc en sens inverse, dit arc de retour, et qui risquerait d'entraîner la destruction, à la fois de la grille et de la couche (tout de même) émissive de la cathode ; celle-ci risque également une destruction prématurée et évidemment irrémédiable, si la température dépasse un niveau fixé par avance.

Enfin — mais c'est là un inconvénient que les thyatrons partagent avec d'autres dispositifs redresseurs, sauf précisément ceux que l'on dénomme les détecteurs — leur réponse en fréquence est bien trop lente et il faut laisser passer un certain temps après désamorçage avant de pouvoir rechercher à nouveau la conduction interne par amorçage. Ce problème ne se pose toutefois pas pour les fréquences industrielles, tel notre secteur électrique.

électrophone portatif piles-secteur à transistors délivrant 2 watts modulés

L'électrophone dont nous vous proposons aujourd'hui la construction tient compte de l'évolution qui se manifeste dans le domaine de l'électro-acoustique. C'est un appareil entièrement transistorisé et qui de ce fait possède les qualités appréciables quand il s'agit d'un appareil portatif et qui sont : légèreté et faible encombrement. Signalons que les dimensions de la valise sont $35 \times 25 \times 17$ cm ; chiffres qui confirment éloquentement ce que nous venons de dire.

Cependant il ne suffit pas actuellement qu'un électrophone de cette catégorie soit facilement transportable et très maniable, on exige de lui et c'est bien naturel en raison des progrès de la technique, qu'il procure une fidélité de reproduction certaine. Nous verrons dans un instant que rien n'a été négligé pour conférer à celui-ci une musicalité au moins égale à celle de ses homologues équipés de lampes. Il met en œuvre une platine tourne-disques Monarch à quatre vitesses. Cette platine est

dotée d'un moteur particulièrement puissant qui rend possible la reproduction des disques de tous diamètres avec un taux de pleurage très réduit. L'amplificateur a été muni de nombreux dispositifs de correction qui concourent à la haute valeur des reproductions. Cet amplificateur est suivi d'un haut-parleur de grand diamètre (19 cm) qui possède une courbe de réponse très brillante. Les deux watts de puissance modulée délivrés réellement constituent une remarquable performance pour un électrophone de cette conception.

En voiture, à la campagne, en tout lieu privé du secteur un groupement de piles assure l'alimentation. Lorsque le réseau électrique est présent, par le simple jeu d'un commutateur, la batterie peut être remplacée par une alimentation secteur dont la tension de sortie est stabilisée. Cette régulation outre qu'elle permet à l'amplificateur un fonctionnement de valeur constante malgré les fluctuations du secteur ou de la puissance de reproduction exigée, assure un filtrage extrêmement rigoureux qui supprime les ronflements si désagréables.

Le schéma - figure 1

La cellule de la tête de lecture est du type piézo-électrique et par conséquent à haute impédance. L'entrée de l'amplificateur sur laquelle est branchée cette cellule est shuntée par une résistance de 2,2 mégohms. L'attaque de la base du transistor d'entrée qui est un AC125 s'effectue à travers un condensateur de liaison de 47 nF en série avec une résistance de 470 000 ohms. Un condensateur de 470 pF placé en dérivation entre cette base et la masse procure une correction de la courbe de réponse dans l'extrême aiguë.

Cet étage d'entrée a pour rôle l'adaptation de l'impédance élevée de la cellule piézo-électrique à celle de la suite de l'amplificateur. Pour obtenir ce résultat le transistor AC125, qui l'équipe est monté en collecteur commun : la résistance de charge, qui fait 6 800 ohms, est placée dans le circuit émetteur. Vous savez sans doute, que dans ces conditions l'impédance d'entrée est sensiblement égale à la valeur de la résistance de charge multipliée par le gain en courant du transistor. Pour l'AC125 ce gain est de 130, ce qui donne une impédance d'entrée voisine du mégohm.

L'alimentation de l'ensemble s'effectue sous une tension de 9 V. On notera que le pôle + correspond à la masse. Le circuit collecteur du transistor d'entrée contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 1 000 ohms et d'un condensateur de 50 μ F. La base est polarisée par un pont constitué par une 470 000 ohms côté « moins » et une 39 000 ohms côté « plus ». A noter que cette résistance aboutit à l'émetteur du transistor.

La tension BF recueillie sur la résistance de charge de cet étage adaptateur est transmise au curseur d'un potentiomètre de volume de 50 000 ohms par un condensateur de liaison de 10 μ F. Le point chaud de ce potentiomètre est relié par une résistance de 3 300 ohms et un

condensateur de 10 μ F à la base du transistor de l'étage suivant qui est encore un AC125. Un potentiomètre de 500 000 ohms et un condensateur de 10 nF constituent un réglage de tonalité. Le potentiomètre de 500 000 ohms est branché entre la sortie de la résistance de 3 300 ohms et le curseur du potentiomètre de volume. Le condensateur de 10 nF est connecté entre une extrémité et le curseur du potentiomètre de 500 000 ohms. Il est bien évident que dans ces conditions, selon la position du curseur du potentiomètre le condensateur éliminera plus ou moins les « aigus ».

Le pont de polarisation de la base de l'AC125 du second étage a sa branche côté « moins » constituée par une résistance de 100 000 ohms et une de 220 000 ohms en série. La branche côté « masse » est une 22 000 ohms. Ce transistor est utilisé en émetteur commun. Son circuit collecteur est chargé par une résistance de 6 800 ohms. Une résistance de stabilisation d'effet de température de 820 ohms est placée entre émetteur et masse, résistance qui est découplée par un condensateur de 50 μ F.

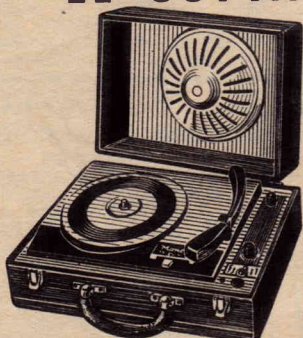
Le troisième étage est l'étage driver. Il met encore en œuvre un AC125. Sa base est reliée au collecteur du précédent par un condensateur de 50 μ F. La branche côté « moins » du pont de polarisation est une résistance de 22 000 ohms et la branche côté masse une résistance de 4 700 ohms. Ce pont et les deux étages précédents sont alimentés à travers une cellule de découplage formée d'une 47 ohms insérée dans la ligne - 9 V et d'un condensateur de 1 000 μ F.

Le collecteur de l'AC125 driver est chargé par le primaire du transfo BF destiné à l'attaque du push-pull final. Une résistance de 220 000 ohms en série avec un 1 nF constitue entre collecteur et base un circuit de contre-réaction non sélective destiné à réduire la distorsion harmonique. Le condensateur a simplement pour but d'empêcher le report sur la base de la tension continue existant sur le collecteur. Ne quittons pas cet étage sans signaler la résistance de stabilisation de l'effet de température du circuit émetteur, résistance de 470 ohms qui est découplée par un condensateur de 50 μ F.

Le push-pull final est de facture classique. Il est équipé de deux transistors OC74 travaillant en classe B. Les bases de ces transistors sont attaquées par le secondaire du transfo Driver (TRS11). La polarisation est appliquée par un pont de résistances au point milieu de cet enroulement. Côté « moins » ce pont est constitué par une résistance de 2 200 ohms et une de 820 ohms en série et côté « plus » d'une résistance de 82 ohms shuntée par une CTN. Cette dernière contribue à la compensation de l'effet de température. Pour la même raison les circuits émetteurs des deux OC74 contiennent une résistance commune de 4,7 ohms. Les circuits collecteurs sont chargés par le haut-parleur et son transformateur d'adaptation. Sa bobine mobile est shuntée par une résistance de 10 ohms qui évite en cas de

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES
AU MONTAGE DE L'ELECTROPHONE

"LE COPIN"



VALISE ELECTROPHONE 4 vit. A TRANSISTORS PILES - SECTEUR

Equipée de la fameuse PLATINE « B.S.R. »
dont la réputation n'est plus à faire
- Alimentation stabilisée -
Élégante mallette gainée 2 tons
Dimensions : 35 x 25 x 17 cm

2 châssis aux cotes des accessoires	7,80
1 Circuit imprimé	4,00
1 Transfo d'alimentation	18,00
2 Transfos (sortie + driver)	14,40
Plaquettes gravées	5,00
2 Potentiomètres	3,90
1 Jeu de résistances et condensateurs	24,85
Fils divers, décolletage, cordon secteur.	5,60
Accessoires divers (néon, voyant, thermistance, etc...)	16,60

Toutes les pièces détachées de la
partie « Amplificateur » 100,15

1 Zener	24,00
1 Jeu de transistors + diodes	33,00
1 Haut-parleur 21 cm spécial	
Electrophone transistors	21,60
1 Valise complète	72,00
1 TOURNE-DISQUES « Piles/Secteur » BSR	
Lecteur Céramique	110,50

La totalité des
pièces détachées 361,25

PRIX FORFAITAIRE,
pour l'ensemble complet,
ACQUIS en UNE SEULE FOIS... NET 289,00

C'est UNE REALISATION

48, rue Laffitte
PARIS (9^e)

Tél.: TRU. 44-12

C.C. Postal
5775-73 Paris

Ces prix s'entendent taxes 2,83 %
Emballage et port en plus

Alfar

coupure du circuit (HP débranché) que le transfo travaille à vide ce qui peut être dangereux pour les transistors de puissance. Pour chaque OC74 un condensateur de 22 nF relie la base et le collecteur qui procure une contre-réaction sélective favorisant la reproduction des fréquences basses. Ces condensateurs réduisent également la rotation de phase et évitent les accrochages qu'elle pourrait entraîner.

Un réseau de contre-réaction sélective reporté sur la base de l'AC125 une fraction du signal de sortie recueilli sur le secondaire du transfo de HP. Comme vous pouvez le constater, ce réseau est formé d'un filtre pass bas en T composé d'une 2700 ohms, d'une 2200 ohms dont le point commun est relié à la masse par un condensateur de 25 nF. Cette partie présentant une impédance croissante avec la fréquence diminue le taux de contre-réaction pour les fréquences élevées, ce qui se traduit par un relèvement du niveau des « aigus ». En série avec ce maillon en forme de filtre on remarque une résistance de 10 000 ohms shuntée par un 4,7 nF et une 68 000 ohms shuntée par un 10 nF. Cet ensemble a une impédance décroissante avec la fréquence, diminue le taux de contre-réaction pour les fréquences basses et procure un relèvement des graves. Grâce à l'ensemble de

ce réseau de contre-réaction on accroît notablement l'étendue de la courbe de réponse et, par là même, la qualité de la reproduction sonore.

Une cellule de découplage est prévue dans la ligne « moins » pour l'ensemble de l'amplificateur. Elle comprend deux résistances de 10 ohms 1/2 watt en parallèle et un condensateur de 500 µF-15 V. Comme vous avez pu déjà le constater les différentes cellules de découplage sont disposées en série dans la ligne « moins ». L'alimentation du moteur de la platine s'effectue à travers une cellule anti-parasite comprenant une résistance de 4,7 ohms ou deux 10 ohms en parallèle et un condensateur de 50 µF.

La source d'alimentation peut être, avons-nous déjà dit, soit une batterie de 9 V soit une alimentation secteur stabilisée.

Dans ce cas la tension alternative nécessaire est fournie par un transformateur dont le primaire assure l'adaptation à des secteurs de 110 ou 220 V. La tension secondaire est redressée à deux alternances par deux diodes 53J2. A la sortie de ce système de redressement est prévu un condensateur de 500 µF. La stabilisation de la tension de sortie est assurée très simplement mais très efficacement par une résistance de 7,5 ohms 2 watts ou quatre de 33 ohms 1/2 W en

parallèle et une diode Zener BZZ19, ce dernier étant branché en sortie entre « moins » et la masse.

Les lignes « moins » de l'alimentation secteur et de l'alimentation par pile aboutissent au même point. En fonctionnement secteur cela n'a aucune importance parce que le circuit de la pile est ouvert mais il n'en est pas de même en fonctionnement par pile où cette dernière risque de débiter dans l'alimentation. Pour éviter cela une diode 53J2 a été insérée en le moins de la pile et celui de l'alimentation. Cette diode fait office de soupape. En effet son sens est tel qu'elle laisse passer le courant continu venant de l'alimentation mais bloque celui de la pile en direction de l'alimentation secteur. On évite ainsi une commutation qui compliquerait le montage. Celle prévue est constituée par un interrupteur bipolaire qui insère l'interrupteur soit dans la ligne « moins » de la pile soit dans le circuit primaire de l'alimentation secteur. Notons que cet interrupteur est, en pratique, l'arrêt automatique de la platine tourne-disques. Une lampe au néon branchée en série avec une résistance de 120 000 ohms sur l'enroulement 110 V du transformateur constitue un voyant indiquant que l'alimentation secteur est en service. Un condensateur de 4,7 nF découple le primaire du transfo.

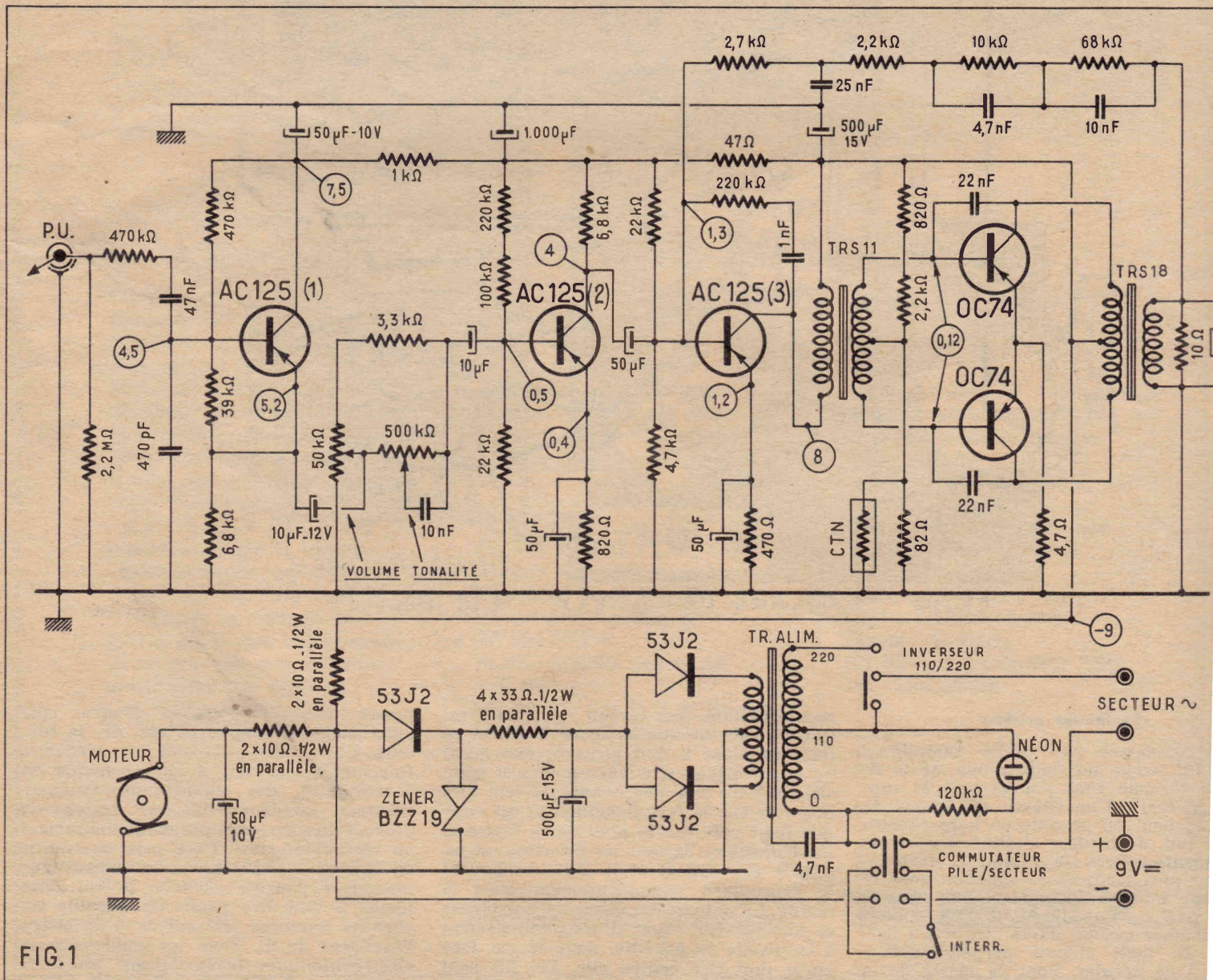
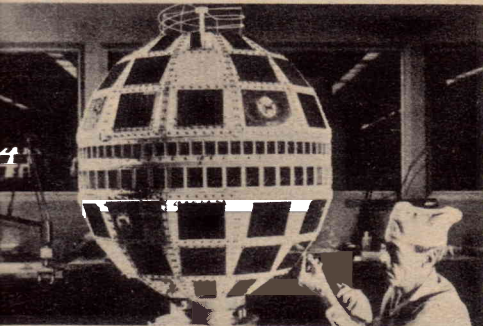


FIG.1

châssis on fixe le transfo d'alimentation et le relais B (3 cosses isolées et 2 pattes de fixation). Sur l'autre face on fixe la diode Zener BZZ19 et le relais C à une cosse isolée. Il faut remarquer que du fait de la fixation opérée le châssis sert de radiateur thermique à la diode Zener. Le câblage est extrêmement simple. On soude un condensateur de 4,7 nF entre la cosse O du transfo et la patte du relais C. On relie la cosse Sm au châssis. En respectant le sens indiqué on soude les diodes 53J2 entre les cosses S₁ et S₂ du transfo et la cosse e du relais B. On relie la diode Zener à la cosse c du même relais. Sur ce relais, entre c et e, on soude 4 résistances de 33 ohms en parallèle et un condensateur de 500 µF-15 V entre a et e. On soude une 3^e diode 53J2 entre la diode Zener et la cosse a du relais C qui constitue la sortie 9 V de l'alimentation.

Montage dans la mallette et liaison entre les diverses parties.



quel électronicien serez-vous ?

abrication Tubes et Semi-Conducteurs - Fabrication Composants Electroniques - Fabrication Circuits Intégrés - Construction Matériel Grand Public - Construction Matériel Professionnel - Construction Matériel Industriel - Radiodiffusion - 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 - Câbles Hertzien - Hyperfréquences - Radar - Radio-Télécommande - Photographie - Piézo-Electricité - Photo Electricité - Thermo couples - Scintillographie - Applications des Ultra-Sons - Chauffage à Haute fréquence - Optique Electronique - Métrologie - Télévision Industrielle, Régulation, Servo-Mécanismes, Robots Electroniques, Automatisation - Electronique quantique (Masers) - Electronique quantique (Lasers) - Micro-miniaturisation - Techniques Analogiques - Techniques Digitales - Cybernétique - Traitement de l'Information (Calculatrices et Ordinateurs) - Physique électronique Nucléaire - Chimie - Géophysique - Cosmobiologie - 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 - 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. - N.E.R.A. - C.E.A. - Météorologie Nationale - Euratom - Etc.

Si 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'État : CAP - BP - BTS, etc. Orientation Professionnelle - Placement.	■ TECHNICIEN Radio Electronicien et T.V. Monteur, Chef-Monteur réparateur-aligneur, metteur au point. Préparation théorique au C.A.P.
TRAVAUX PRATIQUES (Facultatifs) Sur matériel d'études professionnelles ultra-modernes 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 MÉTHODE « 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 bureau du Radio-Electronicien sur demande.	■ INGENIEUR 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 - Tel. : 225 74 65
Métro : Saint Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs Élysées

BON (à découper ou à recopier) Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite. (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi). **RP 70**

Degré choisi : _____
NOM : _____
ADRESSE : _____

autres sections d'enseignement : Dessin Industriel, Aviation, Automobile

Les figures 4 A et 4 B montrent le dessous du panneau intérieur et l'intérieur de la mallette, et le câblage à effectuer pour relier ensemble les différentes parties composant cet électrophone. L'alimentation est boulonnée sur le fond de la mallette ; à côté par une équerre on fixe le commutateur tumbler qui servira de répartiteur de tension. Par un cordon à deux conducteurs on relie respectivement les cosses 1 et 2 du commutateur aux points 220 et 110 du transfo.

On fixe l'amplificateur sous le panneau intérieur. On fixe également le commutateur tumbler « Pile-Secteur » et le relais D. Par des suspensions élastiques on met en place sur le dessus du panneau intérieur la platine tourne-disques. Sous cette platine on boulonne le relais E.

Par un cordon à 3 conducteurs on relie les cosses a, b et c du relais D respectivement aux points suivants : cosse 110 du transfo, cosse 3 du répartiteur, cosse 0 du transfo. On passe le cordon secteur par un trou du panneau intérieur, on le noue pour éviter son arrachement et on le soude à la cosse b du relais D et la cosse c du commutateur « Pile-Secteur ». On soude un fil du voyant néon sur la cosse a du relais D et on réunit son autre fil à la cosse c par une résistance de 120 000 ohms. Cette cosse c est à connecter à la cosse d du commutateur « Pile-Secteur ».

Sur le relais E on soude 2 résistances de 10 ohms en parallèle entre a et c, et 2 résistances de même valeur en parallèle entre b et c. On y soude également un condensateur de 50 µF-10 V entre b et e. Par un cordon à 4 conducteurs on relie respectivement les cosses a, c, d et e de ce relais, au point -9 V du circuit imprimé de l'amplificateur, aux cosses f et e du commutateur « Pile-Secteur » et au châssis de l'amplificateur.

On soude les fils du moteur du tourne-disques aux cosses b et f du relais E. Les cosses a et b du commutateur « Pile-Secteur » sont connectées à l'interrupteur de l'arrêt automatique. Par un cordon blindé on relie la cosse g du relais A de l'amplificateur à la cosse a du relais F de la platine. Sur ce relais on rassemble par une courte connexion les cosses a et c. La gaine du fil est soudée sur la patte e du relais A et sur la cosse b du relais F. Par un cordon à 2 conducteurs on relie la cosse a et la patte du relais C de l'alimentation aux cosses c et e du relais E. Il reste encore à réunir le bouchon du boîtier de pile aux points d et e du relais E. Le haut-parleur est fixé dans le couvercle de la mallette. Par un cordon séparatex de longueur suffisante on le branche au point HP du circuit imprimé.

A PROPOS DU RÉCEPTEUR PORTATIF PO-GO-OC A 7 TRANSISTORS DECRIE DANS LE N° 227

Des lecteurs nous ont demandé comment repérer le sens de branchement du bobinage « Accord OC » (jaune). Précisons que ce composant est doté d'un petit téton qui, le circuit imprimé étant vu comme à la figure 2, doit être dirigé vers le bas.

Sur le schéma figure 1, la connexion reliant la 5.600 ohms au point froid du secondaire de MF1 doit être reliée également au point froid du secondaire de MF2. La résistance du circuit de contre-réaction entre collecteur et base du SFT 582 doit faire 56.000 ohms et non 5.600 ohms. Précisons encore que le branchement de la pile entre les points 10 et 11 du circuit imprimé (fig. 3) est correct ; la liaison avec la masse s'effectuant par l'interrupteur du contacteur à touches.

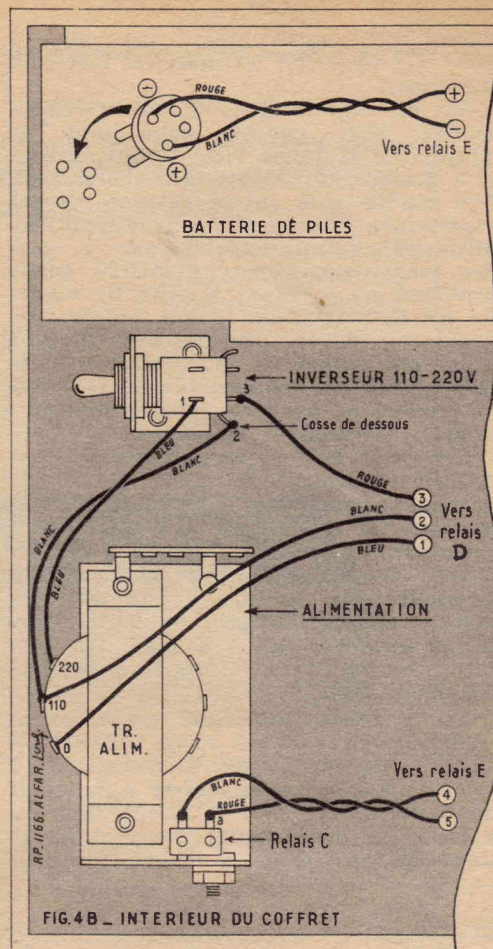


FIG. 4 B - INTERIEUR DU COFFRET

Après vérification et essais on peut fixer définitivement le panneau intérieur dans la mallette et votre électrophone est prêt à vous faire entendre vos disques favoris.

A. BARAT

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.

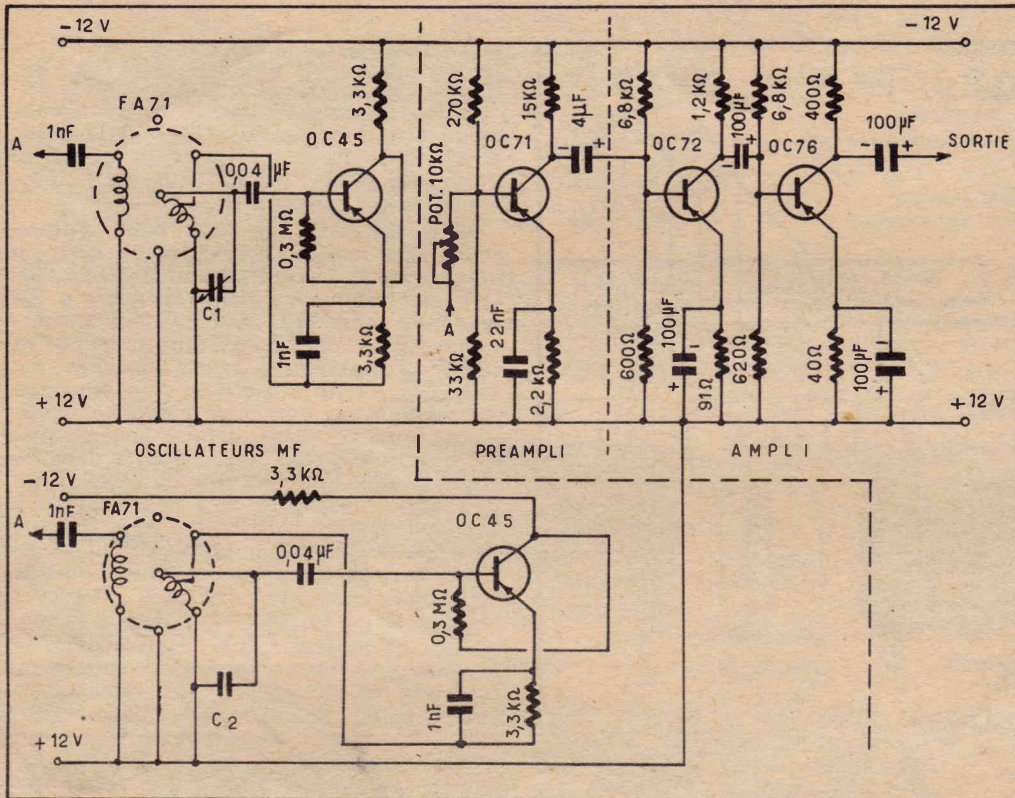
Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser un pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat 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 qui 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 10,00 à 50,00 F ou exceptionnellement davantage.

Les créations de nos lecteurs :

PETIT GÉNÉRATEUR B.F. A BATTEMENTS



Ayant réalisé pour mes besoins d'amateur de radiocommande un générateur BF à transistors et pensant qu'il pourra dépanner certains de vos lecteurs, je me permets de vous envoyer le schéma de cet appareil.

Comme vous pouvez le voir, il fonctionne sur le principe des battements entre deux oscillateurs travaillant en MF.

Pour cette partie, je me suis inspiré du schéma de M. J. Michelet (N° 206, p. 61), paru dans votre revue de janvier 1965, tout en l'adaptant à la tension 12 V.

En effet, la tension d'alimentation modifiant quelque peu la fréquence de résonance, il est nécessaire de stabiliser la première si l'on veut que l'appareil soit fidèle.

La solution, pour ma part, a été d'utiliser une batterie de voiture que j'avais remise en état; mais n'importe quelle autre tension stabilisée pourra convenir.

Passons maintenant à l'analyse du schéma.

PARTIE MOYENNE FREQUENCE

Nous avons deux oscillateurs indépendants fonctionnant sur 480 KHz pour $C1 + C2 = 240 \text{ pF}$.

Si par exemple C1 est variable, on pourra modifier la fréquence de l'oscillateur correspondant, et l'on pourra observer des battements avec l'oscillateur de référence.

On peut ainsi produire toutes les fréquences audibles, en une seule gamme ou en plusieurs, en modifiant C1 et C2.

Pour mon utilisation en radiocommande (réglage de filtres) j'utilise deux gammes : 200/2 000 et 2 000/10 000 Hz.

Les deux fréquences sont transmises, par les condensateurs de 1 nF, au point A où elles interfèrent.

PARTIE BASSE FREQUENCE

La BF est atténuée par le potentiomètre de 10 kΩ monté en série.

Le préamplificateur est classique et s'avère indispensable vu la faiblesse des signaux.

L'amplificateur peut être la partie BF d'un poste à transistors, ce qui permet de réduire encore le volume du générateur proprement dit.

La consommation est de 25 mA sous 12 V.

CONCLUSION

Cet appareil sans prétensions permet à un amateur de se tirer d'affaire dans bien des cas, il est petit: 90 x 85 x 135 mm. Il couvre toute la BF (ce qui n'est pas le cas des oscillateurs utilisés en radiocommande) et il est nettement moins coûteux qu'un appareil professionnel.

J. BRUNIAS.

POUR OBTENIR DES REPONSES
A VOS QUESTIONS
CONFORMEZ-VOUS AU REGLEMENT
DE NOTRE COURRIER

OSCILLO BICOURBE BF

« LABO 102 »

(Décrit dans Radio-Plans de février 1966)

Sensibilité horizontale

210 mm par volt

Sensibilité verticale

190 mm par volt

Base de temps de

10 à 300 KHz

Bande passante

5 Mc/s

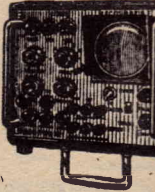
TUBE DE 7 cm Ø

330x250x200 mm

LE COFFRET SEUL et les fournitures ...

EN KIT, complet en pièces détachées. ...

COMPLET, en ordre de marche ...



OSCILLO « LABO 99 V »

Tube de 16 cm

(Décrit dans Radio-Plans de février 1965)

6 gammes de fréquences

Bande passante 4 MHz -

Sensibilité bases de temps

de 10 Hz à 400 kHz

Relaxateur incorporé

Coffret, châssis, plaque avant, etc. 295,00

PRIX EN « KIT »

615,00

EN ORDRE DE MARCHÉ :

735,00



OSCILLO PORTATIF MABEL 63 A

Tube 7 cm

6 gammes de fréquences.

Bande passante 2 MHz.

Sensibilité bases de temps

de 10 Hz à 120 kHz.

Relaxateur incorporé

Coffret, châssis, plaque avant, etc. 91,90

EN « KIT » 350,00

EN ORDRE DE MARCHÉ :

420,00

230 x 210 x 145 mm



MIRE PORTATIVE 819/625 LIGNES

EN COFFRET

Type 104

Sorties : VHF bande

3 - UHF bande 4 -

Sorties vidéo : 819/

625 lignes - Atté-

nuateur 4 positions

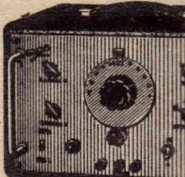
signaux blanking.

Dimensions : 350 x 230 x 200 mm

ABSOLUMENT

COMPLET EN « KIT » 485,00

EN ORDRE DE MARCHÉ ...



POCKET TRACING POUR TOUS VOS DEPANNAGES

Analyseur dynamique pour BF - TRANSISTOR

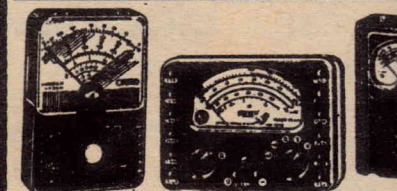
RADIO -

TELEVISION

Dim. : 220 x

Livré avec cordon et pointe de touche.

Complet, en ordre de marche ...



METRIX 460, 10 000 ohms par volt. 14

28 calibres ...

METRIX 462 20 000 Ω par volt. ...

Housse cuir METRIX

VOC CENTRAD miniature (indiquer le

voltage 110 ou 220 V à la commande).

CENTRAD 517 A 20 000 Ω/V. av. housse. 1

HETERODYNE MINIATURE. Gammes couv

GO, PO, OC, FM. Double sortie HF. 110 V.

Fonctionne en 220 V avec bouchon ...

CATALOGUE PIECES DETACHEES RADIO,

LAMPES - DOCUMENTATION « MESURES

contre 5 timbres de 0,30 F

TAXES, PORT ET EMBALLAGE EN S

Mabel 35, rue d'

PARIS (

Téléphone : NORD 88-25, 83-21

RADIO-TELEVISION, LA BOUTIQUE JA

Métro : Gares de l'Est et du Nord

C.C.P. 3246-25 Paris

CREDIT SUR DEMANDE

CINÉ - PHOTO - RADIO

J. MULLER

14, rue des Plantes, PARIS (14^e)
FON. 93-65 - CCP Paris 4638-33

MATERIEL GARANTI NEUF ET OFFERT
A DES PRIX SANS CONCURRENCE

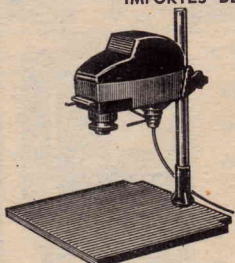
AGRANDISSEURS

IMPORTES DE POLOGNE

Modèle "BETA"

Format 24 x 36
Objectif Emitar
1 : 4,5 - F : 45 mm
Lampe
40/60 watts opale
Plaque de base
330 x 270 mm
Colonne tubulaire
hauteur 400 mm

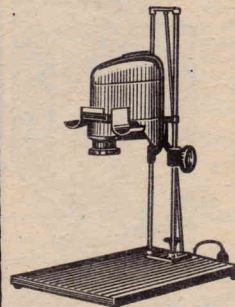
Agrandissement 7 fois
le format de base et
plus par retournement
du champ de l'image
par miroir asphérique. Complet avec lampe et optique
(Spécifier le voltage : 110 ou 220 V) **175,00**
PRIX. (franco 185,00)



Modèle "MÉTÉOR"

24 x 36 - 18 x 24 -
24 x 24 et 40 x 40.
Objectif Matar
1 : 4,5 - F : 50 mm
Lampe 60-75 watts
opale culot Edison
réglable.
Double condensateur.

Eclairage uniforme
du champ de l'image
par réflexion sur mi-
roir plan. Plaque de
base : 390 x 570 mm.
Triple colonne hauteur
680 mm. Agrandissement 1,5 à 10. Tête inclinable à
90° en position horizontale par projection. Triple
colonne pivotante à 360° sur la base. Complet, avec
lampe, optique, caches et filtre incorporé.
(Spécifier le voltage : 110 ou 220 V) **285,00**
PRIX. (franco 305,00)



MODELE « KROKUSS 2 », porte négatif avec caches
réglables de format quelconque jusqu'au 6 x 9 cm.
Condensateur double livré avec un objectif « Amar » :
1 : 4,5/105 mm bleuté. Poids 18 kg.
Prix (franco : 435,00) **415,00**

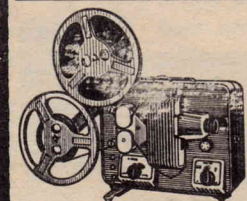
Suppléments facultatifs pour ce type :
Objectif « Emitar », f : 4,5/76 mm **75,00**
Objectif « Mikar », f : 4,5/55 mm **98,00**

Cache-margeur métallique 18 x 24, fonte d'alu ner-
vurée, martelée gris, dessus surfacé et laqué blanc
mat, avec système réglage individuel de la marge,
réglettes noires graduées. Poids : 2,5 kg.
Prix (franco : 72,00) **67,00**

Matériel de toute 1^{re} qualité. Fabrication très soignée.
Vendu avec garantie d'un AN et livré avec certificat
de douane.

CINÉ-GEL 9,5 mm

Bas voltage 8 volts 50
watts. Bi-tension de 120
à 240 volts, réglage par
rhéostat. Bobines pour
120 mètres. Encombre-
ment : 260 x 195 x 165
mm.
PRIX **385,00**
(Franco : 405,00)



Modèle en 8 mm : même prix.

LE SAVOY 3 FLASH POUR F 150,00

(Franco c/ mandat de
155,00 F)
et d'une valeur de
279,00 F

Flash incorporé 1/30^e au
300^e. Distances lues dans
le viseur. Témoin con-
trôle de batterie.



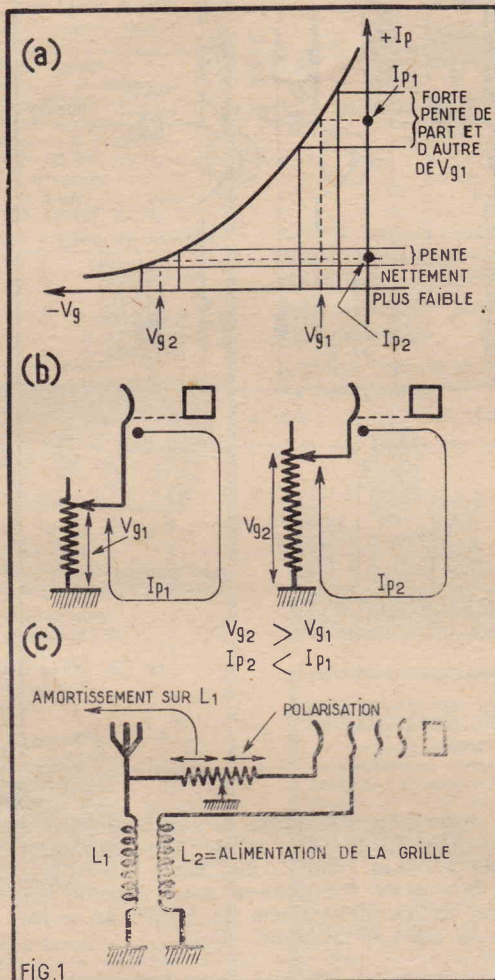
APPAREIL NEUF EN BOITE
D'ORIGINE, GARANTI UN AN

Supplément pour sac cuir « tout prêt » .. **25,00**

Expédition rapide contre mandat.
Pas d'envoi contre remboursement
Documentation contre 2 timbres à 0,30
Magasin fermé samedi après-midi et lundi

la commande de contraste doit être indépendante de la fréquence

par E. LAFFET



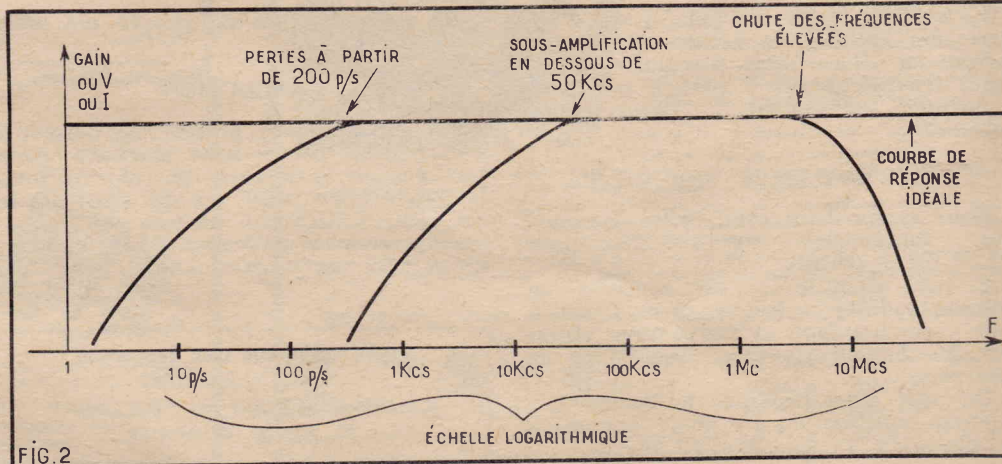
On est toujours étonné en voyant, ou bien la trop grande simplicité, ou bien l'extrême complexité de ce genre de circuits : à nos yeux, les deux politiques sont également condamnables, car elles détruisent l'une comme l'autre une quantité de qualités que l'on a probablement eu beaucoup de mal à incorporer aux montages.

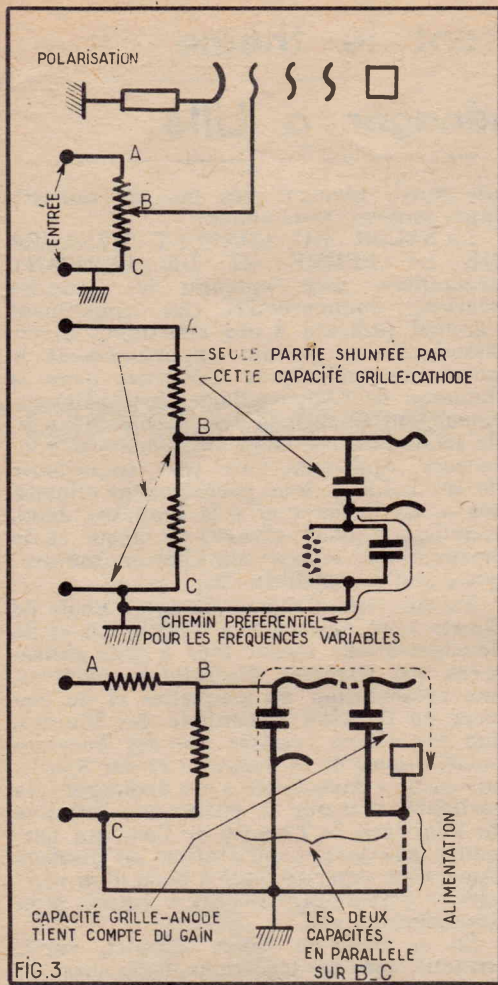
De nos jours, les dispositifs prévus s'appliquent en deux endroits bien différents : la vidéo, donc après détection, en moyenne fréquence, donc entre celle-ci et la sortie du changement de fréquence : ici, nous ne parlerons, pour l'instant, que de la première de ces possibilités.

Nous pensons que l'on peut, d'office, condamner tous les dispositifs qui dérivent un peu trop directement des habitudes de la basse fréquence ; même si, il n'y a pas tellement longtemps, on contrôlait la puissance sonore en agissant sur la pente de tubes, précisément à pente variable, par suite (fig. 1) de l'insertion d'un potentiomètre dans les cathodes (complété, d'ailleurs souvent d'une action amortissante sur les circuits résonnants, insérés dans les grilles), même en souvenir de cette situation donc, on aurait tort de se livrer à une assimilation trop hâtive avec les circuits de la télévision en se disant qu'au fond il ne s'agit toujours que de haute fréquence.

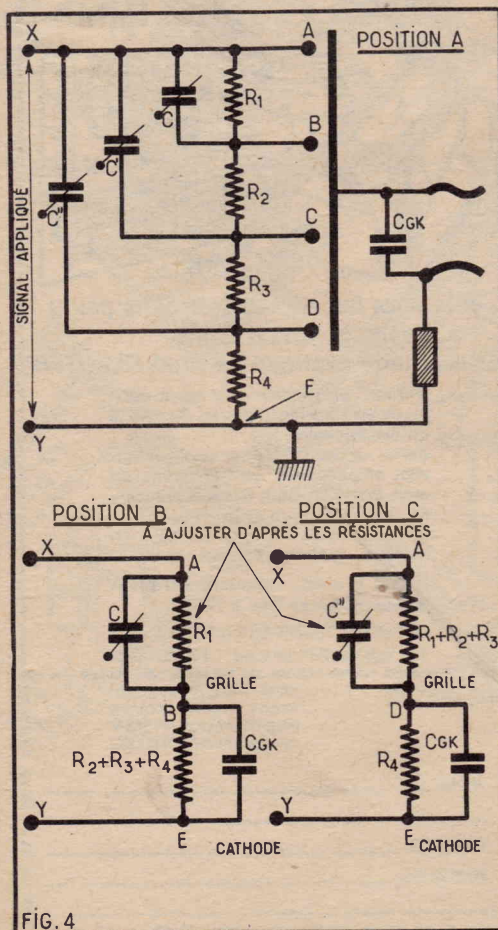
Ce n'est, en effet pas uniquement la fréquence de la porteuse — ou des diverses porteuses, en tenant compte, à la fois, du rotacteur et du tuner — qui importe ici, mais bien la totalité de la bande passant, élément capital pour l'obtention d'une image convenable et c'est bien à ces difficultés techniques que nous venons de faire allusion à l'instant.

La toute première condition à respecter, sinon la condition unique, consiste donc à mettre sur pied un dispositif pratiquement indépendant de la fréquence (fig. 2) ; il ne serait cependant pas tellement absurde, à première vue, de répliquer que l'action portera surtout sur un potentiomètre, donc sur une sorte de résistance variable, donc sur un organe réputé précisément pour son indépendance quasi-totale devant les fréquences différentes ; certes, mais raisonner ainsi, c'est oublier que les lampes comportent, hélas ! des capacités internes et que le produit de l'amplification résulte finalement d'une association plus ou moins complexe et bien souvent du type en « parallèle » de la partie active de tel



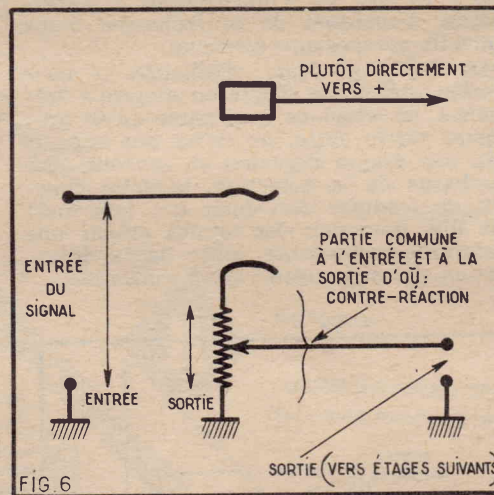
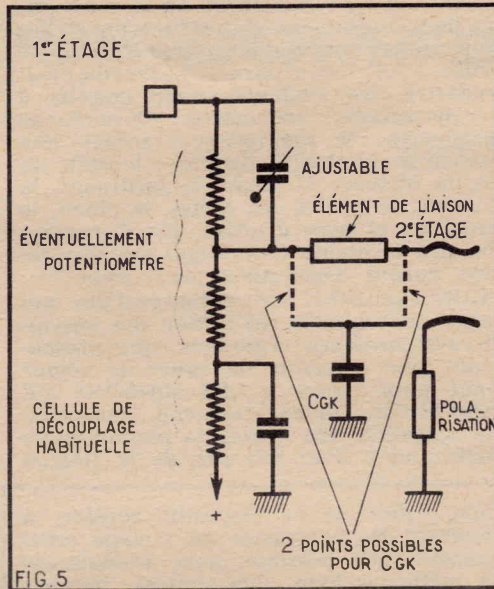


potentiomètres et de ces capacités (fig. 3) qui, dans certaines triodes, ne restent même pas fixes puisqu'elles varient d'après l'effet Miller, avec le gain de l'étage.



Le problème correspond, dans son essence, aux circuits d'entrée des oscilloscopes (bien conditionnés) et le fait de ne pas trouver toujours des signaux complexes, mais parfois des fréquences isolées, ne change rien à la préférence marquée (fig. 4) pour des atténuateurs à plots, plutôt que pour des potentiomètres à variation continue.

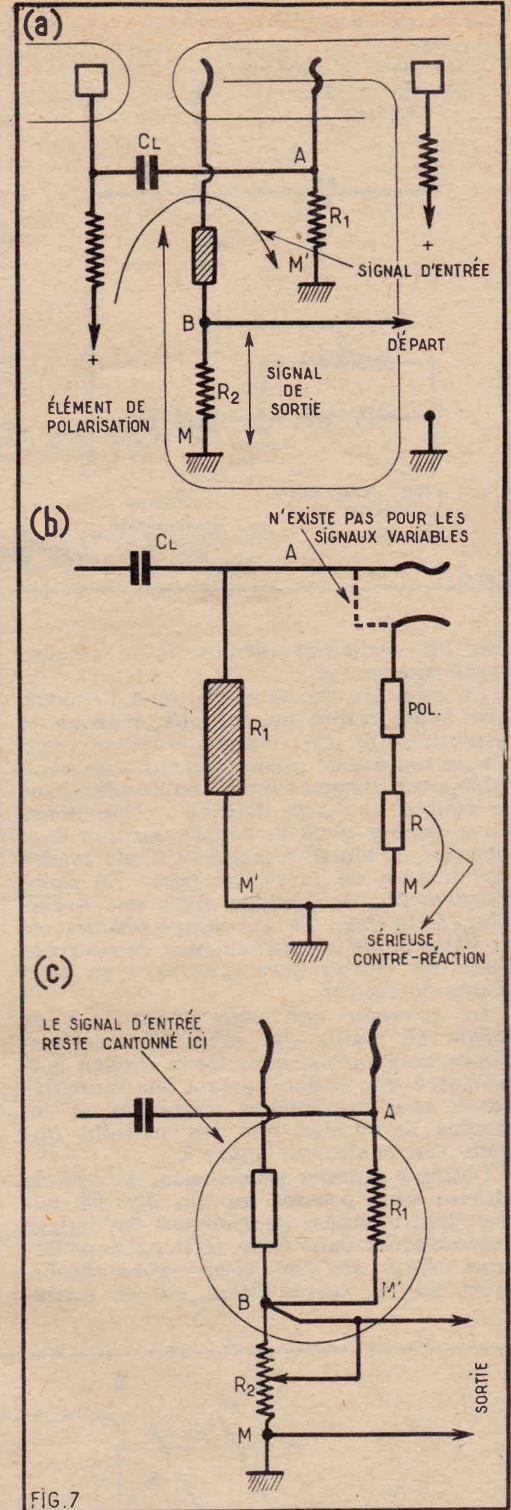
Dans cet ordre d'idées, il serait fort convenable de fractionner une partie d'une charge de plaque de nature ohmique plutôt que d'opérer de la sorte dans la grille suivante (fig. 5), mais, là encore, il faudrait pouvoir disposer de capacités d'appoint qui ne se révéleraient exactes que



pour des fréquences déterminées, donc uniquement pour des positions précises du potentiomètre.

Les montages, dits « cathode-followers » (fig. 6) satisfont, en principe, fort bien à cette condition de l'uniformité de l'amplification de toutes les fréquences, car ils sont connus pour le sérieux effet de contre-réaction qu'ils introduisent: techniquement satisfaisants, s'ils ne trouvent cependant guère leur emploi dans les récepteurs de télévision, c'est, à notre avis surtout, parce qu'ils exigent, de toute évidence, un étage séparé, ne serait-ce que pour rétablir l'impédance optimum, puisqu'ici, on peut le dire, la sortie se fait en une impédance plutôt basse.

Une variante de ce même principe de la contre-réaction nous ramènerait au cas des cathodines (fig. 7) où nous nous sommes toujours efforcés de ne disposer que d'une « contre-réaction raisonnée » en ra-



menant l'élément de charge de la grille en un point où la polarisation n'intervient plus du point de vue de l'alternatif: c'est à ce prix que notre montage présent pourra, ici aussi, faire preuve d'une indépendance devant les signaux variables et ce, dans une étendue suffisamment vaste pour devenir acceptable en télévision.

C'est théoriquement seulement que l'on pourrait alors chanter victoire, car, en fait, sous cette forme, de tels montages ne conviendraient qu'à des signaux peu vigoureux: les lois de l'électricité ne se croient nullement obligées de suivre notre pieux vœu de ne pas influencer la polarisation et, dès que les signaux appliqués, et à plus forte raison ceux de la sortie, dépassent un certain niveau, les variations du courant anodique peuvent, même par leurs valeurs moyennes, devenir tellement importantes que le point de jonction se déplacerait de même en suivant quelque

les joies de la vie seront le thème du salon du confort ménager à Lille

Il est une heureuse tradition à laquelle les 600.000 visiteurs du SALON DU CONFORT MENAGER DE LA FEMME ET DE L'ENFANT sont désormais habitués : c'est de découvrir la nouvelle Exposition-Attraction que le Comité de la FOIRE INTERNATIONALE DE LILLE leur propose chaque année, du 31 octobre au 13 novembre.

Dans un nouveau décor où la musique, des jeux de lumière, des automates et des projections cinématographiques apporteront un concours judicieusement orchestré, les visiteurs seront conviés à la découverte successive d'évocations charmantes et inédites consacrées aux bonheurs simples de la vie : le coin du feu, la lecture, le tabac, le jardinage, la musique, la pêche, les cartes, le chien, le bricolage, et bien d'autres que l'imagination des créateurs et le talent des décorateurs auront harmonieusement élaborés.

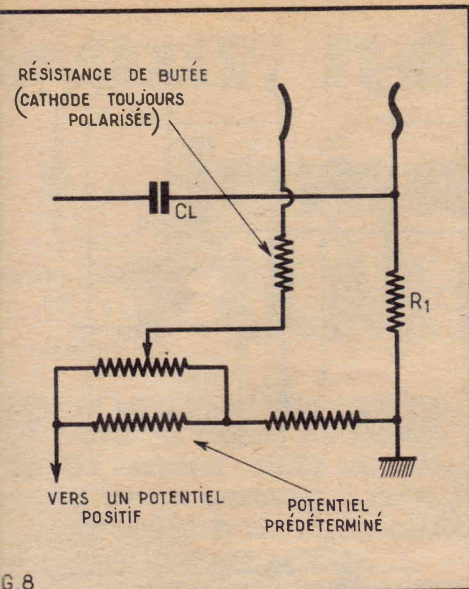
Cette exposition sera entourée d'une non moins remarquable réalisation des ensembles-décorateurs régionaux qui présenteront une douzaine de salles de séjour ayant pour thème « LES MAISONS DE CAMPAGNE » et de Week-end. Dans chaque ensemble sera prévue la photographie panoramique d'un joli site de la Région

du Nord, révélant des beautés touristiques souvent méconnues.

Le SALON DU CONFORT MENAGER DE LA FEMME ET DE L'ENFANT accueillera bien entendu les grandes sections commerciales qui constituent l'annuel prétexte à ces artistiques divertissements, en faisant opportunément le point des techniques modernes dans le domaine de l'Appareillage Electro-Domestique, du Chauffage, de l'Ameublement, de la Radio-Télévision etc..., mais il consacra également une part importante de ses halls — tous parfaitement climatisés — à l'Enfance et à la Jeunesse. Jeux, concours, cinéma, séances de cirque et de marionnettes, courses sur chevaux mécaniques, goûters gratuits etc...

Parmi celles-ci signalons une « Ecole de Sports » où des séances d'initiation et de démonstrations seront tour à tour consacrées aux diverses disciplines sportives, une présentation de maquettes et de travaux de l'Institut Mécanique des Fluides, une exposition réalisée par les Services Académiques de la Jeunesse et des Sports, une piste « Auto-Ecole » où évolueront de véritables voitures et, enfin, une initiative du Ministère de l'Armée de l'Air qui permettra aux jeunes de s'initier au pilotage d'un avion super-sonique à bord d'un véritable « FOUGA-MAGISTER » équipé d'un simulateur de vol.

En un mot, un Salon complet, varié, attractif, avec ses traditions, mais aussi un légitime sacrifice à l'Actualité : une « Bourse des Copocléphistes »... !



eu les variations mêmes de la composante alternative.

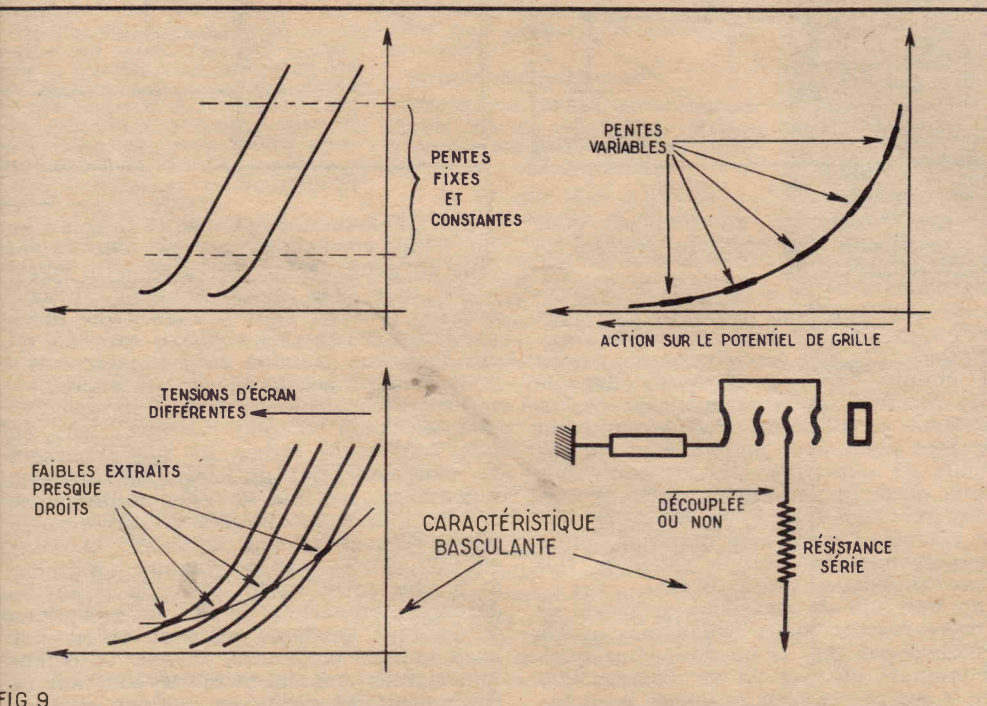
Le montage de notre figure 8 introduit une amélioration en ce sens, puisque le potentiomètre de commande proprement dit ne représente qu'un élément d'un véritable pont diviseur, inséré en parallèle sur la source de haute tension. cette résistance occupe alors la double position d'un élément de contre-réaction et d'une prédétermination de la bonne pente de fonctionnement; on obtient alors une variation, à la fois, de la contre-réaction et de cette pente et, surtout, une dépendance l'une de l'autre accompagnée d'un effet d'auto-corrrection.

Le souvenir que nous avons tout de même dû garder des tubes à caractéristiques basculantes, nous ferait songer également à une action portant sur la grille-cran avec les mêmes avantages et les mêmes servitudes que les circuits que nous venons de voir figure 9.

Certains auteurs préconisent, à coup de circuits plus poussés les uns que les autres, l'introduction de systèmes de réglage automatiques dans cette section; nous devons avouer que nous n'en voyons absolument pas la raison d'être, car si, finale-

ment, l'effet de ce dispositif consiste à maintenir les contrastes de l'image aussi constants que possible, nous connaissons des méthodes bien plus simples, prévues dans les sections de fréquence intermédiaire et qui en s'apparentant à l'anti-fading, dispensent de la recherche d'une nouvelle composante continue.

De façon générale, d'ailleurs, il nous semble préférable d'agir en moyenne fréquence, ne serait-ce que, parce qu'en procédant de la sorte, on évite une saturation des étages suivants et, surtout, une surcharge de la détection, laquelle pourrait se traduire fort bien (cu fort mal) par une inversion des teintes et par une instabilité importante, suite de la déformation des signaux de synchronisation.



Pour RÉUSSIR dans l'électronique il faut des MATHS

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

Devenez plus rapidement agent technique ou sous-ingénieur en électricité ou électronique. Suivez ce cours fait pour ceux qui doivent employer les maths comme un outil. Fred KLINGER, à la fois praticien de l'électronique et professeur de mathématiques vous en donnera en quelques mois la maîtrise totale.

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

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

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

NOM _____

PRÉNOM _____

ADRESSE _____