

radio plans

AU SERVICE DE
L'AMATEUR DE
RADIO * TV * ET
ELECTRONIQUE

Dans ce numéro :

UNE ALIMENTATION RÉGULÉE A HAUTES PERFORMANCES

LES PLANS
en vraie grandeur

d'un

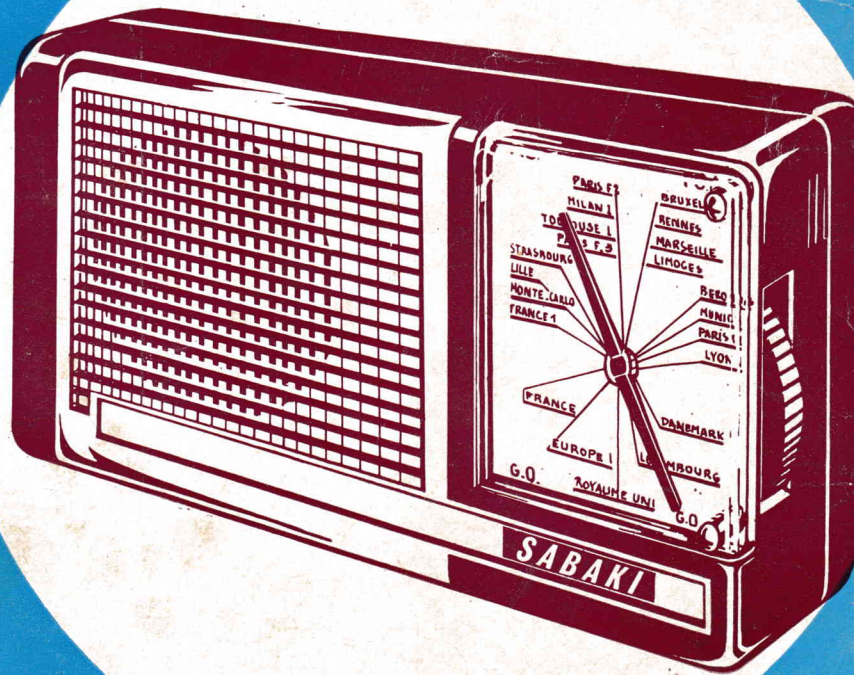
TÉLÉVISEUR
prévu pour la réception
des 4 principaux standards
européens VHF et UHF

d'un

ÉLECTROPHONE
portatif 6 watts

et de

**TROIS
MONTAGES
PROGRESSIFS
POUR DÉBUTANTS**



XXXII^e ANNÉE
N° 209 — MARS 1971

1.50 F

Prix au Maroc : 173 F
Algérie : 170 F

ABONNEMENTS :

Un an F 16,50

Six mois . . . F 8,50

Étranger, 1 an. F 20,00

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande en
joignant 0,50 F en timbres-poste

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE LA PUBLICATION Raymond SCHALIT

" LE COURRIER DE RADIO-PLANS "

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

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

M., Les Lilas.

A réalisé l'amplificateur HF avec une lampe ECC189 sur la cellule FM2 décrite dans le numéro 199, reçoit très bien le son de la télévision mais ne peut capter aucun émetteur FM. Que faire?

Votre montage fonctionne puisque vous arrivez à capter le son de la télévision. En ce qui concerne la bande II (FM), ceci ne semble qu'être une question de réglage (C1 et C2) et de mise au point (ajustage sur les émissions FM).

Nous attirons votre attention sur le fait que les ondes de 3 mètres sont assez critiques à manipuler (l'approche de la main ou d'un tournevis désaccorde complètement l'oscillateur L2).

Essayez de capter les émissions FM sans l'amplification HF-ECC189, c'est-à-dire de travailler avec la cellule FL2 en dessoudant le CC du point « G » puis en soudant L1 à sa place avec la descente d'antenne.

Réglez votre cellule en tournant C1 et C2 aux positions indiquées dans l'article. Vissez C1 et C2 par petites retouches successives de 1/4 ou même 1/8 de tour seulement, au maximum ou au minimum de capacité, ceci en tournant lentement après chaque opération, le CV sur tout le parcours de sa capacité.

Vous pourrez ainsi capter les émissions FM, sauf si L2 ne correspond pas à nos indications (nombre de tours, espacement entre spires, etc.). Finalement, quand la cellule FM2 fonctionnera, vous brancherez votre amplification HF-ECC189 en suivant strictement nos indications sur le réglage terminal de l'ensemble.

C. R., à Bordeaux.

Ayant acheté un récepteur EZ6, cet appareil a été livré avec un convertisseur séparé comportant à l'arrière 10 fiches. Comment alimente-t-on ce convertisseur? Comment alimenter le récepteur?

Quel est le branchement extérieur sur la face avant? La prise à 4 trous à gauche et la prise à 10 trous à droite?

Le convertisseur qui vous a été livré avec le récepteur est, en fait, une commutatrice, vraisemblablement pour alimenter l'appareil à partir d'un accumulateur de 28 V. Comme vous n'avez probablement pas un tel accu, votre convertisseur ne peut vous servir à rien. D'autre part, il existe une profusion de tels convertisseurs allemands et rien ne dit que celui qu'on vous a livré convient pour l'EZ6.

Alimentez donc l'appareil sur secteur. N'importe quelle alimentation de récepteur de radio sur alternatif vous donnera les quelques 200 V de HT sous le faible débit nécessaire. Pour le chauffage, il vous faudra mettre un second enroulement de 6,3 V en série avec celui qui comporte probablement l'alimentation en question. On trouve dans le commerce de petits transfo de chauffage de 6,3 V sous 2 ampères qui font parfaitement l'affaire.

La prise 4 broches sur la face avant est la prise de casque (les douilles utilisées sont les deux se trouvant dans un plan sensiblement horizontal ; les deux autres ne sont pas connectées).

En ce qui concerne la prise à 10 trous, elle sert uniquement à la vérification des tensions. Tout

ceci a d'ailleurs été expliqué dans nos colonnes. Il n'y a, en effet, pas eu un, mais plusieurs articles consacrés à l'EZ6. D'autre part, la plupart de ces problèmes ont été précédemment traités à propos du FUG10 ensemble utilisant les mêmes branchements que l'EZ6 avec lequel il était appelé à fonctionner.

M. S., à La Roche-sur-Yon.

Quelle est la portée maximum de l'émetteur-récepteur à 6 transistors décrit dans le numéro 200? Est-il possible de remplacer le quartz par un autre dispositif de stabilisation de la fréquence.

La portée de cet appareil est variable suivant la nature du terrain. Il est possible de couvrir une distance de 20 km en partant de deux points hauts.

Il ne faut pas remplacer le quartz pilote par un circuit oscillant. Le quartz donne une stabilité qu'il est impossible de retrouver avec une CO.

P. R., à Jussy.

Sur son téléviseur a adapté un tuner 2^e chaîne à transistors et constate que le réglage du CV permet soit la réception du son soit celle de l'image mais pas des deux en même temps.

Nous pensons que le défaut que vous constatez avec votre tuner à transistors provient d'un mauvais réglage de la barrette spéciale que vous avez placée sur votre rotacteur.

Vérifiez si celle-ci est bien conforme et au besoin faites-la contrôler par son fabricant.

N., à Marseille (9^e).

Par quel coefficient faut-il multiplier les cotes de l'antenne LB15 conforme à la figure et à la figure 40a de l'ouvrage La pratique des antennes de télévision, par L. Chrétien, pour l'adapter à la réception du Télé-Monte-Carlo?

Télé-Monte-Carlo émet sur le canal F 10 est, comme vous le supposez, le même que G noble. Les fréquences image et son sont, conséquent, identiques.

Pour obtenir les cotes de votre antenne, vous devez appliquer le coefficient multiplicateur 0,926 aux dimensions données aux brins (directeurs et réflecteur) de la figure 34 et aux écarts de la figure 39.

Il faut également appliquer ce coefficient aux cotes du dipôle fig. 40a.

V. F., à Fréjus.

Constata depuis quelques jours que le son de son téléviseur au bout d'un quart d'heure de fonctionnement devient faible et déformé. le potentiomètre de volume est poussé à maximum le son n'augmente pas de puissance mais l'image saute.

Il ne fait aucun doute que la panne de votre téléviseur se situe dans la chaîne son. Faute de vérifier toutes les lampes de cette chaîne, sauf ECL82 que vous avez déjà changée sans résultat.

Il est également possible que cette panne soit causée par le condensateur de découplage de ligne + HT de cette chaîne. Vérifiez et au besoin changez cet électrochimique.

Voyez également si le condensateur de liaison entre la plaque triode et la grille de commande de la ECL82 n'a pas de fuites.

L. M., à Marly-le-Roi.

Le récepteur reflex à 4 transistors émet un bruit de klaxon continu. Voudrait connaître la cause de ce mauvais fonctionnement et le remède.

L'accrochage qui se traduit par un bruit de klaxon sur votre récepteur reflex doit pouvoir être supprimé par le réglage de la résistance à table.

Si le réglage n'agit pas, il faut en conclure l'accrochage a lieu dans l'ampli basse fréquence. Il faudrait d'abord essayer de placer un condensateur de 20 nF entre le collecteur du transistor AC126 et la masse.

Vérifiez les transistors basse fréquence ou l'émetteur et effectuez leur remplacement.

SOMMAIRE DU N° 209 - MARS 1965

	Pages
Nouveautés et nouvelles électroniques	19
3 montages progressifs.....	20
Alimentation régulée à hautes performances.....	26
Téléviseur prévu pour la réception des quatre principaux standards européens VHF et UHF.....	28
Bases du transistor.....	39
Les circuits équivalents.....	43
Electrophone portatif 6 W.....	46
A propos de l'adaptateur longue distance.....	49
Problèmes de câblage.....	50
Nouveaux circuits TV à transistors..	51
Vecteurs et imaginaires.....	54
Analyse pratique de la TV en couleurs : procédé SECAM.....	55
B.F.O. et S. Mètre.....	59
Chaîne HI-FI.....	60



PUBLICITÉ :
J. BONNANG
44, rue TAITBOUR
PARIS (IX^e)
Tél. : TRINITÉ 21-

Le précédent n° a été tiré à 44.240 exemplaires
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux

BON DE RÉPONSE Radio-Plans

3 MONTAGES PROGRESSIFS

Les trois récepteurs que nous allons écrire sont destinés à permettre à nos jeunes lecteurs de s'initier aisément à la technique radio pour un minimum de dépense, puisque de nombreuses pièces servent chaque fois; en particulier le ferrite et le condensateur variable. Il ne s'agit pas de montages « sur table » comme dans le cas des boîtes de construction électronique qui, depuis quelques années, sont opposées dans le cadre des jouets scientifiques. Chaque appareil est habillé par un élégant coffret en matière plastique et constitué de ce fait un poste parfaitement utilisable au même titre que ceux proposés commercialement.

Le premier appareil est un montage d'initiation simple permettant l'écoute sur une gamme des stations locales de la gamme GO. Le second comporte un étage HF et est conçu pour la réception sur cadre des principales stations de la gamme PO ou de la gamme GO. L'écoute est faite encore dans ce cas sur écouteur. Le troisième montage est semblable quant au principe au second mais il est doté d'un amplificateur BF de puissance permettant l'écoute en haut-parleur et est prévu pour deux gammes PO et GO.

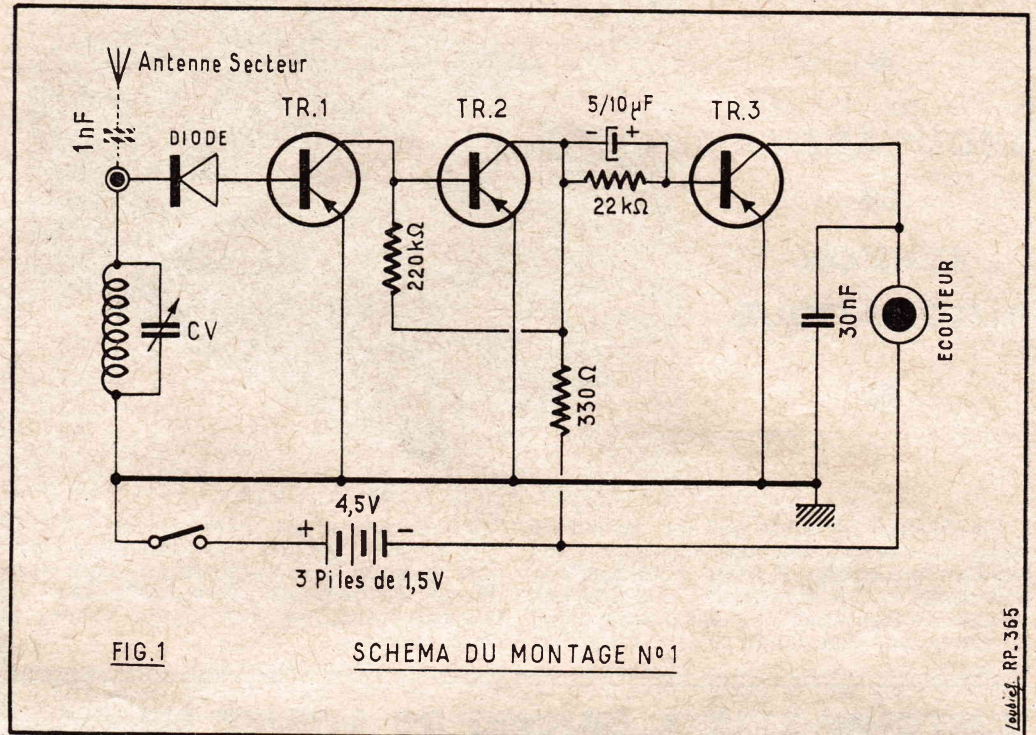


FIG. 1

SCHEMA DU MONTAGE N°1

L'éditeur: RP. 365

Schéma du premier montage.

Ce schéma est donné à la figure 1. L'entrée du récepteur est constitué par un circuit oscillant composé d'une self et d'un condensateur variable de 490 pF. La valeur de la self qui est conditionnée par son nombre de spires est prévue de telle sorte que la variation du CV, de sa capacité minimum à sa capacité maximum couvre les fréquences s'étendant de 1600 à 500 kHz correspondant à la gamme PO. Ce circuit oscillant permet par la manœuvre du condensateur variable de sélectionner la station que l'on désire écouter. Cette sélection

est nécessaire puisque l'antenne capte indifféremment tous les émetteurs dont le champ est suffisamment intense pour l'impressionner. Dans le cas qui nous occupe, on utilisera une antenne rudimentaire mais efficace : le secteur. On pourra également se servir d'une installation de chauffage central.

Les signaux HF captés par l'antenne sont appliqués au circuit oscillant d'accord par un condensateur de 1 nF. Si on utilise le secteur comme antenne ce condensateur

devra avoir une tension d'essai de 1 500 V. Le signal HF sélectionné est détecté par une diode au germanium et la tension BF issue de cette détection est appliquée à la base du transistor TR1 qui l'amplifie. L'alimentation est assurée sous une tension de 4,5 V obtenue par la mise en série de 3 piles de 1,5 V. L'émetteur du transistor TR1 est reliée à la masse qui correspond au + de la batterie d'alimentation. Le collecteur de ce transistor TR1 attaque directement la base du transistor TR2

Côté transistor CABLAGE DU BLOC N°1

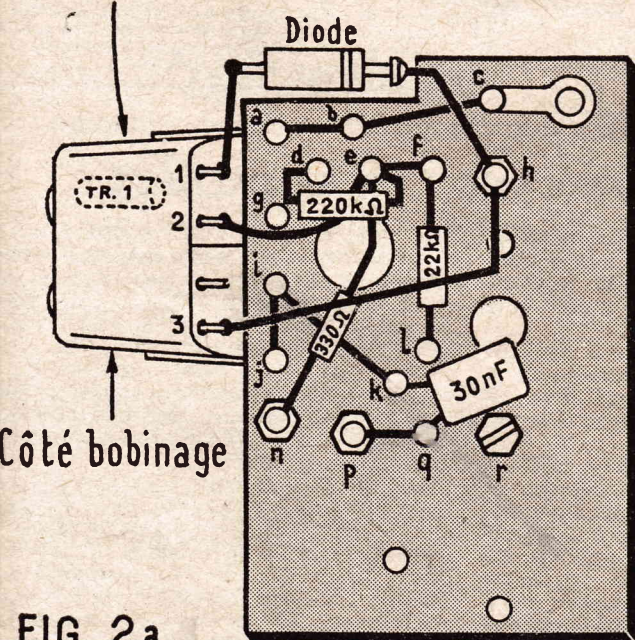


FIG. 2a

VUE DESSOUS

Fixation Côté transistor

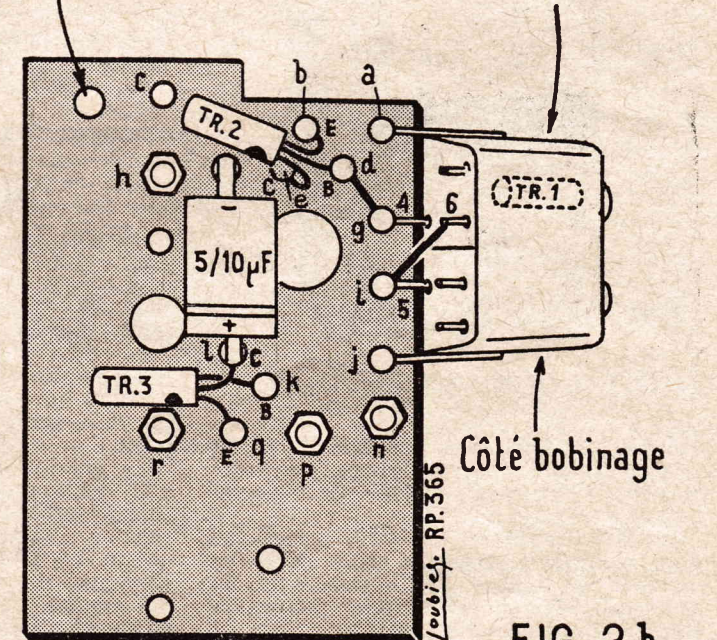


FIG. 2b

VUE DESSUS

L'éditeur: RP. 365

qui équipe le second étage BF. L'émetteur de TR2 est aussi relié à la masse. Son circuit collecteur est chargé par une résistance de 330 Ω . La polarisation de sa base est obtenue à partir de la tension du collecteur par une résistance de 220 000 Ω . Cette résistance branchée entre collecteur et base provoque une contre réaction qui améliore les qualités musicales de l'appareil et réduit l'effet de température.

Un troisième étage amplificateur est équipé par le transistor TR3. La liaison entre sa base et le collecteur de TR2 se fait par un condensateur de 5 ou 10 μF shunté par une résistance de 22 000 Ω . Cette résistance applique à la base la tension de polarisation nécessaire au bon fonctionnement de l'étage. Cette tension négative est obtenue à partir de la tension de collecteur de TR2. L'émetteur du transistor TR3 est relié à la masse. Son circuit collecteur contient l'écouteur qui est découpé à la masse par un condensateur de 30 nF. L'interrupteur général est placé entre la ligne de masse et le pôle + de la batterie d'alimentation.

Le bobinage et le transistor TR1 sont placés dans un petit boîtier métallique qui constitue un élément préfabriqué de cet appareil. Il n'y a donc pas lieu de se préoccuper du type de transistor. Pour TR2 et TR3 le modèle n'est pas critique, on peut utiliser des OC71 ou OC72 ou leur équivalent. On obtient également de très bons résultats avec des transistors HF tels que des OC45.

Réalisation pratique.

La presque totalité du montage se fait sur une plaquette de bakélite dont une face est représentée à la figure 2a et l'autre à la figure 2b. Sur cette plaquette on fixe le boîtier métallique contenant le bobinage et le transistor TR1 en soudant ses pattes de fixation aux points a et j.

On connecte ensemble les points a, b et c. On soude les sorties 4 et 5 du boîtier métallique aux points g et i de la plaquette de bakélite. On connecte ensemble les points i, j et k.

On connecte la sortie 3 du boîtier métallique au point h de la plaquette de bakélite. Entre le point h et la sortie 1 du boîtier on soude la diode en respectant le sens indiqué sur le plan de câblage. On relie la sortie 2 du boîtier au point e de la plaquette et la sortie 6 au point i. Sur la plaquette de bakélite on connecte les points e et f. On soude une résistance de 220 000 Ω entre les points d et e. On dispose une résistance de 330 Ω entre les points e et n. On place une résistance de 22 000 Ω et un condensateur de 5 ou 10 μF entre les points f et l. Pour le condensateur qui est du type électrochimique le pôle + est tourné du côté du point l. On soude un condensateur de 30 nF entre les points k et q de la plaquette de bakélite. On réunit les points p et q et les points d et g.

On met en place les transistors. Pour TR2 on soude le fil E au point b, le fil B sur le point d et le fil C sur le point e. Le fil C (collecteur) est repéré par un point de couleur, le fil B (base) est celui du milieu et le fil E (émetteur) et le troisième. Pour le transistor TR3 on soude le fil E au point q, le fil B au point k et le fil C au point l.

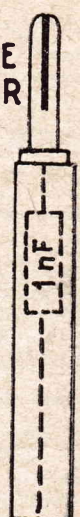
Lorsque la plaquette de bakélite est complètement câblée on fixe le commutateur à une section deux positions qui sert d'interrupteur et le condensateur variable dans la partie avant du boîtier en matière moulée. Ce montage se fait à l'aide d'un support métallique. L'interrupteur se monte sur la face latérale de ce support et le CV est fixé par son canon sur un pontet prévu sur la face avant du support métallique. Sur l'axe du condensateur variable on place le bouton molleté de commande. On boulonne alors le support à l'intérieur

de la face avant du boîtier sur les colonnettes prévue à cet effet. A l'extérieur du boîtier on démonte le couvercle transparent du cadran et on adapte l'aiguille l'axe du condensateur variable. Après cela est maintenu par deux vis.

On fixe la plaquette de bakélite câblée dans la partie avant du boîtier comme montre la figure 3. On connecte le commutateur de l'interrupteur et la fourchette du CV à la masse sur le support métallique. On relie les lames fixes du CV au point de la plaquette de bakélite. Sur ce point h on soude un fil souple suffisamment long (au moins 1 m). A l'autre extrémité de ce fil on soude un condensateur de 1 nF. A l'autre extrémité de ce condensateur on serre une fiche banane. Cet ensemble qui est protégé par un gros souple constitue la prise antenne. Pour le branchement des piles on utilise 3 coupleurs en matière plastique. Le pôle + du premier coupleur est relié au point r de la plaquette de bakélite. Son pôle - est relié au pôle + du second coupleur. Le pôle - de ce second coupleur est connecté au pôle + du troisième et le pôle - de ce dernier est relié au point n de la plaquette de bakélite. Le point r de la plaquette est connecté à la paillette supérieure de l'interrupteur. Enfin on branche l'écouteur entre les points p et n de la plaquette de bakélite.

Le montage terminé, vérifié et équipé de ses piles, on met en place la partie arrière du boîtier qui est fixée à l'aide d'un vis centrale. L'appareil est alors prêt à fonctionner. Pour l'utiliser on met la fiche

ANTENNE
SECTEUR



L'ouvrier 365

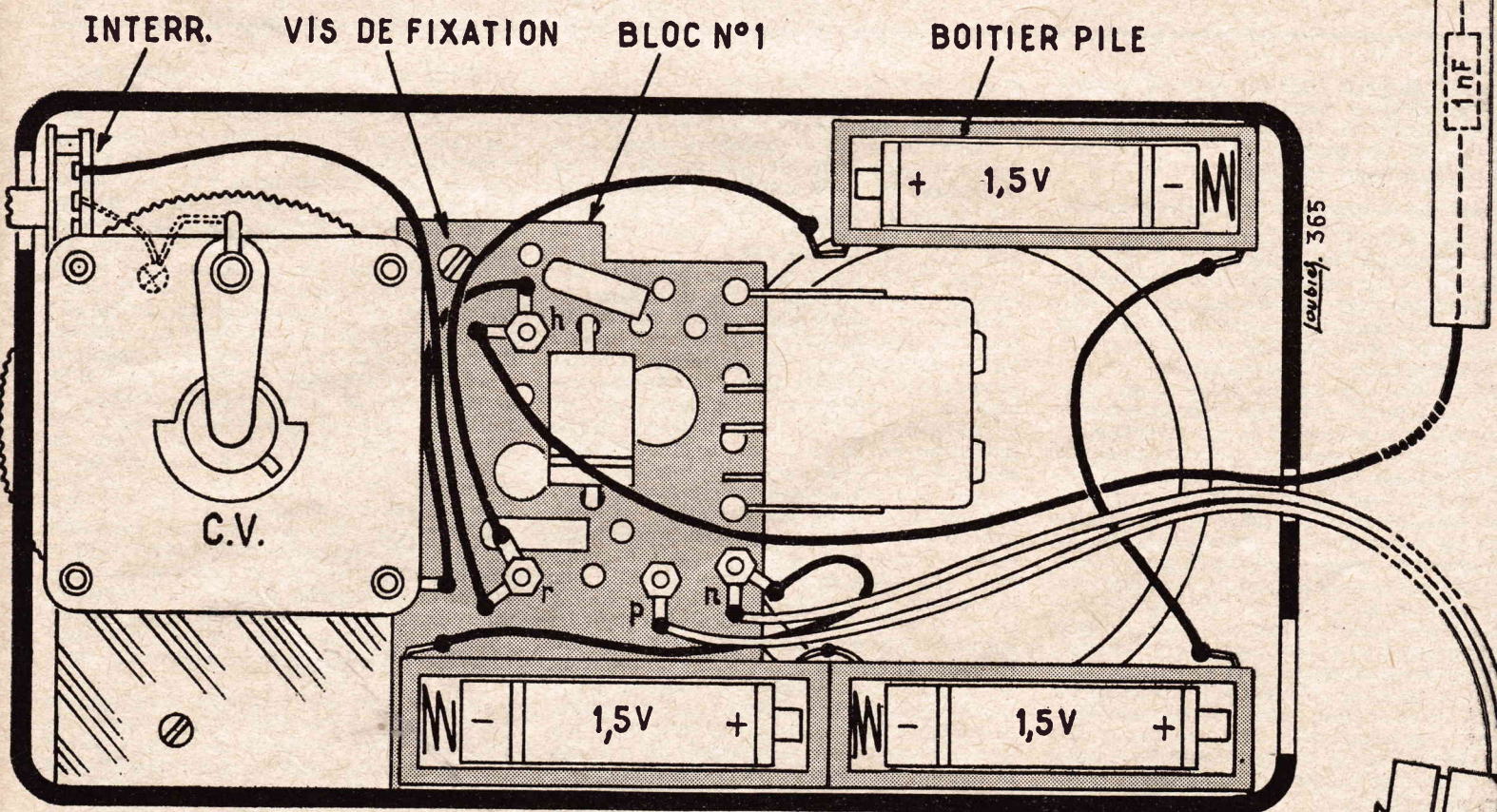


FIG. 3

PLAN DU MONTAGE N°1

ECOUTEUR

MONTAGE N°2

MONTAGE N°3

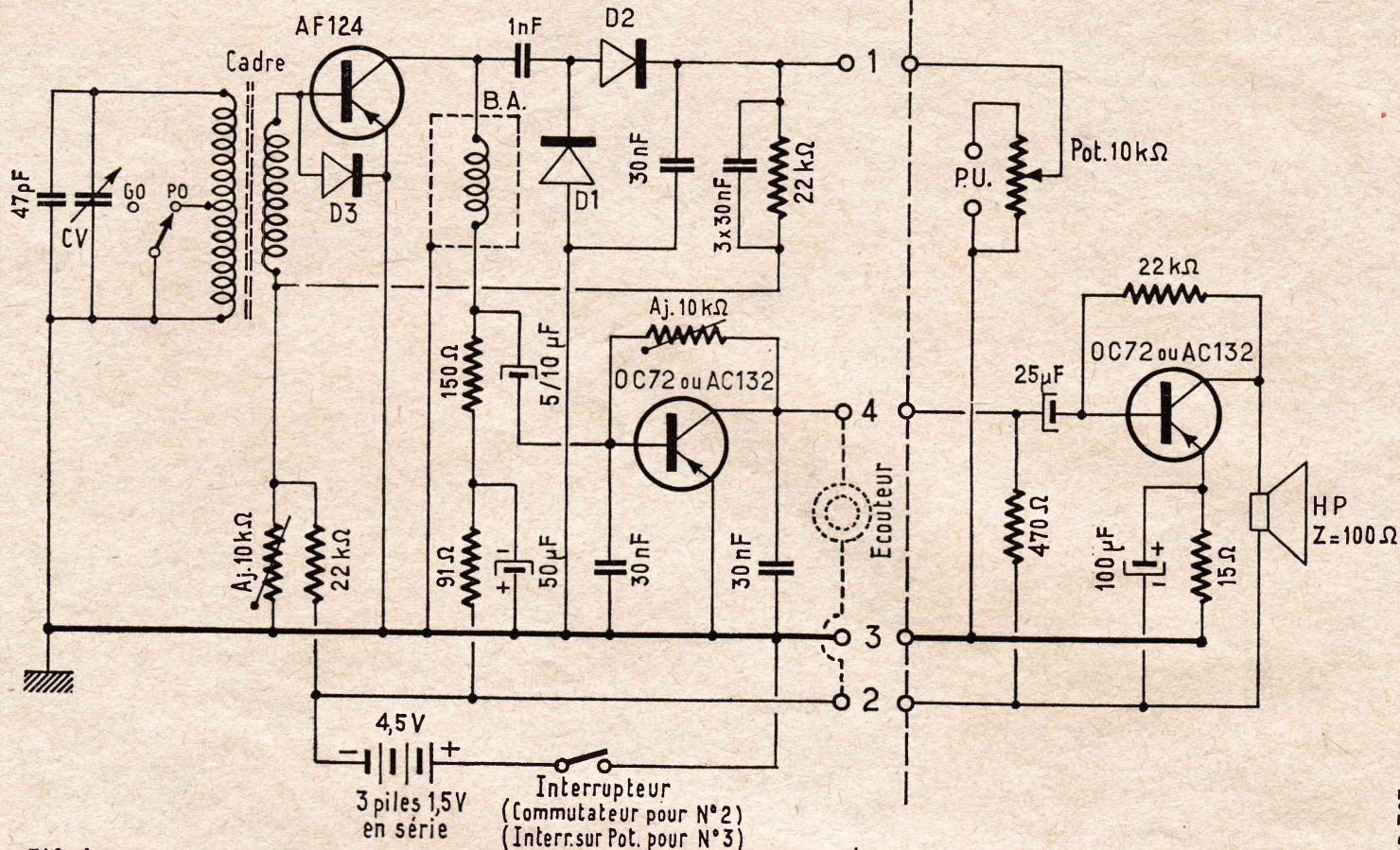


FIG. 4

SCHÉMAS DES MONTAGES N°2 et N°3

L'éditeur R.P. 365

banane d'antenne dans une prise de courant de l'installation électrique. A l'aide de l'interrupteur on établit l'alimentation et on cherche les stations par la manœuvre du condensateur variable.

Schéma du deuxième et troisième montage.

Il est donné à la figure 4. Comme ces deux montages ne diffèrent que par des détails de construction et par la composition de l'amplificateur BF un seul schéma suffit pour les deux. Sur la partie droite nous indiquons ce qui doit être ajouté pour passer du montage 2 au montage 3.

Ici le bobinage PO du premier montage est remplacé par un cadre ferrite comportant un enroulement PO, un enroulement GO et un enroulement de couplage. La ferrite est un bâtonnet de 10 cm de longueur. Les enroulements PO et GO sont placés en série et de cette façon servent pour la réception des grandes ondes. Le passage à la gamme PO se fait en court-circuitant l'enroulement GO. Ce cadre est accordé par le CV de 490 pF. Sur le dernier est placé un trimmer de 47 pF. Avec le montage n° 2 on choisit, selon sa préférence, la gamme de réception PO et GO. Dans le premier cas l'enroulement GO du cadre est court-circuité par une connexion fixe. Avec le montage n° 3, cette connexion est remplacée par un commutateur de gamme qui permet de passer immédiatement d'une gamme à l'autre.

L'enroulement de couplage du cadre attaque la base d'un transistor AF124 qui équipe un étage reflex HF. L'émetteur de ce transistor est à la masse. La polarisation de la base est assurée par un pont formé d'une 22 000 Ω côté — 4,5 V et

d'une résistance ajustable de 10 000 Ω côté masse. On peut, grâce à cette dernière, régler exactement la polarisation de manière à placer le point de fonctionnement à la limite d'accrochage, ce qui correspond au maximum de sensibilité. La polarisation est appliquée au point froid de l'enroulement de couplage et est transmise à la base par cet enroulement.

Une diode est placée en parallèle sur l'espace Emetteur-Base du transistor, la cathode de cette diode étant placée du côté de l'émetteur. Quel est son rôle ? On a constaté sur les premiers modèles de cet appareil que le simple fait de manœuvrer le commutateur de gamme mettait le transistor AF124 hors d'usage. Après recherche de la cause on a été amené à conclure que cette détérioration était provoquée par un extra-courant produit par la manœuvre du commutateur et qui, appliqué entre base et émetteur une tension inverse importante qui détruisait la jonction. En plaçant comme on l'a fait une diode dont la tension de seuil est de 0,5 V on évite cet inconvénient. En effet pour les courants HF captés par le cadre qui sont toujours inférieurs à 0,5 V, aucun courant ne circule dans la diode et tout se passe comme si celle-ci n'existait pas. Par contre, lorsqu'un extra-courant est provoqué par la manœuvre du commutateur de gamme, la tension aux bornes de la diode est supérieure à 0,5 V et cette diode est conductrice et court-circuite l'espace Emetteur-Base du transistor qui est ainsi protégé.

Le circuit collecteur de l'AF124 est chargé du point de vue HF par une self de choc (B.A.). Dans ce circuit collecteur il y a également une résistance de charge BF

de 150 Ω et une cellule de découplage constituée par une résistance de 91 Ω et un condensateur électrochimique de 50 μ F. Les courants HF amplifiés recueillis dans le circuit collecteur de cet étage sont transmis par un condensateur de 1 nF à un détecteur constitué par deux diodes au germanium montées en doubleur de tension* avec un condensateur de 30 nF. Le signal BF obtenu à la sortie de ce détecteur est appliqué par une résistance de 22 000 Ω shuntée par 90 nF (3 condensateurs de 30 nF) au point froid de l'enroulement de couplage du cadre. Ce signal BF est donc appliqué à la base du transistor AF124 et se retrouve amplifié sur la résistance de charge de 150 Ω . De là, il est transmis à la base d'un transistor BF (OC72 ou AC132) par un condensateur de 5 à 10 μ F. La base de ce transistor est découplée du point de vue HF par un condensateur de 30 nF. Elle est polarisée par une résistance ajustable de 10 000 Ω venant du collecteur. Entre ce collecteur et la masse est prévu un condensateur de découplage de 30 nF. L'émetteur est relié directement à la ligne de masse. Dans le cas du deuxième montage, l'écouteur est branché entre le collecteur et le — 4,5 V.

Dans le cas du troisième montage on place un potentiomètre de volume de 10 000 Ω entre la sortie de l'étage détecteur et la masse. Sur ce potentiomètre est prévue une prise PU, cet appareil pouvant servir à la reproduction de disques. A la place de l'écouteur on met une résistance de charge de 470 Ω . Le sommet de cette résistance de charge attaque la base d'un second transistor OC72 ou AC132 qui équipe l'étage final. La liaison se fait à l'aide d'un

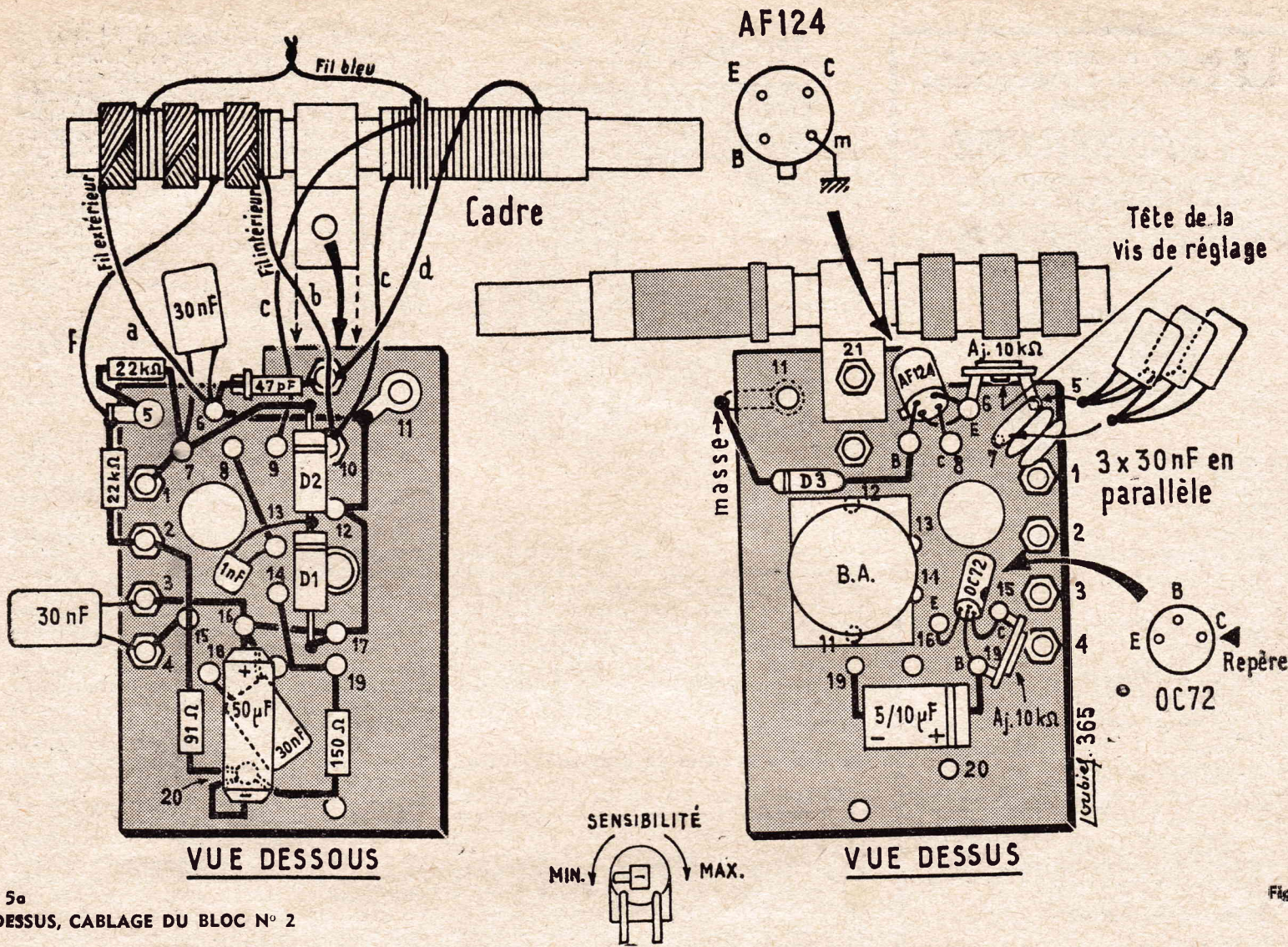


Fig. 5a
 CI-DESSUS, CABLAGE DU BLOC N° 2

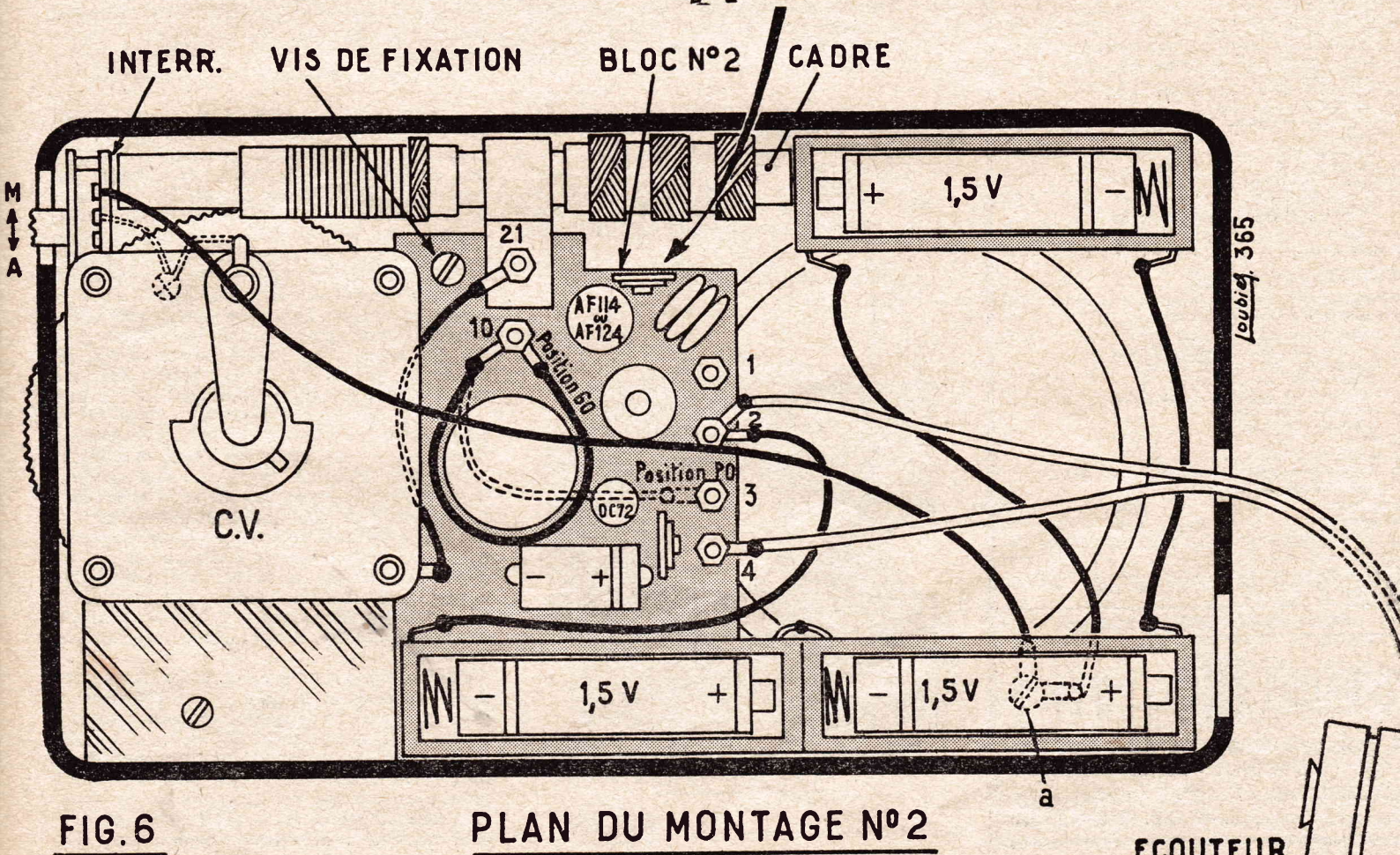


FIG. 6

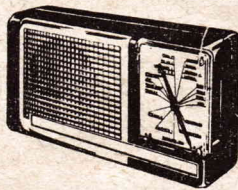
PLAN DU MONTAGE N°2

ECOUTEUR

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES
NÉCESSAIRES A LA RÉALISATION
D'UN DES

3 MONTAGES PROGRESSIFS POUR DÉBUTANTS

Décrits ci-contre



COFFRET SABAKI LUXE SERVANT A TOUS LES MONTAGES complet avec condensateur variable, contacteur PO - GO, châssis, schémas, plans, notice de montage avec bons de réduction pour l'achat du matériel Prix : **18 F** + 3 F d'expédition

RÉALISATION N° 1/10

- 1 bobinage avec transistor
- 1 diode
- 2 transistors
- 1 résistance de 200 000 ohms
- 4 vis 3 x 10 TH ISO
- 8 écrous ø 3 ISO
- 1 résistance 330 ohms
- 1 résistance 22 000 ohms (22 K)
- 1 condensateur 30 000 pF céramique
- 1 condensateur 5/10 MF 12 V
- 1 bakélite perforée avec œillets

Avec bons de réduction Prix : **9 F** + 3 F d'expédition

RÉALISATION N° 2/11

Ne fait pas suite au montage N° 1/10. NOUVEAU MODÈLE AVEC V.C.A. (volume contrôle automatique) qui permet d'obtenir automatiquement le maximum de sensibilité pour l'écoute des émetteurs lointains et d'éviter les saturations et interférences près des récepteurs puissants.

- 1 bakélite perforée avec œillets
- 1 AF 124 (ou transistor drift)
- 1 OC 72 (ou transistor BF AC 132)
- 1 ferrite
- 1 fixation ferrite
- 1 self de choc blindée
- 1 condensateur 5/10 MF - 12 V
- 4 condensateurs 30 000 pF céramiques
- 1 condensateur 2 000 pF céramique
- 1 condensateur 50/60 pF
- 2 résistances 22 Kohms (22 000 ohms)
- 1 résistance 5 000 ohms
- 1 résistance 470 ohms
- 3 diodes
- 1 bobinage PO
- 1 bobinage GO
- 6 vis 3 x 10 TH ISO
- 2 écrous ø 3 H ISO
- 1 résistance réglable de 10 000 ohms

Avec bons de réduction Prix : **33 F** + 3 F d'expédition

RÉALISATION N° 3/12

Montage qui vient compléter la réalisation 2/11 pour permettre l'écoute sur HP.

- 1 bakélite perforée avec œillets
- 1 potentiomètre 10 Kohms avec inter
- 1 haut-parleur 8,6 cm 100 ohms
- 1 condensateur 100 MF 12 V
- 1 résistance 22 Kohms (22 000 ohms)
- 1 résistance 470 ohms
- 1 résistance 15 ohms
- 1 vis 3 x 10 TH ISO
- 2 écrous ø 3 ISO à 0,10
- 1 OC 72 ou transistor de puissance AC 132
- 1 condensateur 25 MF 12 V

Avec bons de réduction Prix : **23 F** + 3 F d'expédition

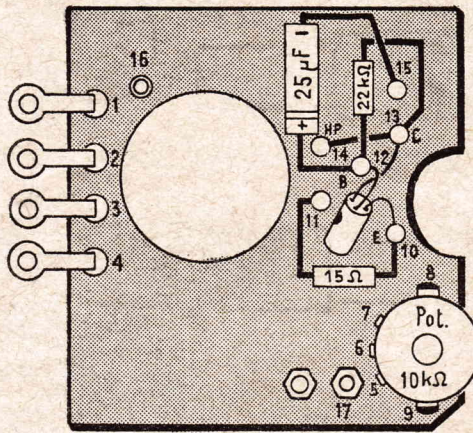
Jeu de 3 coupleurs et 3 piles pour l'alimentation des montages ci-dessus 3 F + 3 F port
Ecouteur miniature pour l'écoute sur les montages 1/10 2/11 et 3/12 8 F + 3 F de port.

VOIR PUBLICITÉ, PAGE 6.

TECHNIQUE SERVICE

17, passage GUSTAVE-LEPEU, PARIS (11^e)
Tél. : ROQ. 37-71 - Métro Charonne
EXPÉDITIONS : MANDAT ou chèque bancaire à la commande - C.C.P. 5643-45 PARIS

CABLAGE DU BLOC N° 3



VUE DESSUS

FIG. 7a

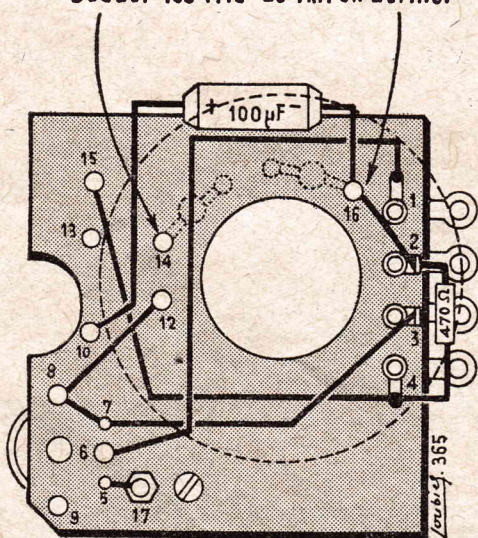
condensateur de 25 μ F. La polarisation de cette base est obtenue par une résistance de 22 000 Ω venant du collecteur. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 15 Ω découpée par un condensateur de 100 μ F. Le circuit collecteur est chargé par un HP dont l'impédance de la bobine fait 100 Ω , ce qui évite l'emploi d'un transfo d'adaptation.

Réalisation pratique du deuxième montage.

On commence par câbler l'étage reflex et le premier étage BF sur une plaquette de bakélite comme le montre les figures 5a et 5b. Pour cela on raccorde en premier les points 3, 16, 17, 12, 11 et 6. On soude une résistance ajustable de 10 000 Ω entre les points 5 et 6, une résistance de 22 900 Ω entre les points 2 et 5. On soude la diode D3 avec le sens indiqué entre les points 9 et 11. On met en place la self de choc BA en soudant les pattes de son blindage sur les points 12 et 17. On relie l'extrémité 13 de cette self au point 8 et l'extrémité 14 au point 19. On soude une résistance de 150 Ω entre les points 19 et 20, une résistance de 91 Ω entre les points 2 et 20 et un condensateur de 50 μ F entre les points 16 et 20 (pôle + du côté du point 16).

Sur l'extrémité 13 de la self de choc on soude un condensateur de 1 nF. A l'autre

Souder les fils de H.P. en dernier



VUE DESSOUS

FIG. 7b

extrémité de ce condensateur on soude la cathode de la diode D1 et l'anode de la diode D2, l'anode de la diode D1 est soude au point 17 et la cathode de D2 au point 11. Entre les points 5 et 6, on dispose un condensateur de 30 nF. On soude entre les points 5 et 7 une résistance de 22 000 Ω et deux condensateurs de 30 nF en parallèle. On dispose un condensateur de 5 ou 10 μ F entre les points 18 et 19, un condensateur de 30 nF entre les points 13 et 16, une résistance ajustable de 10 000 Ω entre les points 15 et 18. On réunit les points 4 et 11. On soude un condensateur de 30 nF entre les points 3 et 4.

On fixe le cadre sur cette plaquette au point 21. Entre les points 6 et 21 on soude un condensateur de 47 pF. Le fil a du cadre est soudé au point 6, le fil d au point 15, les fils b et c au point 10, le fil e au point 9 et le fil f au point 5.

On met en place les transistors. Pour l'AF124 on soude : les fils E et m au point 6, le fil B au point 9 et le fil C au point 11. Pour l'OC72 on soude : le fil E au point 16, le fil B au point 18 et le fil C au point 11.

Lorsque la plaquette de bakélite est complètement câblée, on fixe le cadre de l'interrupteur dans le boîtier comme pour le premier montage. On relie à la masse le commun de l'interrupteur et la pilette de lachette du CV. On fixe ensuite la plaquette de bakélite (voir fig. 6). On relie les fils fixes du CV au point 21 de la plaquette et la pilette supérieure de l'interrupteur à la vis a du boîtier. On branche les boîtiers de piles en série entre cette vis et le point 2 de la plaquette de bakélite. Le montage termine en branchant l'écouteur entre les points 2 et 4 de la plaquette de bakélite. Si on désire recevoir la gamme PO, on place entre les points 10 et 3 une connexion munie à ces deux extrémités de cosses connectées aux points 3 et 10 sont constitués par deux boulons, cette connexion peut facilement être posée ou retirée. Pour la gamme PO, on la supprime ou on visse ses deux extrémités sur le point 10. Ainsi elle reste disponible si on veut revenir à la réception de la gamme PO.

Réalisation pratique du montage 3.

Les premières étapes de ce montage sont les mêmes que celles du montage 2, plus il faut câbler la plaquette de bakélite qui supporte l'étage final. Ce câblage est représenté aux figures 7a et 7b. On commence par souder le potentiomètre de l'interrupteur de 10 000 Ω sur les points 5, 7, 8 et 9. On connecte ensemble les points 3, 7, 8 et 11. On agit de même pour les points 4 et 15 et pour les points 1 et 16. Entre les points 2 et 4 on soude une résistance de 470 Ω . On réunit les points 12 et 16. On soude : un condensateur de 25 μ F entre les points 12 et 15, une résistance de 22 000 Ω entre les points 12 et 13, une résistance de 15 Ω entre les points 11 et 12 et un condensateur de 100 μ F entre les points 10 et 16. Pour les deux condensateurs qui sont du type électrochimique, il convient de respecter le sens que nous indiquons. On réunit les points 5 et 11. On passe la culasse du HP dans le trou de la plaque de bakélite et on la colle dans cette position. On soude les cosses de la bobine mobile sur les points 14 et 16. Sur les points 1, 2, 3 et 4 on soude des cosses comme il est indiqué aux figures 7a et 7b.

Le commutateur qui, dans les deux premiers montages, faisait office d'interrupteur devient le commutateur de gamme. Il est fixé, ainsi que le CV et la plaquette supportant l'étage reflex et le premier étage BF, de la même façon que pour le second montage (voir fig. 8). Le commun du commutateur PO-GO et la fourchette du cadre sont soudés à la masse comme pour

précédents montages. La paillette supérieure du commutateur est reliée au point 10 du bloc n° 2 tandis que les lames fixes du CV sont connectées au point 21. On fixe dans la partie avant du coffret le bloc n° 3 supportant le haut-parleur, que nous venons de câbler. Cette fixation s'opère par la vis A sur laquelle on place une cosse

est accordé sur une station, de régler la résistance ajustable de polarisation du transistor HF de manière à avoir le maximum de puissance d'audition sans accrochage. Lorsque ce résultat est obtenu pour une station on vérifie que sur les autres émetteurs on n'a pas d'accrochage. Sur un tel accrochage se manifestait pour l'u

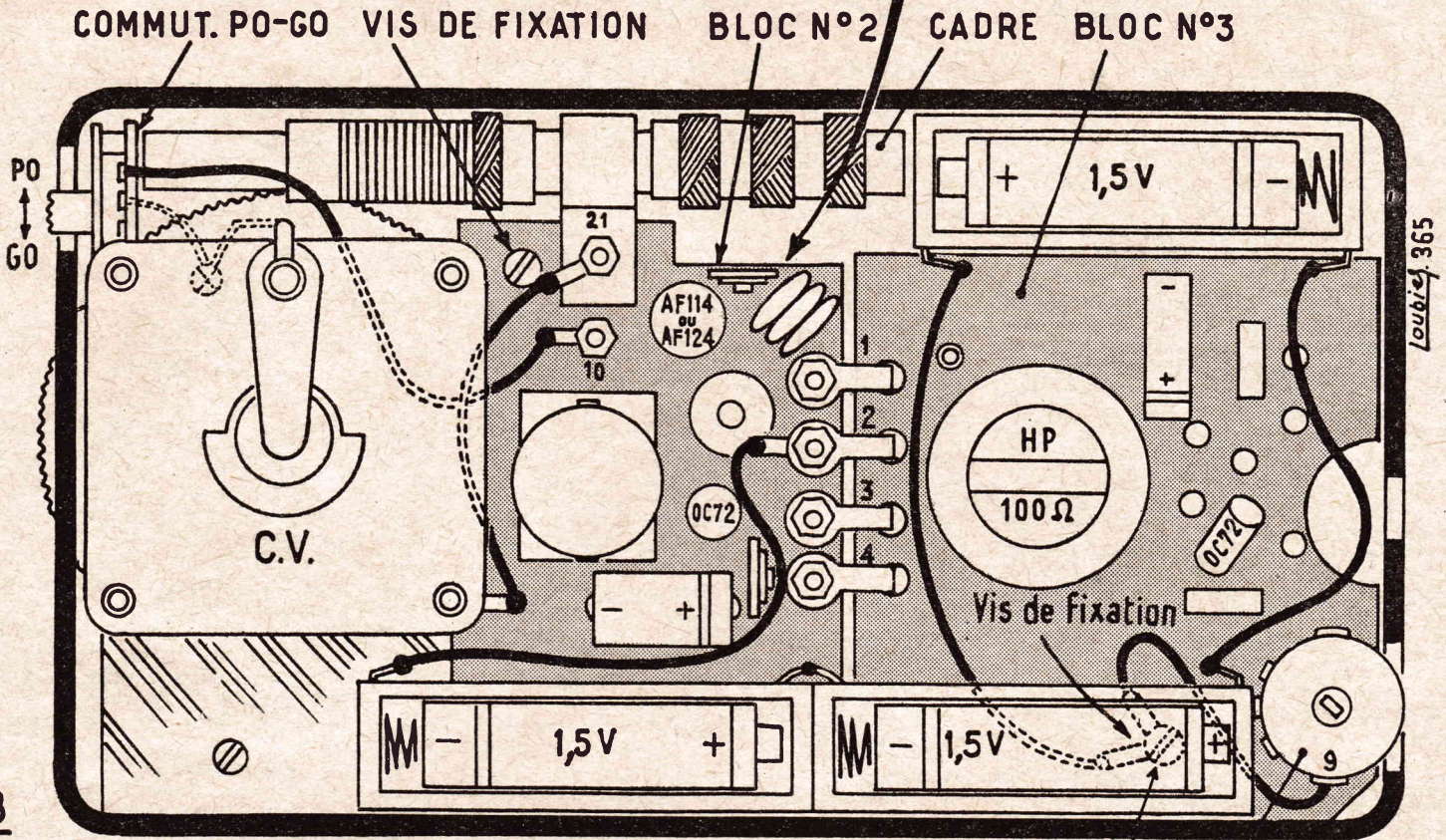
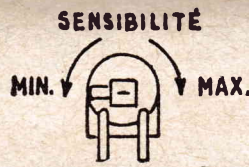


FIG. 8

double, et par les cosses que nous avons soudées sur les points 1, 2, 3 et 4, cosses qui sont serrées sur les vis de mêmes chiffres du bloc n° 2. On relie le point 9 du potentiomètre à la cosse de la vis de fixation a. On branche les boîtiers piles en série entre le point 2 et la cosse de la vis a en respectant les polarités que nous indiquons.

On peut compléter ce montage soit par jack permettant le remplacement du HP

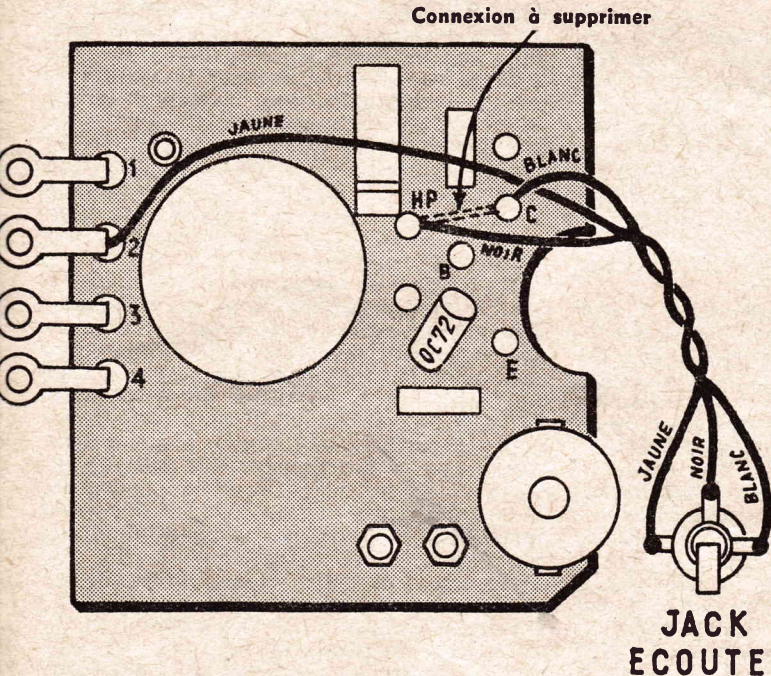
par un écouteur, soit par un jack permettant le branchement d'un PU ou d'un microphone. Ce dernier peut d'ailleurs être constitué par l'écouteur du premier montage. La figure 9 indique comment ces jacks doivent être raccordés.

Mise au point.

La mise au point des montages 2 et 3 est extrêmement simple. Il suffit lorsqu'on

d'eux on modifierait la valeur de la résistance ajustable de manière à le supprimer. On règle ensuite la résistance ajustable de 10 000 Ω de polarisation de base du premier étage BF de façon à obtenir le maximum de puissance allié à la meilleure musicalité.

A. BARAT.



ADAPTATION DES JACKS ECOUTEUR OU P.U.-MICRO

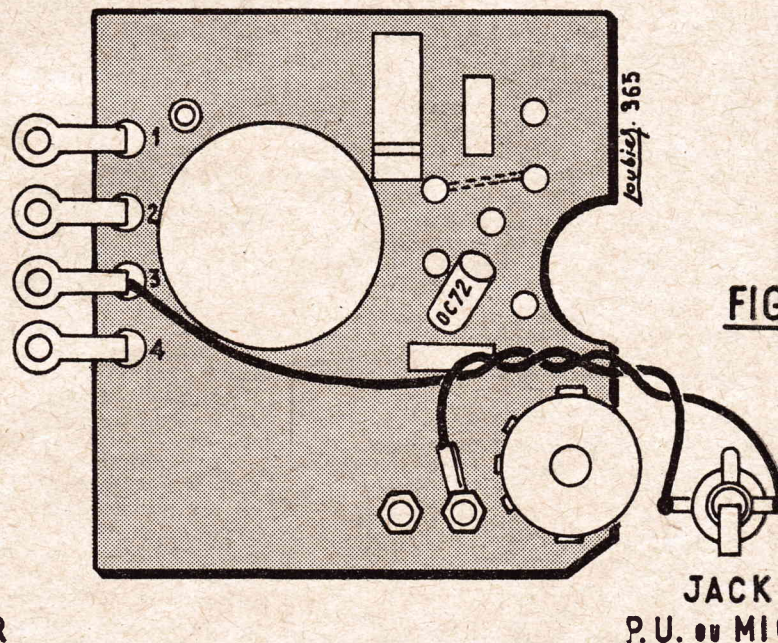


FIG. 9

Alimentation régulée à hautes performances

Utilité et avantages d'une alimentation régulée :

La régulation automatique de la haute tension continue se rencontre rarement dans les montages courants de récepteurs radio, d'électrophones ou de téléviseurs. Cela tient au fait qu'une telle régulation alourdirait singulièrement les prix de revient de ces appareils.

Pourtant, il est indéniable que, même dans ces cas, la régulation apporterait une amélioration notable des performances, en permettant notamment une meilleure stabilisation des oscillateurs, une régularité certaine des amplificateurs, et aussi, ce qui n'est pas à dédaigner, une très forte atténuation du ronflement dû aux tensions alternatives résiduelles qui se superposent à la haute tension dans des proportions parfois catastrophiques.

Une autre bête noire est l'instabilité du secteur, instabilité due aux consommations irrégulières de courant par les usagers. Cette dernière est parfois atténuée par l'emploi de régulateurs automatiques de tension, genre réguvoit ou autres.

En ce qui concerne les appareils de mesure et les montages d'électronique industrielle, il est souvent indispensable de pouvoir disposer d'une source de haute tension invariable, tant en fonction des variations du secteur alternatif que des fluctuations de la charge d'utilisation. C'est en particulier le cas pour les alimentations régulées d'atelier ou de laboratoire, destinées à l'expérimentation de montages exigeant des consommations très différentes les unes des autres.

Un autre impératif se pose souvent au technicien électronique : l'impédance de la source de haute tension. La plupart du temps, cette impédance doit être très réduite et, parfois, une impédance de source de quelques ohms est prohibitive.

Enfin, le cauchemar de tout électronicien est, sans contestation, le « ramassage », la « ronflette », autrement dit, une ondulation parasite, généralement à 50 ou 100 Hz, qui se superpose à la haute tension malgré un filtrage rigoureux. Il est bien inutile de la chasser à l'aide de forts découplages, de blindages « efficaces », d'un câblage soigné, voir raffiné, sans parler d'astuces innombrables, plus ou moins connues, plus ou moins complexes, si on laisse tout bêtement parvenir à la haute tension un résidu alternatif d'un taux prohibitif.

Il est assez rare de trouver en un seul montage autant d'avantages réunis, et c'est pourtant le cas des alimentations régulées électroniques, soit à tubes, soit à transistors.

Mais attention, ne criions pas au miracle ! Il y a aussi l'envers de la médaille et, par surcroît d'honnêteté, il convient de signaler, après tant d'éloges, les inconvénients, fort peu nombreux d'ailleurs, de ces montages, afin que le lecteur alléché sache bien qu'il devra abandonner quelque chose en contrepartie.

Les inconvénients des alimentations régulées :

En tout premier lieu, il faut citer le prix de revient. En effet, bien que ce dernier ne soit pas prohibitif, les éléments entrant dans la composition d'un tel montage coûtent relativement cher.

Il faut aussi noter que, suivant la loi de Lavoisier : « Rien ne se perd, rien ne se crée, tout se transforme », bien connue des chimistes, il faut fournir à une telle alimentation une haute tension bien supérieure à celle recueillie. La différence se retrouvant dans la consommation des tubes utilisés (ou transistors), qui, eux aussi, ne travaillent pas sans utiliser à leur profit une certaine partie, importante il faut bien le dire, de la haute tension non régulée appliquée à l'entrée du montage.

Enfin, un montage rationnel doit être adopté, et la mise au point demande quelques soins, quelques connaissances aussi, et un minimum d'appareillage tels que : voltmètre électronique, contrôleur universel et deux dispositifs permettant, l'un d'obtenir une variation de la tension du réseau électrique (survolteur-dévolteur manuel ou alternostat), l'autre, d'appliquer une charge fictive variable d'une manière connue à la sortie du montage. (Quelques résistances de valeurs connues et de wattage suffisant nous donneront satisfaction sur ce point).

Le fin du fin serait évidemment de

Principe des alimentations régulées :

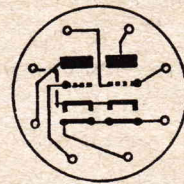
Les schémas d'alimentations régulées sont nombreux et diffèrent peu les uns des autres. Certains permettent d'obtenir une tension de sortie réglable à volonté entre certaines limites, mais cela, bien souvent, au détriment de la qualité de la régulation, et sûrement au prix de complications plus ou moins rentables.

Dans les colonnes de cette même revue, il a souvent été traité du problème des alimentations régulées et, si je me permets d'en rappeler les principes, c'est à seule fin d'éviter au lecteur d'avoir à rechercher dans leur collection.

Si je n'ai donc pas la prétention d'innover en la matière, je n'ai pas non plus celle d'avoir inventé un appareil mais seulement d'avoir, après de multiples expérimentations personnelles, modifié et remodelé des montages connus, en leur apportant quelques améliorations susceptibles d'accroître leurs performances.

Les montages les plus répandus découlent de l'utilisation d'un tube dit « robinet », en série avec l'alimentation à réguler. Le principe en est le suivant, et nous verrons par la suite que la plupart des schémas de réalisations en découlent directement, par adjonction d'éléments en améliorant comme je l'ai fait moi-même, les performances.

Si nous insérons, en série dans la source à réguler, un tube triode (ou pentode trans-



Le tube 6 080 est une double triode de puissance de type professionnel. Sa robuste construction la fait recommander pour sa résistance aux chocs et aux vibrations.

VALEURS LIMITES

$W_a = 13 \text{ W}$; $I_a = 125 \text{ mA}$. $V_a = 250 \text{ V}$, par triode.

CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT NORMAL

$V_f = 6,3 \text{ V}$; $I_f = 2,5 \text{ A}$; $V_a = 135 \text{ V}$; $I_a = 125 \text{ mA}$; $R_k = 250 \Omega$; $k = 2$; $Per_{te} = 7 \text{ mA/V}$; $R_i = 280 \text{ K}\Omega$.

pouvoir disposer en plus d'une autre alimentation régulée identique, et dont le fonctionnement et les performances ne sauraient être mis en doute, ce qui permettrait de pouvoir procéder à des mesures de la tension de sortie en « différentiel », donc avec une précision absolue, puisqu'une échelle de lecture à très haute sensibilité pourrait être utilisée.

Il n'est pas dans mes intentions de « noircir le tableau », mais seulement de mettre le lecteur en face de « son » problème : le jeu en vaut-il la chandelle ? Et cela en toute connaissance de cause. Si c'est « oui » alors, pas de demi-mesures.

En effet, une alimentation régulée n'est valable et utile que si elle remplit parfaitement les trois critères suivants :

- Tension de sortie invariable en fonction des fluctuations du secteur.
- Tension de sortie invariable en fonction des fluctuations de la charge.
- Impédance de sortie la plus réduite possible.

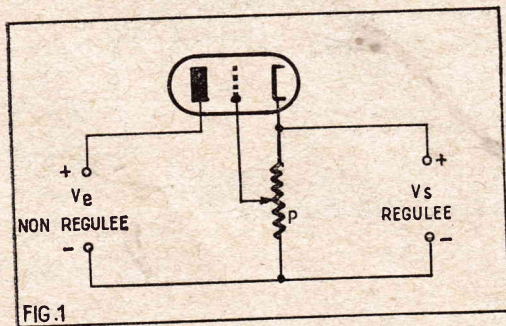
Un quatrième critère, le faible taux d'ondulation parasite se trouvera atteint coup sûr, si les trois premiers le sont aussi.

formé en triode), selon le schéma de la figure 1, nous mettons donc, en fait, la résistance interne de ce tube en série dans la source, et il est facile de comprendre qu'à toute variation du courant traversant le tube, correspondra une variation de la chute de tension à ses bornes.

Si nous faisons varier la résistance interne du tube, nous obtiendrons également une variation de la chute de tension à ses bornes. Pour cela, il suffit de faire varier la polarisation de la grille de commande par rapport à la cathode.

Si, à l'aide du potentiomètre P, nous réglons cette polarisation à une valeur donnée, une augmentation de la tension d'alimentation (due à celle du secteur), ou une diminution de la charge, se traduirait par une augmentation de la tension de sortie mais la grille de commande du tube va se trouver automatiquement portée à une valeur plus négative par rapport à la cathode, la résistance interne du tube va augmenter provoquant une chute de tension plus importante à ses bornes et une diminution compensatrice de la tension de sortie.

Inversement, une augmentation de charge ou une diminution de la tension de réseau se traduirait par une diminution de la tension de sortie, et la grille de commande deviendra moins négative par rapport à la cathode, d'où diminution de



d'obtenir une polarisation grille-cathode optimum. Par la même occasion, notre tube au néon nous servira à obtenir, d'une façon sûre et stable, la tension d'écran (si nous choisissons une pentode). Notre montage va donc avoir la forme de celui de la figure 2.

Tel que, ou avec quelques variantes, ce montage est valable, et nous le rencontrons souvent dans certains montages électroniques.

Pour permettre d'obtenir une tension de sortie variable manuellement, il faut non seulement pouvoir sélectionner sur le secondaire HT du transformateur d'alimentation, différentes tensions alternatives permettant d'obtenir plusieurs tensions redressées différentes, mais modifier aussi en conséquence, et la polarisation grille-cathode du tube amplificateur, et la tension d'écran de ce tube s'il s'agit d'une pentode. Ce sont les solutions adoptées dans les alimentations réglées de laboratoire, afin de disposer, à chaque instant, de diverses valeurs de tensions réglées.

A noter que le potentiomètre P permet bien une variation continue de la tension de sortie, mais dans de faibles limites, et au détriment de la régulation.

En effet, admettons que nous réglions ce potentiomètre de manière à obtenir la tension de sortie la plus élevée, ou au contraire la plus basse possible; pour certaines variations, nous allons obtenir une polarisation de grille de commande du premier tube amplificateur (et par conséquent du tube robinet) telle que cette grille n'aura plus d'influence, soit parce qu'elle aura atteint le cut-off, soit parce que, au contraire, elle se trouvera trop peu négative par rapport à la cathode (voir même positive), et nous aurons déclenché le courant-grille. En conséquence, ce potentiomètre doit être réglé de manière à ce que toute fluctuation, dans un sens comme dans l'autre puisse agir efficacement sur la grille de commande du tube robinet sans atteindre, ni le cut-off, ni le point de déclenchement du courant grille. Il serait en effet inutile d'avoir cherché à obtenir le plus grand gain possible du tube amplificateur, si l'on choisissait une polarisation telle que l'on ne puisse profiter de ce gain pour une meilleure régulation.

Il est bon de signaler aussi que le réglage de la tension d'écran du tube amplificateur, dans le cas d'emploi d'une pentode, a une influence sur la valeur de l'impédance de sortie de l'alimentation.

A propos de cette impédance de sortie,

disons qu'elle est directement liée à la qualité de la régulation. Elle est en effet donnée par le rapport entre la différence de tension de sortie à vide (V_v), et charge (V_c), et le courant en charge (I_c):

$$Z = V_v - V_c / I_c.$$

Plus la régulation sera efficace, plus différence entre la tension de sortie à vide et celle en charge sera réduite et, par même, plus l'impédance de sortie sera faible. Une régulation parfaite permettrait d'obtenir une impédance de sortie nulle.

Pour ma part, j'avais essayé le montage d'une revue technique, mais les résultats obtenus n'atteignant pas mes espérances, je décidais de modifier l'ensemble. Or, j'avais acquis certaines pièces coûteuses telles que : transformateur d'alimentation tube spécial 6 080, sans parler des nombreux autres composants : potentiomètre linéaire, condensateurs et résistances, etc.

Voici donc le montage qui donne entière satisfaction et dans lequel nous retrouvons tous les éléments déjà cités, en remarquant que l'efficacité accrue obtenue est due à l'adjonction d'un étage amplificateur supplémentaire à de sévères découplages dirigeant la composante alternative résiduelle en particulier le condensateur découplé le curseur du potentiomètre, et celui sur la sortie de l'alimentation.

Alimentation réglée 250 volts - 250 mA

Le schéma de principe est celui de la figure 3. Il permet d'obtenir sans surcharge un courant de 250 mA sous une tension de 250 V. Le potentiomètre de 10 000 Ω est à variation linéaire, et doit être ajusté avec précision. De cette mise au point dépend le rendement optimum de l'appareil pour les raisons exposées plus haut. Ayant utilisé un transformateur d'alimentation fournissant 2×375 V au secondaire HT, j'ai amené à insérer en série dans chaque plaque de la valve, une résistance de 20 Ω , 2 W. La valve peut être du type GZ32 5U4, ou équivalent, pourvu que le défilé fourni par elle soit suffisant.

Il serait préférable d'alimenter les filaments des tubes séparément, autrement on peut prévoir un secondaire de chauffage pour le 6 080, et un autre pour la 12AX7, afin d'éviter le risque de claquage de l'espace filament-cathode pour la 12AX7. Je n'ai pu le faire, mon transformateur ne me donnant pas la possibilité (sauf à bobiner un secondaire supplémentaire), telle que mes tubes n'ont pas encore souffert!

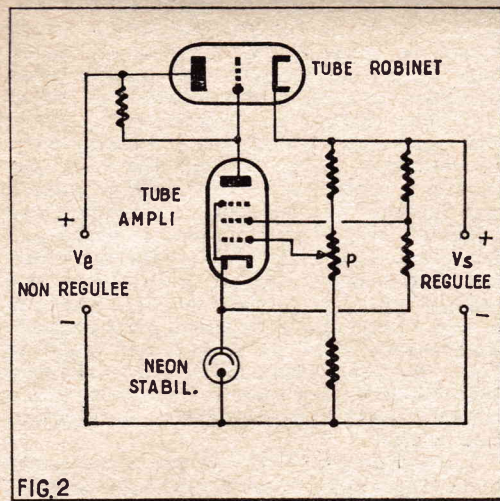
Le tube 6 080 étant peu courant dans les montages, vous en trouverez ci-après le brochage et les principales caractéristiques.

Il est bien évident que si l'on ne demande que la moitié du débit possible, une sectionnement de la double triode pourra être utilisée.

Enfin, la prise médiane au secondaire de chauffage n'est pas impérative, mais contribue à diminuer notablement le taux d'oscillation parasite qui, du fait de toutes les précautions prises atteint un niveau crête dérisoire et difficilement décelable.

Il est recommandé de ne pas s'écarter des valeurs indiquées, quelques-unes seulement pouvant avoir une tolérance assez large. Les diviseurs de tension, en particulier, ne doivent être modifiés qu'avec précaution.

(Suite page 50.)



résistance interne du tube et de la chute de tension à ses bornes, entraînant l'augmentation corrective de la tension de sortie.

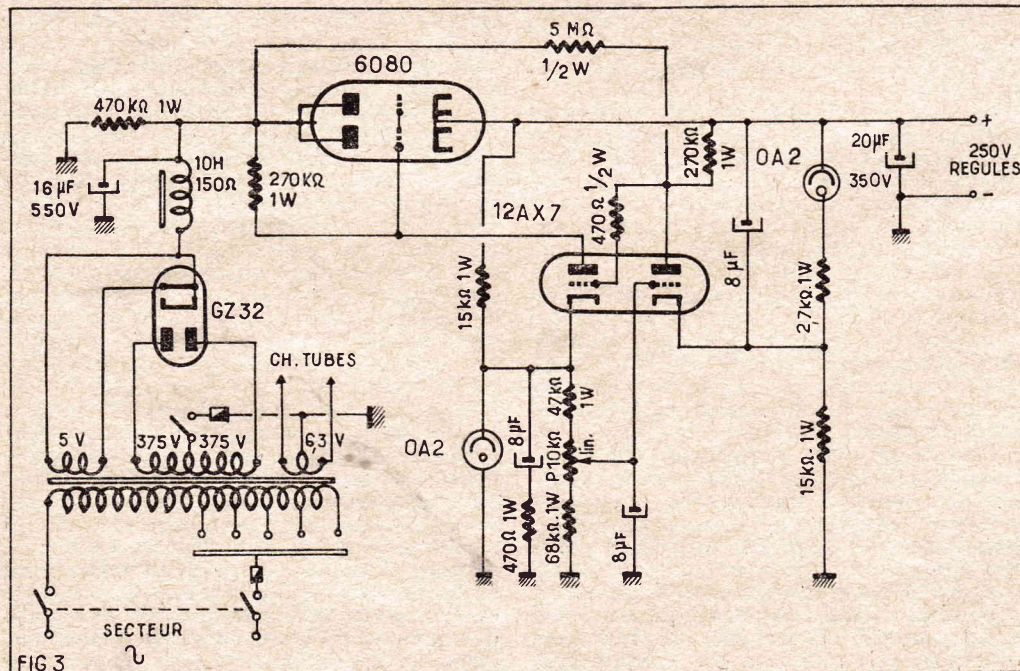
Il y a donc bien régulation de la tension de sortie, tant en fonction des fluctuations de la charge que de celles de la tension du réseau.

Tout n'est pourtant pas aussi simple, vous le pensez bien et, tel que, nous n'obtiendrions, avec un tel montage, qu'une piètre régulation, et une impédance de sortie beaucoup trop élevée.

En effet, il faut d'abord choisir un tube « robinet » capable de débiter un nombre respectable de milliampères. Nous prendrons donc un tube de puissance et, si nécessaire, nous en monterons en parallèle autant qu'il sera utile pour obtenir le débit désiré. D'autre part, nous devons choisir un tube à pente aussi élevée que possible.

Malgré cela, la sensibilité de notre système laisserait à désirer. Qu'à cela ne tienne, si nous amplifions convenablement les fluctuations de la tension de sortie avant de les injecter à la grille de commande de notre tube robinet, nous obtiendrons la sensibilité désirée et verrons s'accroître l'effet régulateur dans de notables proportions.

Pour cela, nous devons choisir un tube amplificateur à grand gain et, comparer les fluctuations de la tension de sortie à une tension de référence, ce qui nous amène à l'adjonction d'un tube stabilisateur au néon dont la tension d'amorçage sera choisie en fonction de la tension à appliquer à la cathode de notre amplificateur, afin



CADNICKEL
50% DE REMISE

Voir publicité page 6

TÉLÉVISEUR

pour la réception

des quatre principaux standards européens VHF et UHF

Il y a déjà longtemps que pour certaines régions frontalières la nécessité de téléviseurs multistandards se faisait sentir. En effet ces régions sont « couvertes » non seulement par les émetteurs français mais également par certaines stations étrangères. Il est donc parfaitement compréhensible que les usagers veuillent bénéficier de la possibilité de choisir entre ces différents programmes. Or un récepteur multicanal classique prévu pour la réception des standards français ne permet pas la réception des émissions européennes qui se font sur un standard différent : le standard CCIR. La conception et la réalisation d'un téléviseur multistandard étaient déjà délicates lorsque les émissions françaises et étrangères se faisaient uniquement en VHF. Actuellement elles sont encore compliquées par la mise en exploitation dans toute l'Europe des bandes IV et V en UHF. En effet le second programme français s'il a adopté la définition de 625 lignes des standards européens différent encore de ceux-ci en plusieurs points (Modulation du son polarité de la modulation image, largeur de bande).

Un récepteur multistandard moderne doit être conçu pour recevoir les quatre standards suivants :

— Français VHF dont les caractéristiques sont les suivantes, définition : 819 lignes, intervalle porteuses son/image : 11,5 MHz, modulation son : AM, modulation image : positive.

— Français UHF, définition : 625 lignes, intervalle porteuses : 6,5 MHz, modulation son : AM, modulation image : positive.

— Européen VHF, définition : 625 lignes, intervalle porteuses : 5,5 MHz, modulation son : FM, modulation image : négative.

— Européen UHF, définition : 625 lignes, intervalle porteuses : 5,5 MHz, modulation son : FM, modulation image : négative.

Sur le présent téléviseur les principaux problèmes concernant cette réception sont résolus par l'utilisation d'une platine de réception précablée et prérégulée Videon 21 M 1 dont nous allons examiner le schéma dans un instant. Grâce à ce sous-ensemble la réalisation de ce téléviseur multistandard ne présente pas plus de difficultés que celle d'un appareil première-deuxième chaîne désormais classique. Notons que ce récepteur est prévu pour être équipé d'un tube image court de 59 cm. Ce tube peut être soit un 23DEP4, soit un 23EVP4 aluminisé, auto-protecteur,

endochromatique et à concentration électrostatique.

Nous verrons qu'il est doté des différents perfectionnements qui caractérisent les montages les plus récents.

Le schéma de la platine de réception (fig. 1).

Afin de ne pas compliquer inutilement cette étude nous n'examinerons pas en détail le rotacteur qui constitue l'entrée de cette platine ni le tuner UHF. Sur le schéma nous avons donc représenté ces éléments sous la forme symbolique de carrés avec l'indication de leur raccordement. Le rotacteur comporte le commutateur à tambour à 12 positions destinées à recevoir les barrettes supportant les bobinages nécessaires à la réception des différents canaux. Il comporte également les étages HF et changeur de fréquence. Le premier est du type cascode et met en œuvre une double triode, le second utilise une pentode-triode. Sa section pentode servant de modulatrice et la triode délivrant l'oscillation locale. Tout cela est très classique et a été maintes fois étudié dans nos colonnes.

Pour la réception du 819 lignes (Bandes III RTF) ce rotacteur est équipé d'une barrette normale comportant les bobinages de l'étage cascode et de l'étage changeur de fréquence correspondant au canal désiré.

Pour la réception du second programme à 625 lignes (Bande IV RTF) le rotacteur est muni d'une barrette qui met hors service l'oscillateur local et l'étage cascode et transforme l'étage modulateur en étage FI selon la formule classique. De plus cette barrette réduit la bande passante à 6,5 MHz.

Pour la réception de la bande III CCIR (Européen VHF) le rotacteur est équipé d'une barrette spéciale CCIR qui comporte les bobinages nécessaires au fonctionnement normal des étages HF et changeur de fréquence sur le canal du standard européen désiré.

Pour la réception de la bande IV CCIR (Européen UHF) on utilise sur le rotacteur une barrette spéciale F11 qui réduit la bande passante et transforme l'étage modulateur en étage FI. Grâce à ce procédé on peut utiliser le même tuner VHF pour le second programme français et la bande IV CCIR. Ce tuner qui comporte les étages HF et changeur de fréquence appropriés à la réception de ces fréquences

très élevées attaque lorsqu'il est en service l'entrée de l'étage modulateur transformé en étage FI. Ce procédé de réception étant maintenant bien connu nous n'insisterons pas. L'alimentation du tuner de l'étage HF et de l'oscillateur local est faite par un commutateur UHF-VHF. Le commun de ce commutateur est alimenté à partir de la ligne HT à travers une cellule de découplage formée d'un 1200Ω 1 W et d'un condensateur de $0,1 \mu$. En position VHF la HT du tuner n'est pas franchement coupée mais fortement réduite par une résistance de 47000Ω à une valeur qui ne permet plus le fonctionnement. Il en est de même en position UHF pour le rotacteur. Là la résistance fait 100000Ω ; une valeur plus faible rendant possible la production de l'oscillation locale.

L'amplificateur FI « image » comporte deux étages équipés par des pentodes EF18. L'amplificateur FI « son » AM est à un étage également équipé par une EF18. La liaison entre la sortie du rotacteur la grille de la première EF84 de la chaîne « image » se fait par un filtre de bande à large bande composé d'une self contenue dans le circuit plaque de la mélangeuse des capacités parasites entre point chaud et masse et entre point froid et masse de ce bobinage (cette dernière capacité formant un couplage à la base) et de la partie 4-6 de la self à prise intermédiaire contenue dans NV88. Comme le couplage capacitif n'est pas suffisant la partie 6-6 de ce bobinage ajoute un couplage inductif. La self à prise intermédiaire (4-5) est shuntée par une résistance d'amortissement de 680Ω . L'élément NV88 contient aussi un rejecteur « son » accordé sur $39,20$ MHz en série avec la self 4-5. Ce circuit (4-2) est composé d'une self réglable accordée par un 22 pF et un 56 pF en série. Le point de jonction de ces condensateurs attaque la grille de commande de la EF184. Le point 5 est relié à la ligne HT par une cellule de découplage formée d'une résistance de 1200Ω et un condensateur de $1,5$ nF. Entre le point 6 de l'élément NV88 et la masse est prévu un rejecteur composé de la self RC9 en série avec un 22 pF. Ce rejecteur est accordé sur $41,25$ MHz et sert à l'affaiblissement de la fréquence adjacente.

Entre la sortie du rotacteur et la masse il y a un rejecteur qui est mis en service par le commutateur « Fr-CCIR ». Il s'agit d'une cellule en T ponté constituée par une résistance de 18Ω , deux condensateurs de $2,7$ pF et une self RC9. Il est accordé sur $30,5$ MHz. Un second rejecteur en T ponté est mis en service par une autre section du commutateur « Fr-CCIR ». Ce rejecteur qui est accordé sur 32 MHz est constitué par une 18Ω , deux condensateurs de $4,7$ pF et une self contenue dans l'élément RB16. Ces deux rejecteurs servent à réduire la bande passante lors de la réception de la bande III CCIR (Européen VHF). L'élément RB16 contient également une self (1-5) en série de part et d'autre par des condensateurs de $2,7$ pF et de $5,6$ pF. Ce circuit est accordé sur $39,2$ MHz et sert à prélever le signal « son ». Ce signal est appliqué du point 5 à la grille de commande de la EF184 de la chaîne « Son » AM.

Mais revenons à la chaîne « image ». Le circuit cathode de la première EF184 contient une résistance non découplée de 27Ω et une de 120Ω shuntée par $1,5$ nF. Ces résistances produisent la polarisation. La 27Ω introduit une contre réaction qui améliore la stabilité de l'étage. Le circuit grille contient une 47000Ω au point froid de laquelle on applique la tension de CAG et également celle qui permet le réglage du contraste. L'alimentation plaque et écran de cet étage se fait à travers une

cellule de découplage formée d'une 1 200 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF.

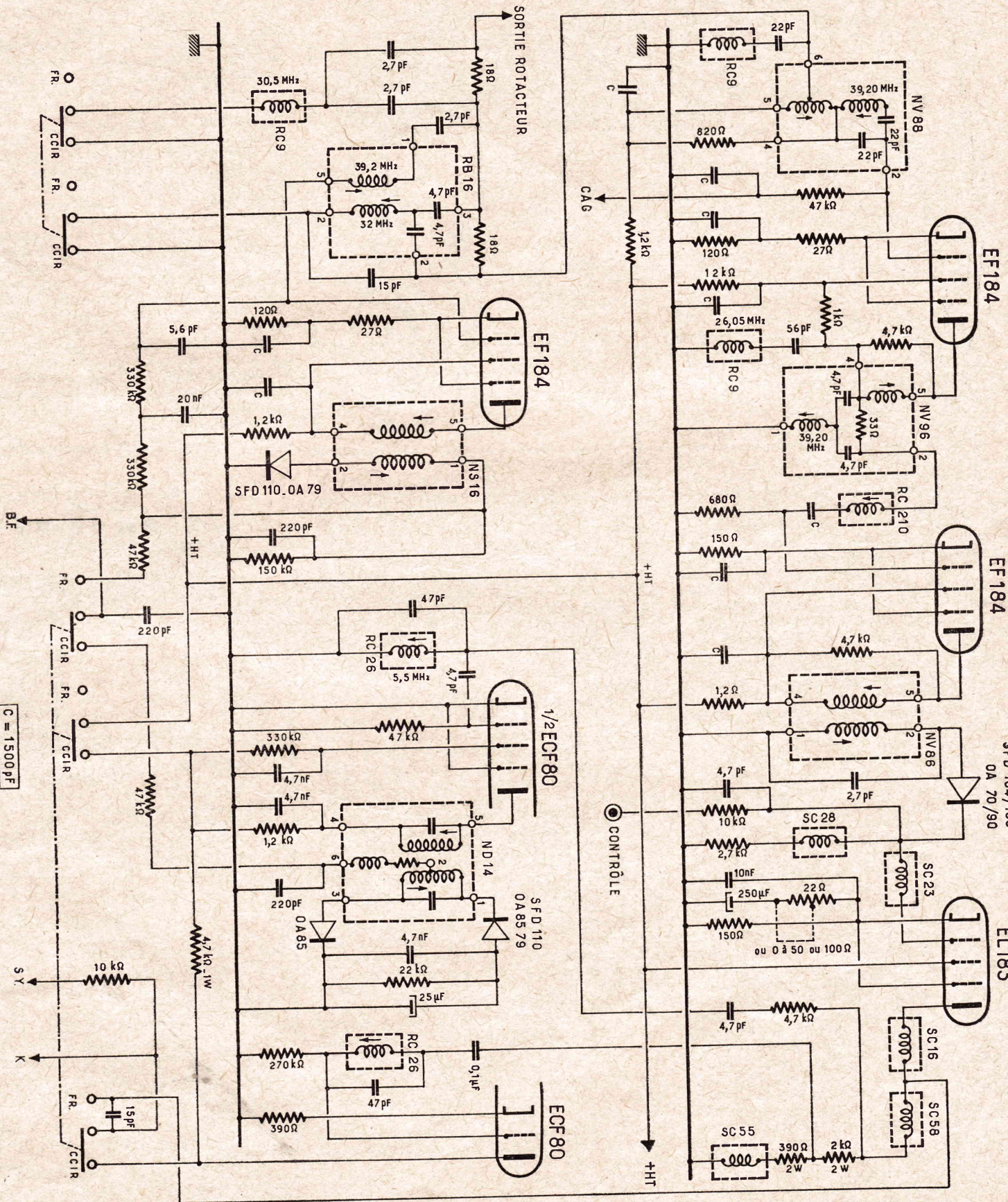
La liaison entre le circuit plaque de cet étage et la grille de commande de la seconde EF184 se fait par l'élément de couplage NV96, le rejecteur 26,05 MHz constitué par un bobinage RC9 en série avec un 5,6 pF et l'élément RC210. Le circuit plaque de la première EF184 contient

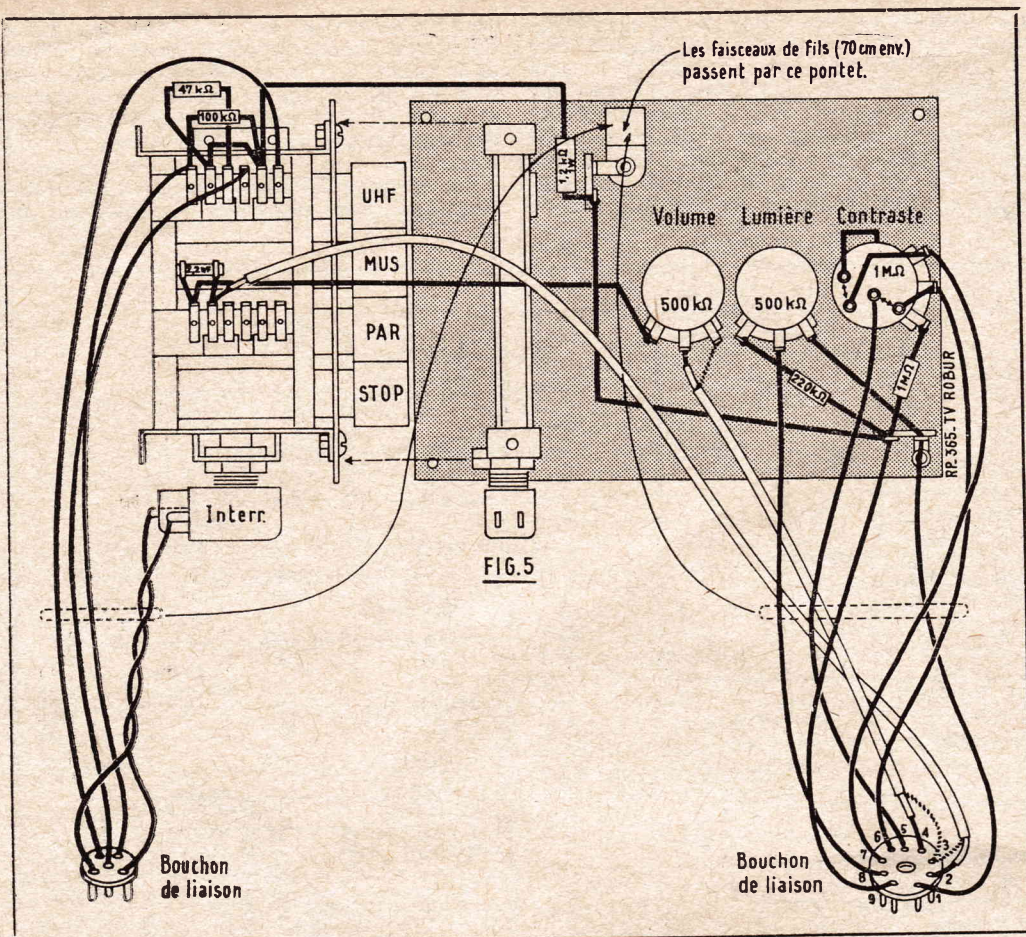
une résistance de 1 000 Ω et l'enroulement 4-5 de NV96 qui est shunté par une 4 700 Ω . Cet enroulement et la self extérieure RC210 constituent le filtre de bande proprement dit. L'élément NV96 contient un rejecteur en T ponté accordé sur 39,2 MHz qui est formé d'une résistance de 33 Ω , deux 4,7 pF et une self réglable. Les éléments de ces filtres ser-

vent d'éléments de couplage au filtre de bande. Entre le point froid de RC210 et la masse il y a un 1,5 nF en série avec une 680 Ω . Le signal recueilli aux bornes de cette résistance est appliqué à la grille de commande de la EF184 du second étage FI.

La seconde EF184 « image » est polarisée par une résistance de cathode de

FIG.1





150 Ω découplée par un 1,5 nF. L'alimentation plaque et écran se fait à travers une cellule de découplage (1 200 Ω et 1,5 nF). Le circuit plaque est chargé par le primaire du transfo NV86 qui est de forme classique. Ce primaire est amorti par une résistance de 4 700 Ω . Le secondaire est accordé par un condensateur de 2,7 pF. Il attaque la diode au germanium qui effectue la détection vidéo. La charge de ce circuit détecteur est constitué par une résistance de 2 700 Ω en série avec une self de correction, le tout étant shunté par un 4,7 nF. Une 10 000 Ω aboutit à un point de contrôle qui sert lors de l'alignement de cette platine.

La lampe vidéo est une ELI83 dont la grille de commande est attaquée par le détecteur à travers une self de correction. Le circuit cathode contient un réseau complexe qui sert tout d'abord à polariser correctement le tube. Il sert également à introduire un effet de contre réaction d'intensité sélectif qui améliore la qualité de l'image. Le circuit plaque contient en partant de l'électrode; deux selfs de correction, une résistance de 2 000 Ω 2 W, une 390 Ω 2 W et enfin une troisième self de correction. Nous avons dit que pour les standards français la modulation image était positive tandis que pour les standards européens elle était négative, il faut donc procéder à une inversion. Celle-ci est effectuée par une section du commutateur « Fr-CCIR ». En position « Fr » ce commutateur relie la cathode du tube image et la sortie « synchro » au point de jonction des selfs de correction du circuit plaque de l'étage vidéo. En position « CCIR » il relie cette cathode et la sortie « Synchro » au circuit plaque d'une lampe déphaseuse qui est la partie triode d'une ECF80. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 390 Ω non découplée. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 4 700 Ω 1 W. Sa grille est

attaquée à partir du point de jonction des deux résistances de charge de l'étage vidéo. La liaison se fait par un 0,1 μ F, un circuit trappe accordé sur 5,5 MHz et une résistance de fuite de 270 000 Ω . Une autre section du commutateur « Fr-CCIR » met ce tube déphaseur en service en établissant son alimentation HT.

Voyons maintenant la chaîne « son ». Selon que le standard est français ou CCIR cette platine peut recevoir le son en modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence.

Pour le son en AM le signal FI est pris sur le point 6 de l'élément RB16 et appliqué comme nous l'avons déjà signalé sur la grille de commande d'une EF184. Ce tube est polarisé par une résistance de cathode de 120 Ω découplée par un 1,5 nF dans ce circuit il y a une résistance de contre réaction de 27 Ω . L'alimentation plaque et écran se fait à travers une cellule de découplage (1 200 Ω — 1,5 nF). Le circuit plaque est chargé par un transfo NS16 qui attaque un circuit de détection classique équipé avec une diode au germanium. Ce circuit est chargé par une résistance de 150 000 Ω shuntée par un condensateur de 220 pF. La sortie de ce détecteur qui contient une 47 000 Ω est reliée à l'entrée de l'amplificateur BF par une section du commutateur « Fr-CCIR », cette liaison est évidemment établie pour la position « Fr ». L'étage FI-AM que nous venons d'examiner est mis hors service lors de la réception CCIR. Pour cela son alimentation HT est coupée par la section du commutateur qui commande celle de la déphaseuse vidéo. L'étage détecteur fournit également la tension VCA qui est appliquée à la grille de la EF184 par une cellule de constante de temps et une résistance de fuite de 330 000 Ω .

Pour le son en FM on utilise le système intercarrier. Ce système est basé sur le fait que l'écart entre les porteuses « son » et « image » sont distantes de 5,5 MHz.

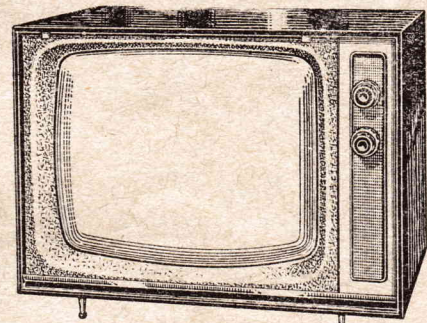
La bande passante de l'ampli FI est telle que ces fréquences sont transmises. Par suite de la courbure de la caractéristique de la diode détectrice vidéo il se produit un véritable changement de fréquence qui, à partir de ces porteuses fait apparaître en plus du signal vidéo normal un signal à 5,5 MHz modulé en fréquence par le « son » de l'émission. Ce signal est prélevé au sommet de la résistance d charge de 2 000 Ω de l'étage vidéo et sélectionné par un circuit accordé sur 5,5 MHz constitué par un élément RC26 avec en shunt un condensateur de 4,7 pF. Il est transmis à la grille de commande d'une pentode contenue dans une ECF80 par un condensateur de 4,7 pF et une résistance de fuite de 47 000 Ω . Il est amplifié par cet étage. Un élément de couplage ND14 dont le primaire est inséré dans le circuit plaque de la pentode forme avec deux diodes au germanium un détecteur de rapport qui fait apparaître la modulation BF. Ce signal est appliqué à l'entrée de l'ampli BF par la section du commutateur « Fr-CCIR » que nous avons signalé lors de l'examen de la détection AM. L'alimentation écran de la pentode ECF80 se fait à travers une résistance de 330 000 Ω découplée par un condensateur de 4,7 nF. Celle de la plaque de cette pentode se fait à travers une cellule de découplage constituée par une résistance de 1 200 Ω et un condensateur de 1,5 nF. La mise en service de cet étage se fait par l'établissement de la HT par la même section du commutateur « Fr-CCIR » qui commande celui de l'étage déphaseur vidéo.

(Suite sur la planche dépliant.)

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE

OSCAR 59-65

TELEVISEUR MULTI-STANDARDS
Châssis vertical.



TUBE « MAZDA » Auto-Protecteur 60 cm/11" à vision directe, teinté et filtrant.

Concentration électrostatique automatique.

PLATINE HF équipée de lampe à grille Cadr.

Cellule d'ambiance à réglage automatique.

Contrôle automatique de sensibilité.

Permet la réception :

- Canaux français 819 lignes.
- Canaux européens 819 lignes.
- 625 lignes 2^e chaîne, Bande IV.
- 625 lignes CCIR européens.
- (Bande étroite - Son en FM)

★ LE CHASSIS alimentation, bases de temps et son 310.

★ LE BLOC DE DEFLEXION « VIDEO » 49.

★ Le Transfo THT 819/625 « VIDEO » 40.

★ Le jeu de lampes du châssis bases de temps NET 70.

★ Le Télébloc, câblé et réglé, avec dispositif de commutation 347.

L'OSCAR 59/65 « MULTISTANDARDS » COMPLET en pièces détachées avec tube cathodique acquis en une seule fois 992.6

— Le TUNER UHF (625 lignes, Bande IV) 115.

Par barrette Canal supplémentaire. EBENISTERIE AU CHOIX : Standard, Masque Cristal et décor. 208.

LUXE, avec porte et serrure 228.

RADIO-ROBUR 102, Bd BEAUMARCHAIS PARIS-11^e - Tél. : ROQ. 71

R. BAUDOIN, Ex-Prof. E.C.T.S.F.E. C.C.P. 7062-05 PARIS

Transistors modernes

par Fred KLINGE

XII. Transistors modernes.

Après avoir passé en revue les divers circuits, dans lesquels l'emploi des transistors se généralise, de préférence même aux tubes à vide, nous avons également fait ressortir la plus grande aptitude de certains types plutôt que d'autres, à travailler dans tel ou tel montage, à telle ou telle fréquence, surtout. Mais, si nous vous imaginons devant un catalogue de transistors — de plus en plus fourni — nous nous sentons coupables d'une lacune que nous voulons combler ici. Que signifie planar, méso ou drift et en quoi un transistor est-il épitaxial ?

Bref, c'est de leur constitution et du chapitre particulièrement passionnant de leur fabrication que nous voudrions vous entretenir ici ; nous nous efforcerons même d'y inclure les conquêtes les plus récentes qui font entrer en ligne de compte, ni plus ni moins, que le bombardement neutronique, celui-là même des réacteurs nucléaires.

Avant cela cependant, disons deux mots de leurs conditions d'emploi, surtout en haute fréquence et par voie de conséquence, du support dans lequel ils seront incorporés : les éléments « intégrés » que nous citerons ensuite feront directement pendant à ces problèmes-ci.

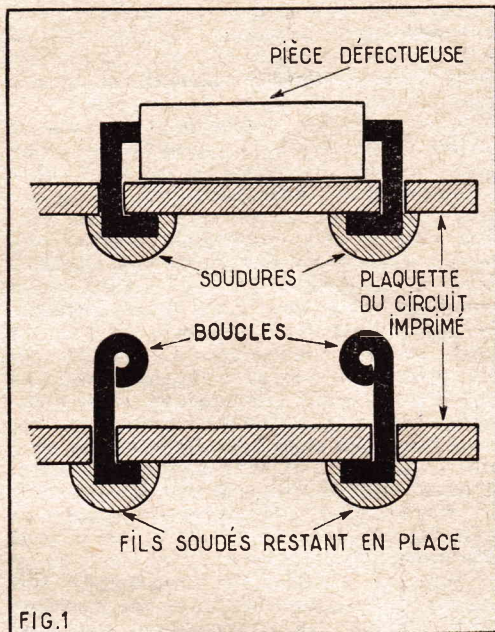
Les circuits imprimés.

Malgré le scepticisme et même la défaveur, dont on pouvait faire montre dans les débuts de ces dispositifs, on doit bien admettre aujourd'hui, à la fois leur existence et leur tenue satisfaisante. Cela n'empêche, par contre, nullement de continuer à les considérer, sinon comme des engins particulièrement fragiles, du moins comme les éléments qui, dans une réalisation d'amateur ou de professionnel, exigent le plus de précautions, aussi bien lors de la conception qu'à l'occasion d'un dépannage ou d'une mise au point.

En dehors du montage proprement dit, et sans songer aux problèmes qui auraient pu se poser aux réalisateurs, il faudra distinguer deux parties fondamentales, dont chacune exigera un traitement approprié : le support isolant et la couche conductrice apposée avant « l'impression ».

Les matières premières isolantes que l'on peut rencontrer, papier, fibre de verre ou teflon, admettent, toutes trois, une valeur-limite de la quantité de chaleur dégagée, et si, au cours d'un fonctionnement normal, on ne risque guère de la dépasser, il n'en est plus de même lors d'un dépannage ou même d'une mise au point. Le fer à souder, ennemi N° 1 des transistors, trouvera là un nouveau terrain de méfiance, qu'il sera bon de ne pas perdre de vue. A toutes trois aussi s'attachent des propriétés mécaniques, relativement limitées, et de façon générale, ces plaquettes seront assez fragiles — leur épaisseur dépasse rarement 2 mm et se situe plutôt aux environs d'un seul ou de 15/10^e — pour que l'on renonce d'office, par exemple, à tout perçage de trou supplémentaire.

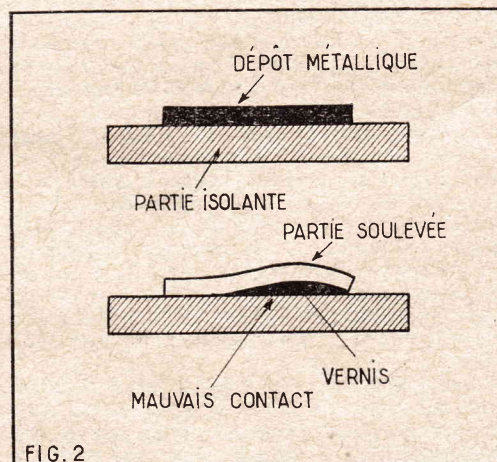
Mieux, et nous ne faisons là que reprendre une règle fort répandue, nous déconseillons formellement tout essai de dessouder tel ou tel organe pour lui en substituer un autre. Une seule solution



nous paraît acceptable : couper les fils de connexion de l'ancienne pièce, de préférence à une longueur suffisante pour former une boucle (fig. 1), et se servir de celle-ci comme cosse de départ pour la nouvelle pièce détachée. Mais même cette opération de soudure, courante et simple dans l'électronique, ne doit pas être exécutée sans de très grands soins et, en particulier, ce sera l'endroit d'oublier totalement ces mauvaises habitudes, déjà condamnables par ailleurs, et qui consistent à placer la soudure directement sur la panne du fer à souder ; en dehors de la destruction inévitable du décapant avant même qu'il n'ait pu remplir son office, on court le risque de projeter cette résine aux alentours et de la voir se déposer en un endroit indésirable.

Nous préconisons, certes, de ne pas effectuer de perçage sur une plaquette imprimée, mais si, par malheur, on ne peut s'en dispenser, il ne faudra pas oublier que l'action de la chignole s'exercerait sur une couche (généralement) de cuivre, apposée (généralement) par des moyens électrolytiques et dont l'épaisseur se situe aux alentours de 50 microns !

Il devient alors évident qu'une telle couche pourrait se détacher sans que l'on s'en aperçoive immédiatement et comme,



après notre travail, il serait indiqué revêtir le tout d'une couche protectrice de vernis (fig. 2), nous risquerions de constater ce méfait qu'après un certain temps. Inutile d'insister sur l'effet néfaste auprès du client.

C'est bien ce vernis qui soulèvera d'autres problèmes encore, surtout au stade de dépannage et nous voudrions, en tout premier lieu, vous mettre en garde contre la tendance trop souvent constatée, qui consiste à gratter les traces de « résine » autour des soudures. Certes, ces petites monticules transparentes ressemblent à du décapant de nos « fils » de soudure, mais il s'agit, en réalité, d'un vernis dans lequel on aura bien souvent plongé l'ensemble du montage, autant pour le soustraire à l'influence — toujours néfaste — de l'humidité, que pour consolider ses performances mécaniques. Et c'est bien ce vernis qui se situe notre deuxième suggestion.

Il n'est pas impossible que vous ayez parfois l'impression que dans l'espace restreint d'un récepteur à transistors réalisable s'est livré par endroits à un véritable gaspillage de place. Pour tenter de « remettre dans l'ordre » vous appuyez alors sur tel ou tel organe pour mieux le plaquer contre la surface de la plaque imprimée faisant fonction de châssis. En procédant de la sorte, non seulement vous risquez de fausser ou même d'abîmer certains éléments de fixation, mais — et c'est peut-être plus grave encore — vous bruyez littéralement la couche de vernis qui a été déposée dans l'intervalle réservé, souvent volontairement par le fabricant pour permettre précisément, lors de l'imprégnation, au vernis puisse s'y glisser.

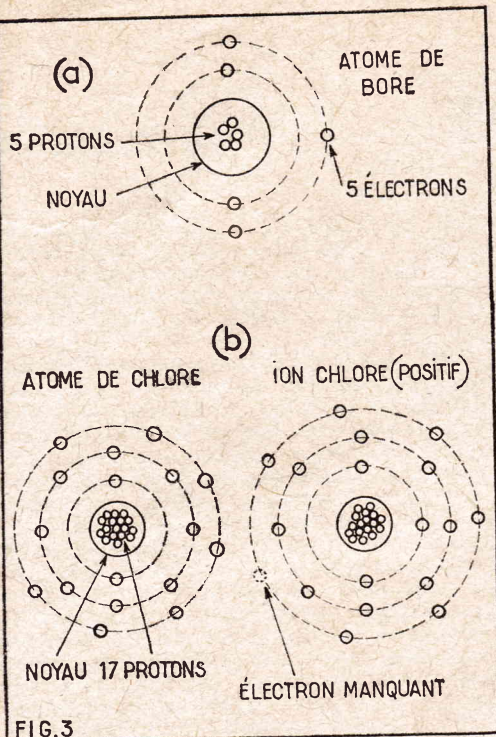
Enfin, n'y abusez pas du souplissement des autres gaines isolantes sous prétexte d'éviter des court-circuits : ceux-ci sont très rares, par suite essentiellement de la parfaite immobilisation des organes sur la plaquette même, par contre ce seront de véritables « pièges à humidité ».

Bombardement neutronique.

Dès le début de cette série, nous avons pu voir que nous ne pouvions faire autrement que de nous occuper d'un certain nombre de « propriétés de la matière », tant il était — et il est — évident que les transistors n'auraient jamais pu naître, ni surtout progresser, sans une connaissance approfondie de cette matière et de la Physique moderne. Rappelons-en donc l'essentiel avant d'aborder ces nouvelles versions basées, précisément, sur le noyau atomique.

De la classification — dite par « périodique » — des éléments naturels, seules nous intéresseront, ici, où nous nous occupons uniquement de diodes et de transistors, les trois colonnes qui portent couramment les chiffres — romains — III, IV, et V, et dont celle du milieu est la plus étroite, celle qui ferme le semi-conducteurs proprement dits. Certes, il n'est pas faux de ramener l'impression de telle matière dans une colonne plutôt que dans l'autre au nombre d'atomes périphériques que comporte l'atome et de se trouver ainsi devant un nombre croissant en allant de la gauche vers la droite ; le dopage, par exemple, qui fait appel aux matières de valence III (P, comme positif) ou V (N, comme négatif) conduit à une sorte de déséquilibre libre de ces électrons qui, dans les semi-conducteurs se placent sur l'orbite externe et qui pourraient rendre ces élém

(1) Voir les nos 185 et suivants de Radio-Plans.



aussi bien conducteurs qu'isolants. Le bore et le phosphore rempliraient, par exemple, cet office pour le silicium, semi-conducteur par excellence et en passe de prendre le dessus sur le germanium.

Une observation plus stricte des réalités devrait, cependant déduire cette classification du nombre de protons (fig. 3a) inclus dans le noyau de ces atomes : au repos, c'est-à-dire sans l'intervention d'événements électriques, leur nombre équivalait, nous sommes d'accord là-dessus, à celui de la totalité des électrons, mais ce qui importe surtout, à nos yeux, c'est le fait indéniable que l'expulsion d'un électron ne change pas la matière elle-même : un atome de chlore qui aurait perdu un tel électron serait devenu (fig. 3b) tout simplement un ion de chlore et même un ion positif. Si, par contre, on réussissait à expulser un *proton* de ce même atome de chlore, on se trouverait en présence — simple hypothèse qu'il ne faut pas nous demander de transposer sur un plan

pratique — d'un atome de soufre, donc bien d'une particule d'une matière fondamentalement différente, tant sur le plan chimique que sous l'angle physique et même mécanique.

Si donc, l'effet de la semi-conduction naît, par cette sorte de déséquilibre déjà évoqué, il devrait, théoriquement suffire de modifier la structure atomique d'une partie d'un échantillon de matière pour le rendre apte à remplir ce rôle. C'était là la pensée théorique et... c'est ce que les chercheurs américains viennent de réussir dans ce nouveau type de transistor.

Dans certaines réalisations — car il semble à l'heure présente que l'on se dirige dans diverses directions — on part effectivement d'un échantillon de ce phosphore, que nous avons déjà cité, en relation avec la semi-conduction. Par ce que nous pourrions appeler un tir bien ajusté à l'aide de neutrons (fig. 4a) — d'où notre sous-titre — on cherche à priver certains de ces atomes de phosphore de l'un de leurs protons nucléaires. Le noyau du phosphore en compte normalement 15 et par cette suite d'expulsions, dont l'emplacement est soigneusement choisi (fig. 4b), on obtient une région de noyaux à 14 protons seulement ; or, sans aucune exception, et aussi difficile que cela soit à concevoir, de tels noyaux ne peuvent appartenir qu'à des atomes de silicium et on a ainsi effectivement transformé d'un seul coup et par une modification uniquement nucléaire, le phosphore initial en un ensemble NPN (fig. 4c), où le phosphore continue, comme de coutume, à faire fonction de dopeur N.

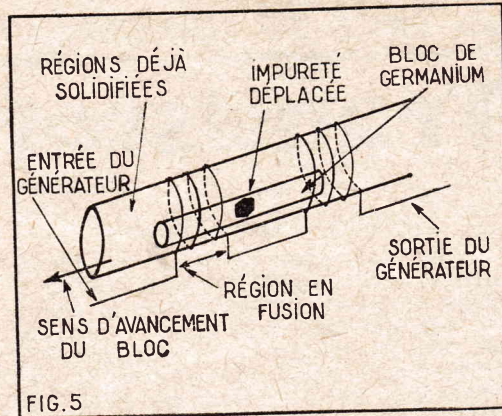
En dehors de la simplicité apparente du procédé, on aboutit à des performances exceptionnelles, tel le coefficient d'amplification en courant, qui (fonction, en particulier, comme nous avons eu l'occasion de le faire ressortir, de l'épaisseur de la base), se trouve sensiblement accru (bêta dépasse 2 centaines !) : on peut, en effet, admettre que la base épouse la dimension d'un seul noyau, soit une toute, toute petite fraction de millimètre. De toute façon, admettons un peu de recul avant de nous lancer dans des prophéties, mais nous serions tout de même étonné qu'avant longtemps ces nouvelles versions n'aient, par leurs perspectives tout à fait exceptionnelles, détrôné bon nombre de modèles actuels !

Procédés classiques.

... qui pourtant font appel à des techniques d'une astuce rarement égalée et d'une audace peut-être plus remarquable encore dans le domaine de (presque l'infiniment) petit que n'en témoigne l'aviation en reculant les limites de la vitesse.

Pendant fort longtemps, on se cantonnait, pour les transistors proprement dits dans la matière première pourtant relativement rare sur terre qu'est le germanium, réservant le silicium plutôt aux diodes et encore à celles qui devraient redresser de fortes puissances électriques. Passons rapidement sur les procédés de purification plutôt chimiques pour arriver à la conclusion que le taux de raffinage ainsi atteint, représente le centième seulement du degré de pureté indispensable pour pouvoir employer le germanium, comme matériau fondamental de la constitution d'un transistor. Les moyens chimiques et purement mécaniques ayant été totalement épuisés, il fallait bien songer à des principes différents — surtout pour atteindre la structure mono-cristalline de cet élément.

Le germanium de provenances diverses qui se présente alors généralement sous la forme d'un barreau cylindrique est introduit (fig. 5) dans un four qui présente

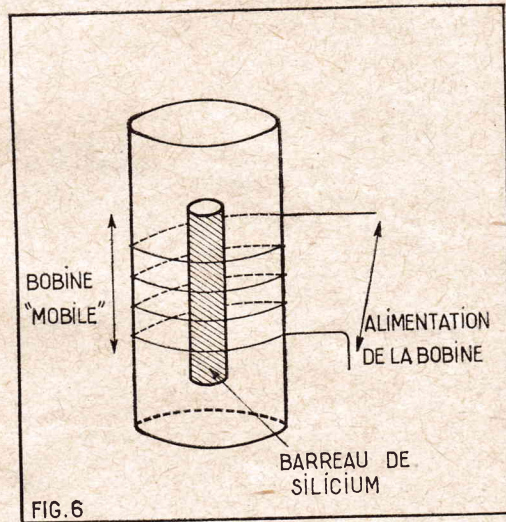
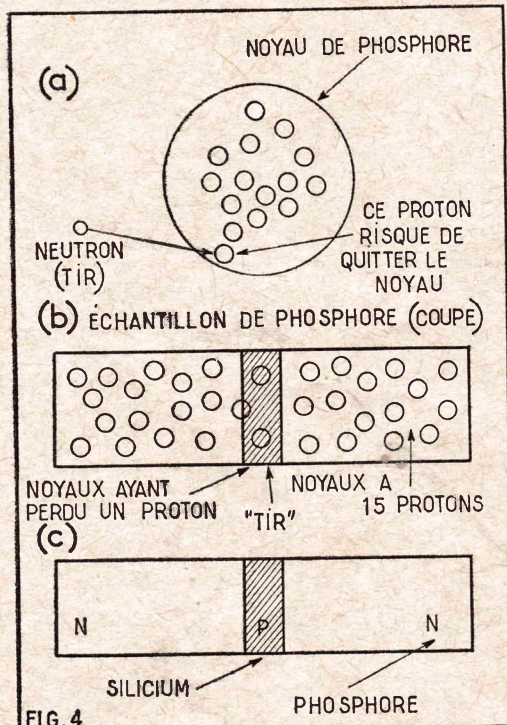


la double particularité d'être alimenté en haute fréquence et d'utiliser, pour cela, toute une suite de bobines : le germanium qui avance lentement devient, d'endroit en endroit, et tour à tour, le siège d'une très forte induction qui provoque sa fusion, strictement localisée, et sa resolidification, tout aussi limitée dans l'espace : durant cette phase visqueuse, plutôt que liquide, les particules impures, soit plus lourdes, soit à température de fusion différente, restent vers l'arrière et les sections du barreau, qui ont déjà traversé toute la suite des bobines, peuvent être considérées comme possédant le degré de pureté recherché.

Le principe est maintenu pour le silicium, mais pour éviter sa recombinaison avec certaines impuretés on le déplace plutôt dans un four à disposition verticale et on inverse parfois même le principe, en le maintenant fixe (fig. 6) et en déplaçant devant lui l'enroulement de spires chauffantes.

A ce stade, notre échantillon présente deux incompatibilités avec le principe de la semi-conduction :

* Il serait plutôt trop pur et on devra lui ajouter, à un taux rigoureusement noté, des « impuretés », qui, elles aussi, devront, contrairement à ce que semble



indiquer leur nom, présenter un très grand degré de pureté ;

* Il se présente bien sous cette forme cristalline dont nous avons déjà fait ressortir la nécessité à plusieurs reprises mais ces cristaux, infiniment petits, n

CADNICKEL
50% DE REMISE

Voir publicité page 6

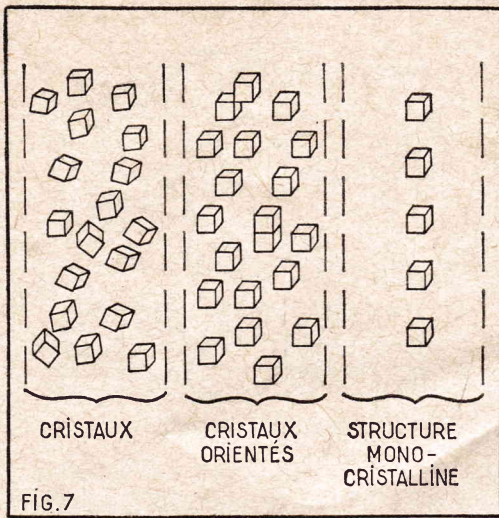


FIG. 7

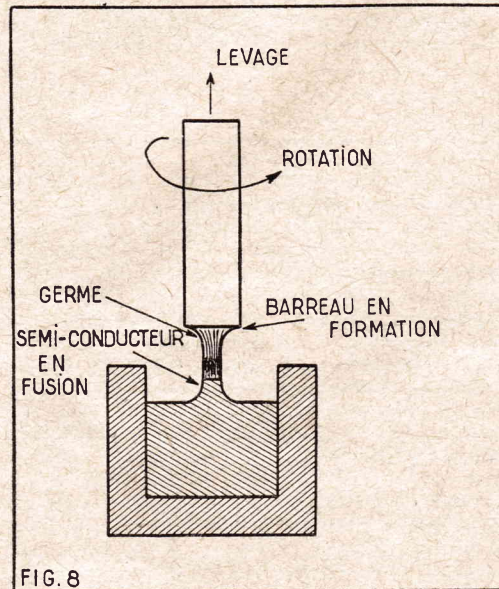


FIG. 8

se placent pas tous dans la même direction : si nous les assimilons à de petits cubes élémentaires (fig. 7), leurs faces ne se situeront pas dans des plans parallèles. De récentes photos, prises au microscope électronique ou polarisant, ont confirmé (pour des polymères) le principe d'une technique qui avait déjà été appliquée depuis un certain temps pour l'obtention de ces monocristaux désirés.

On place (fig. 8) à l'extrémité du barreau un « germe », échantillon particulièrement pur, ainsi qu'une faible dose de l'impureté choisie (arsenic, antimoine, phosphore, bore, indium, aluminium, gallium...). Le tout est replacé dans un four électrique à HF et déplacé à une vitesse de haute précision tout en étant animé d'un mouvement de rotation : les impuretés chercheront à se déplacer — on dit à « diffuser » — au fur et à mesure, et dans des proportions déterminées, dans les seules zones où la fusion est atteinte, et cela, en suivant, à la fois, l'orientation initiale du germe et le sens d'avancement du bloc. La vitesse de refroidissement prend, elle aussi, une très grande importance pour la recristallisation, pour éviter toute irrégularité.

Suivant le procédé employé, car il existe certaines variantes sur lesquelles nous ne pouvons nous étendre ici, on obtiendra un barreau entièrement dopé du même type, soit P, soit N, ou bien une succession régulière de zones de l'un ou l'autre des deux types (fig. 9). A l'aide d'un réseau de lames parallèles, dont le but n'est pas de le scier directement, mais de répartir à sa surface un liquide

abrasif qui l'usera (fig. 10), on débite le barreau en une suite de pastilles dont le nombre a été triplé grâce à ce nouveau procédé de découpage.

Malgré son faible diamètre, de l'ordre de 2 cm, chacune de ces rondelles fournira (fig. 11) une centaine de carrés dont chacun constituera le cadre-support d'une base (l'une des trois électrodes) de transistor ; cette méthode présente, de plus, l'avantage de fournir des échantillons particulièrement minces, ce qui améliore, à la fois, les capacités parasites et les courants de fuite.

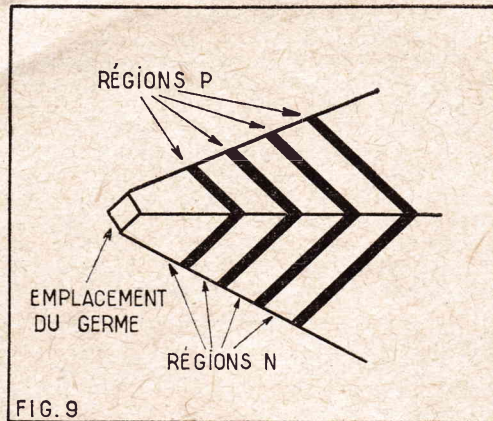


FIG. 9

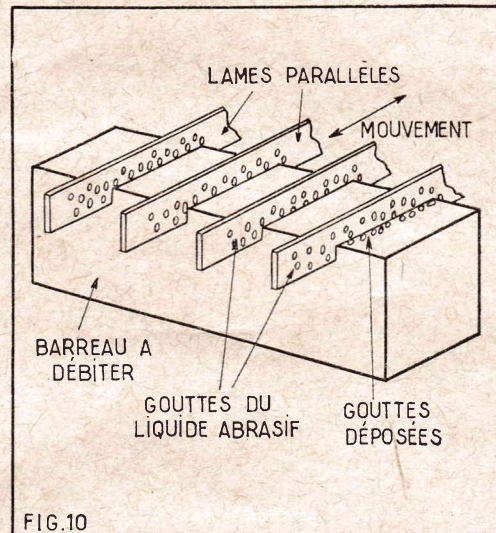


FIG. 10

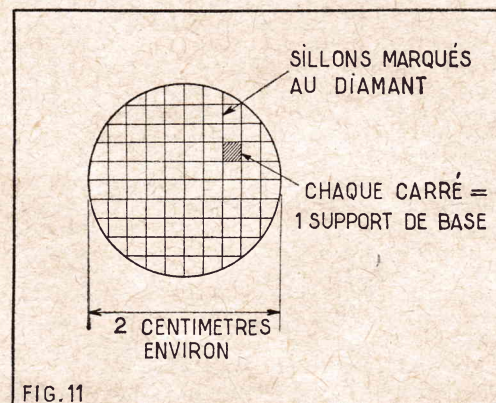


FIG. 11

Les connexions.

Citons juste pour mémoire, les types à pointe qui ne sont pratiquement plus utilisés aujourd'hui que sous la forme de diodes : c'est bien à eux que l'on doit — il faut le reconnaître — la découverte de « l'effet transistor », mais ils présentaient de très graves inconvénients, notamment un bruit de fond intolérable, qui auraient limité à jamais les progrès, si on avait continué les recherches dans cette voie.

Passons aussi rapidement sur les modèles devenus maintenant courants, alliage et à diffusion. Sur chacune des faces de notre plaquette-base, choisie ici du type-N, on place (fig. 12), tout d'abord, une bille, généralement d'indium (donc un dopeur P) et de dimensions différentes pour le collecteur et l'émetteur. On porte le tout à une température telle que l'indium fonde, sans que, pour autant, la zone du germanium intéressée par cet échauffement dépasse quelques microns, comme c'est cette température qui détermine, à la fois, la profondeur de pénétration de l'indium dans le germanium. L'épaisseur de la base qui subsiste entre les deux jonctions, on comprend l'importance d'un contrôle rigoureux qui joue en fait, sur 4 ou 5 degrés au moment où la température se situe aux alentours de 600°.

Dans leur principe, les modèles à grande puissance, qui ne sont pas le moins du monde sujet d'étonnement dans la technique du transistor, puisque, sous un volume 20 fois plus réduit et avec une dissipation considérablement plus faible on atteint des puissances acoustiques équivalentes à celles de très gros tubes, dans leur principe donc, ces transistors relèvent encore de ce même mode de fabrication : tous les éléments constitutifs présentent cependant des dimensions nettement plus grandes et, métriquement (fig. 13), c'est le collecteur (prévu pour dissiper la plus grande quantité de chaleur) que l'on relie au boîtier général. D'où la double nécessité de fixer un tel transistor sur un châssis métallique qu'après avoir soigneusement isolé son boîtier et de respecter scrupuleusement

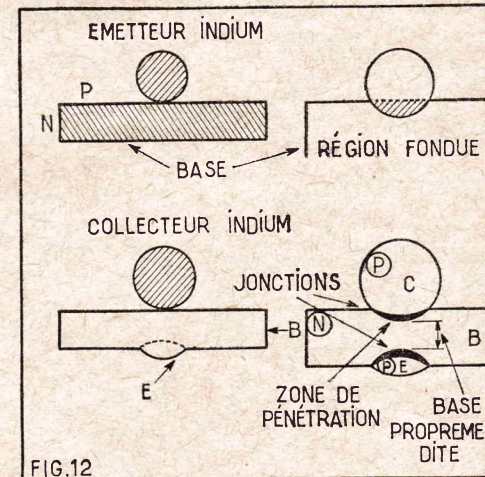


FIG. 12

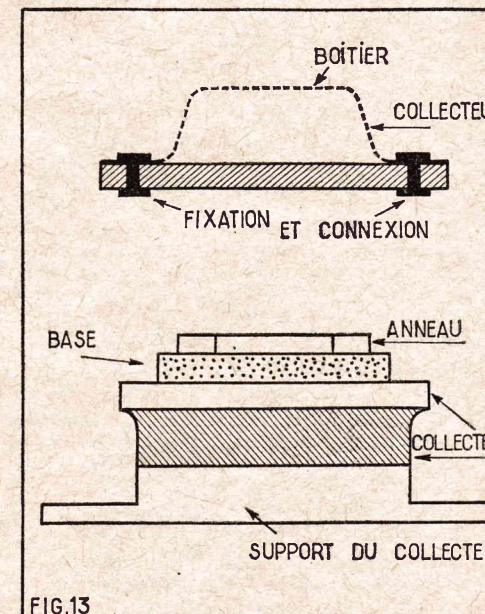
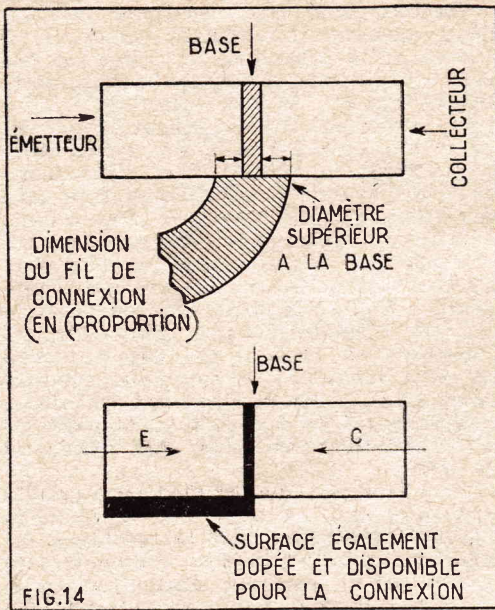


FIG. 13



de l'opération, intensité du courant, etc.) Cette zone de base, disons supplémentaire, est créée, la plupart du temps, en exposant le spécimen à des vapeurs d'un élément qui fait encore partie de l'une des colonnes de la classification des matières, capable de doper convenablement un semi-conducteur et c'est encore à ce principe que font appel les versions les plus évoluées des transistors, les...

Mésa et Drift.

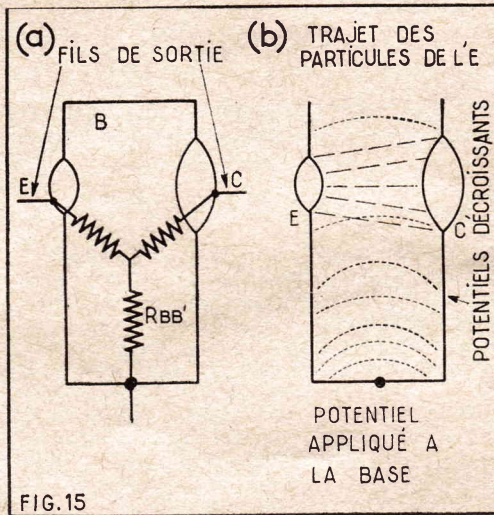
Le but essentiel recherché par le dopage à l'aide d'impuretés, peut s'exprimer de deux manières, ou bien modification de la conductibilité de l'une ou l'autre des sections du transistor, ou bien modification du rapport naturel entre les charges électriques. A tout déplacement de charges électriques — avant tout électrons et trous — on peut associer automatiquement l'apparition de potentiels différents, mais, par suite d'une distribution presque toujours inégale, on ne trouve pas des valeurs identiques à des distances différentes de la connexion; or, comme les trajets des particules se situent, elles aussi (fig. 15b),

ment les indications fournies par le constructeur quant aux dimensions à prévoir pour le radiateur calorifique. (Nous reviendrons, d'ailleurs, sur cette très importante question, qui, nous ne saurions dire pourquoi, passe souvent au second plan dans l'esprit des amateurs).

C'est encore ce problème des connexions qui fait aboutir à l'absurdité apparente suivante : de même que, dans un tout autre domaine, il semble plus difficile de concevoir des dispositifs de freinage sur un avion à réaction que de le faire voler à des vitesses largement supersoniques, de même on est parfaitement capable de produire des spécimens aux performances inégalées, surtout par réduction des dimensions et des épaisseurs, mais pour relier chacune des électrodes au monde extérieur, on doit employer des fils (fig. 14a) dont les sections sont incommensurablement plus élevées.

De nouveaux modèles de transistors, dits — par certains fabricants — « triode-HF », résolvent le problème d'une manière fort originale : la base, car c'est d'elle qu'il s'agit bien souvent, se trouve bien placée encore sur le trajet des particules à injecter en provenance de l'émetteur, mais (fig. 14b) elle se prolonge à l'extérieur, parallèlement au « bloc » de ce dernier. On dispose ainsi d'une surface relativement grande pour effectuer la soudure avec le fil de connexion, mais on crée ainsi également, la possibilité d'agir sur l'une des caractéristiques des transistors-HF.

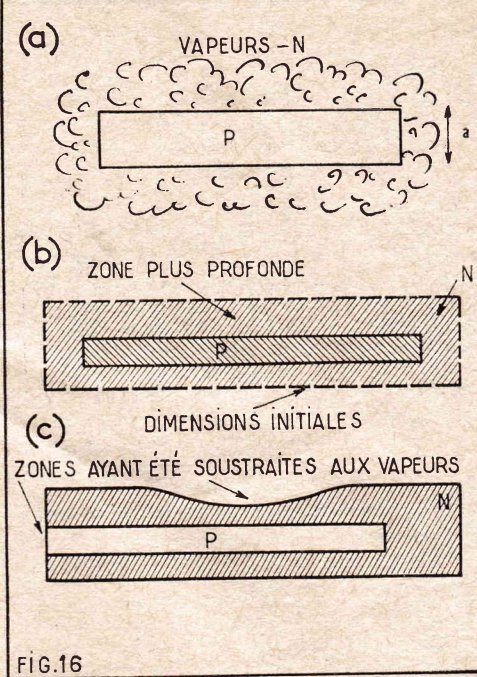
Rappelons qu'en ramenant, grâce aux circuits équivalents, tous les phénomènes qui se déroulent à l'intérieur d'un transistor à de simples résistances, on en obtient une, $R_{bb'}$ (fig. 15), qui, sans participer à proprement parler à l'effet amplificateur, divise tout de même, dans une proportion importante, les tensions appliquées extérieurement. Ici, on utilise la loi fort élémentaire qui fait dépendre la résistance d'un conducteur, essentiellement de ses caractéristiques géométriques et on peut ainsi modeler la base à sa guise en soumettant l'ensemble réalisé, et presque terminé, à un traitement électrolytique approprié (choix de l'électrolyte, durée



à des distances différentes, il s'ensuit une véritable distorsion suivant que l'on considère un endroit du collecteur (but final de tous ces voyages) ou un autre. L'idéal serait de doper inégalement chacune de ces zones pour répartir ces potentiels de façon régulière et c'est effectivement ce que l'on obtient par la diffusion gazeuse.

Une plaquette du type P est soumise à des vapeurs (ici) d'azote — élément qui fait partie de la colonne V et qui est donc capable de doper négativement — et comme la structure de toute la surface s'en trouve modifiée (fig. 16a) la profondeur de la zone de pénétration dépend, en dehors de la matière première employée, essentiellement de la durée de l'opération; on dispose là d'un moyen de dopage inégal, d'autant plus que l'on peut masquer (fig. 16b) certains endroits pour augmenter, ou au contraire pour réduire, l'épaisseur de la couche modifiée; on compare parfois les effets obtenus à des pentodes à pente variable et on n'a pas tort de le faire.

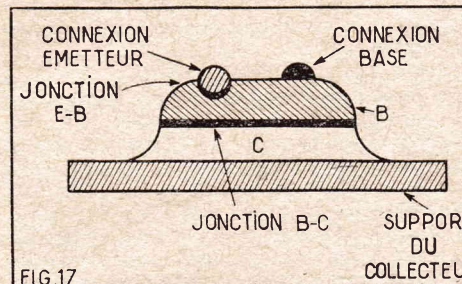
Cet effet « Drift » est exploité à fond dans les transistors MESA, terme qui revient souvent dans les documentations techniques et dans les publicités commerciales et qui viendrait, paraît-il de l'espagnol, où il signifierait à peu près, « colline », rappelant en cela l'aspect final de ce type. En fait, plusieurs procédés conduisent à des structures différentes, tout en respectant le rôle de chacune des étapes : on oxyde toute la surface d'une pastille de silicium N (cas que nous envisageons ici arbitrairement) et par un procédé que



l'on peut rapprocher autant de la lithographie que de la photographie, on supprime (fig. 17) certaines régions que l'on soumettrait alors à un traitement spécial pour y apposer, d'abord, la matière de liaison avec l'émetteur, puis l'émetteur lui-même. Celui-ci sera, soit du gallium soit du phosphore, soit encore la même bille d'indium que dans d'autres fabrications. Nouvelle suppression d'une zone de l'oxyde initial pour créer la zone de contact de la connexion de base et finalement d'une part, par suppression, à l'acide des bords de la pastille, pour précisément donner à l'ensemble cet aspect « mésa » et, d'autre part, par soudure de la pastille de départ, devenue collecteur, sur une embase dorée, traitée au molybdène.

L'amélioration ainsi apportée aux transistors courants devient sensible surtout aux fréquences élevées et aux régimes impulsions, puisque la fréquence coupure définie précédemment, sera maintenant de l'ordre de quelques dizaines, sinon centaines, de mégacycles : de façon générale, c'est à ce genre de transistor que l'on fait appel dans les ensembles prévus pour la télévision et la modulation de fréquence et les résultats obtenus sont trop connus, pour que nous les détaillions ici.

Les versions épitaxiales des transistors mésa, enfin (principe que l'on retrouve d'ailleurs aussi, pour les modèles planaires) dont nous allons parler incessamment séparent (fig. 18) le collecteur lui-même en deux zones bien distinctes dont l'une participe directement aux phénomènes de la semi-conduction, alors que l'autre aurait plutôt pour rôle d'assurer l'évacuation de la chaleur par suite de sa conductibilité nettement accrue, obtenue grâce à un dopage différent. Le domaine 1000 MHz semble ainsi s'ouvrir à de nouvelles applications des transistors où sont les prophéties d'antan (lisez



CADNICKEL
50% DE REMISE
Voir publicité page 6

Apprenez à connaître

LES CIRCUITS ÉQUIVALENTS

par E. LAFFET

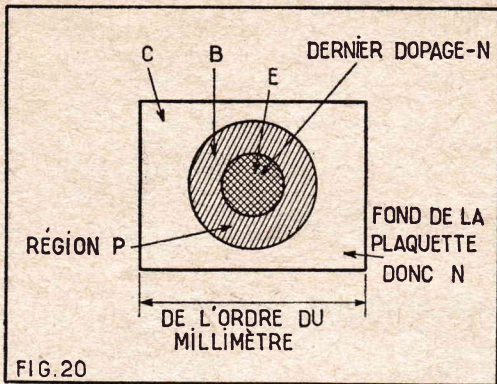


FIG. 20

dix ans) qui limitaient, une fois pour toutes, les transistors à la BF ?

Planars.

Peu nombreux sont les mois qui nous séparent de leur invention et déjà ils semblent acquérir droit de cité, tant leurs caractéristiques restent immuables dans le temps. C'est d'ailleurs là une façon très particulière d'aborder leurs grandes qualités, puisque le recul dans le temps nous fait précisément défaut pour apprécier leur longévité. Un fait est cependant certain : si d'autres transistors risquent de voir leurs paramètres varier tout simplement par suite du voisinage dans lequel ils sont placés et qui risquerait d'introduire de nouvelles impuretés, il n'en sera pas de même pour les versions « planar » qui préservent les sorties et les jonctions de toute contamination indésirable par des impuretés autres que celles qui ont été incorporées lors de la fabrication.

Cette protection est due à la passivation qui consiste essentiellement (fig. 19) en une protection de toute la rondelle initiale : on traite ces pastilles en bloc avant même de les séparer en carrés, comme on l'a fait pour obtenir de simples bases. En un premier temps, toute la surface du semi-conducteur est recouverte d'une couche d'oxyde dont on supprime successivement différentes zones pour pouvoir les doper. Le procédé ressemble donc bien à celui que nous venons de citer pour les types-mésa, mais toutes les régions non intéressées par l'opération en cours restent protégées sans cesse, alors que dans les mésa elles ne sont couvertes que pendant la durée du traitement.

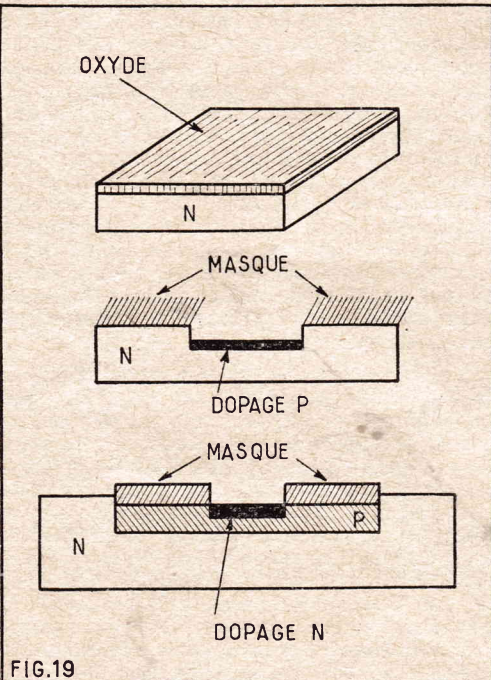


FIG. 19

Si on consulte les catalogues qui donnent les caractéristiques des triodes aussi bien que des pentodes, on n'y trouve guère que trois valeurs, la pente, la résistance interne et le coefficient d'amplification. Elles semblent cependant suffisantes pour permettre de distinguer parfaitement entre les divers types rencontrés, dans quelque fonction que ce soit, amplificateur en tension ou en puissance et même oscillateur. Or, voici que les tableaux officiels consacrés aux transistors, ne se bornent pas à renfermer pour chaque type une bonne vingtaine de telles valeurs, ils les complètent encore par des représentations symboliques dont l'interprétation exacte n'est pas toujours aisée.

La triode.

De façon générale, les circuits équivalents, qui ne sont nullement l'apanage des semi-conducteurs, partent de l'idée suivante : chaque fois qu'une tension appliquée aux bornes d'un circuit provoque le passage d'un courant, on doit pouvoir représenter la totalité de ce circuit par une résistance : la division, en effet, d'une tension par un courant équivaut, d'après la loi d'Ohm, à une résistance.

Prenons l'exemple d'une triode dont les tensions de commande sont généralement appliquées entre la grille et la masse (fig. 1a) afin de modifier l'importance du faisceau électronique par variation de

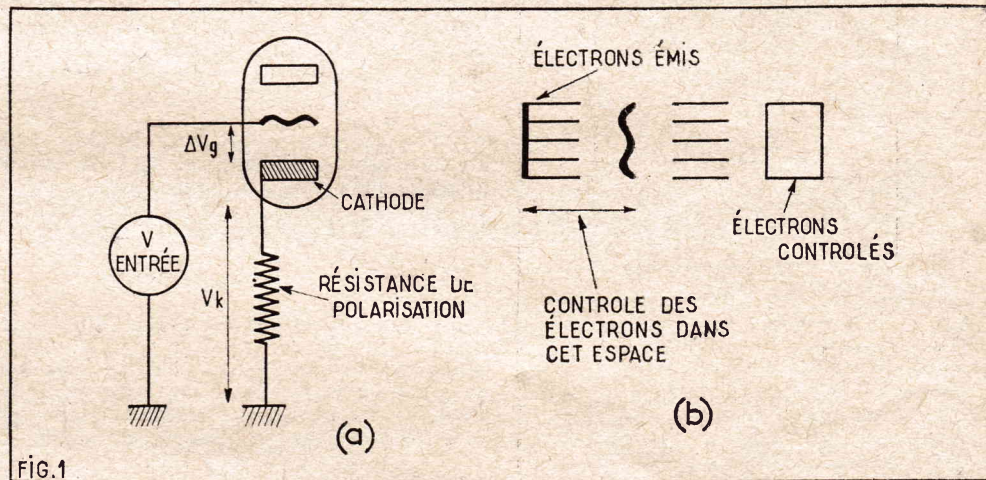


FIG. 1

Notre figure 20 montre l'aspect de l'un des transistors ainsi obtenus, mais il faut bien se rendre compte que l'on en fabrique de cette façon 2 ou 300 en un seul cycle ! On comprend alors que de tels types se prêtent tout particulièrement à la réalisation de circuits, dits « intégrés » dans lesquels on ne se borne pas à fabriquer tout un jeu de semi-conducteurs imprimés, mais où on leur adjoint encore toute la suite des organes utiles dans un circuit donné : condensateurs, résistances et même selfs. C'est là le véritable triomphe de la régularité.

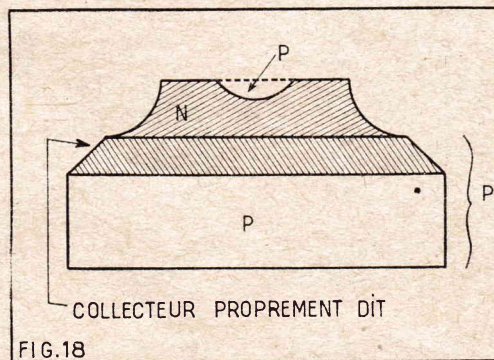


FIG. 18

potentiel de la grille. On voit que seuls les potentiels qui apparaissent réellement entre la broche « grille » et la broche « cathode » (fig. 1b) risquent vraiment d'exercer leur influence sur les électrons. Ici, le circuit équivalent devient évident, puisque les seuls éléments, capables de déterminer le courant anodique variable résultent de la présence d'un générateur branché sur les deux résistances en série : la résistance interne et la résistance de charge du circuit-plaque. La forme même du générateur d'entrée résultera encore du principe même de ces circuits : c'est le courant-plaque qui détermine, par ses variations, le potentiel variable dans le circuit-plaque (fig. 2a) et comme ce potentiel équivaut à K (le coefficient d'amplification statique) fois la tension d'entrée le générateur appliqué à la grille aura pour expression $K \Delta V_g$ (fig. 2b). Remarquez bien que nous aurions pu aboutir à la même conclusion en partant de l'équation de la triode.

$$(e + R_p) \Delta I_p = K \cdot \Delta V_g$$

Le circuit de substitution, reflet fidèle du fonctionnement de l'étage, ne contient pas, pour l'instant, d'élément de polarisation, puisque, aussi bien, nous n'en avons pas spécifié le type. Si, par contre, nous prévoyons maintenant que le point de fonctionnement sera déterminé par

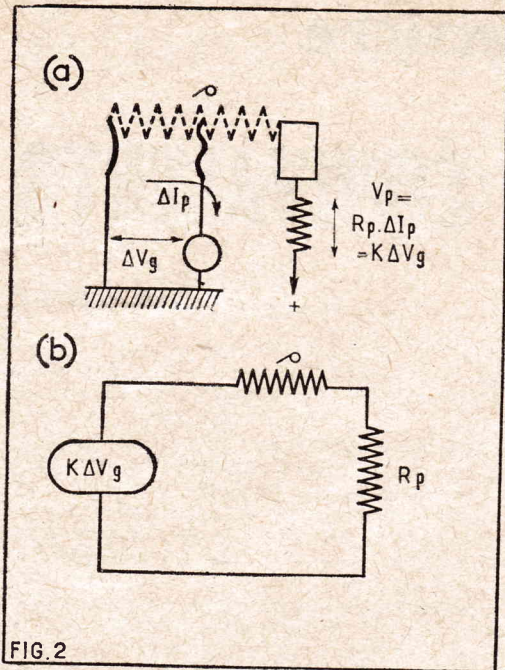


FIG. 2

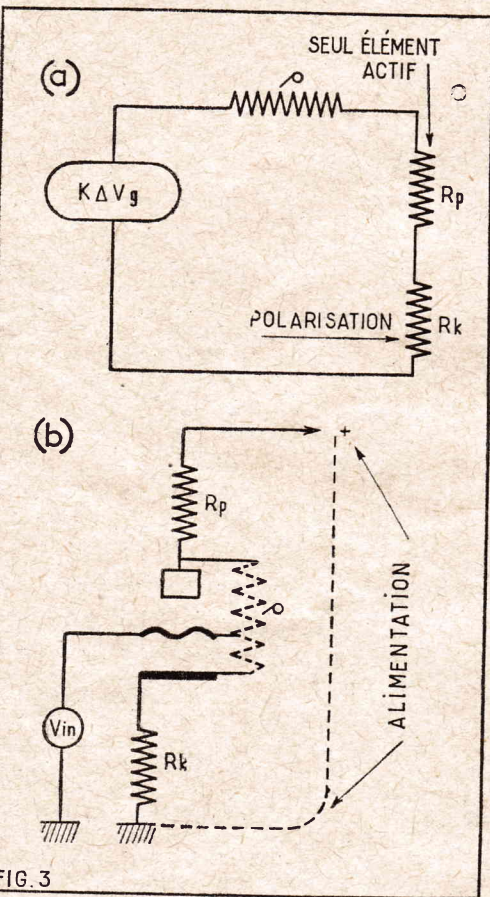


FIG. 3

une polarisation cathodique (fig. 3a) (donc automatique, mais non découplée), le circuit équivalent comportera un organe de plus, la résistance R_k (fig. 3b) et montrera bien que l'application de la tension d'entrée V_{in} se traduit encore par un courant variable ΔI_p , mais celui-ci provoquera maintenant trois chutes de tension différentes, V_k , V_g , V_{R_p} , parmi lesquelles seule cette dernière sera pratiquement exploitable.

Il rend également compte du fait bien connu que la droite de charge (fig. 4), tracée précédemment pour la seule résistance de la plaque R_p devra maintenant être reprise pour la somme $R_p + R_k$. Certes, cet écart restera négligeable tant que R_k représente le vingtième seule-

ment de R_p , (ici, par exemple, 1 K pour 50 K), mais dans bien des cas il faudra en tenir compte.

La diode.

Une diode parfaite ne doit conduire le courant que dans un sens et équivaloir, par conséquent, à un simple interrupteur (fig. 5a); sa caractéristique sera représentée par une ligne parfaitement horizontale tant que nous lui appliquons des potentiels négatifs (fig. 5b), mais, bien entendu, elle ne saura devenir rigoureusement verticale sous l'effet de potentiels positifs, car cela correspondrait à un courant infini ou encore à un véritable court-circuit de la diode. Comme il n'en est rien, nous représenterons cette diode parfaite par un interrupteur (fig. 5c) qui, lorsqu'il est enclenché, mettrait en service une résistance égale au quotient de la tension redressée (ou même la valeur efficace de la tension appliquée) et du courant qui en résulte.

Ce circuit équivalent sera légèrement modifié dans le cas le plus fréquent et plus probable d'une diode « normale », donc quelque peu différente de la perfection : la modification portera surtout sur le fait que même en présence de potentiels négatifs on constatera le passage d'un léger courant. Comme ce courant se lira surtout au moment où la diode n'est pas censée conduire, et où elle correspond donc à un interrupteur ouvert, nous ajouterons (fig. 6) à notre schéma 5 une résistance de valeur plutôt élevée, en parallèle sur l'interrupteur précédent. Lorsque celui-ci est ouvert, c'est la somme de R_2 et de R_1 qui est en série dans le circuit, et comme R_2 est faible, seule interviendra pratiquement R_2 ; la fermeture de l'interrupteur, par contre, revient à placer en parallèle sur R_2 une résistance nulle, d'où seule influence de R_1 .

Deux types de générateur.

Prenons l'exemple numérique d'un générateur de 100 V pourvu (fig. 7) d'une résistance interne de 25 000 Ω (cas qui pourrait correspondre à un tube triode) : dans ce cas, le courant maximum pouvant être délivré par ce générateur serait de $100 : 25 = 4$ mA.

On remarquera que, dans ce cas, la totalité de la tension disponible se retrouvera aux bornes de la résistance interne sous forme d'une chute de tension (fig. 7b), et on pourra dire alors que la tension délivrée sera celle-là même que l'on trouve aux bornes de cette résistance interne. Si maintenant (fig. 7c), nous plaçons à l'extérieur — donc entre les bornes A et C, une résistance, par exemple, de 1 000 Ω , le courant résultant aura pour valeur le rapport entre 100 et 26, soit quelque chose comme 3,8 mA, et tout se passera comme si la source ne délivrait plus que 96 à 97 V. Toute autre sera la situation, si la résis-

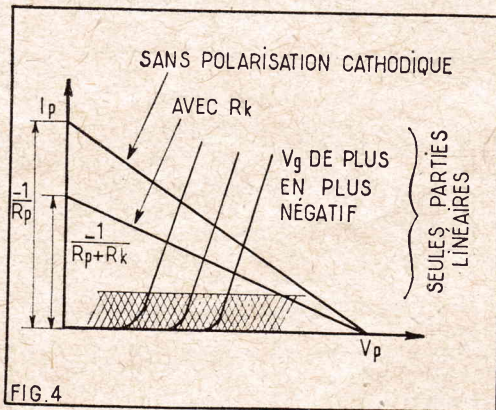


FIG. 4

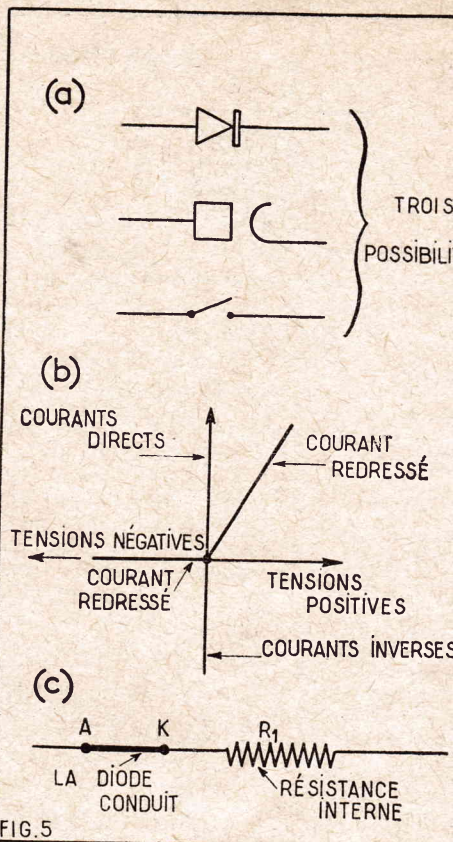


FIG. 5

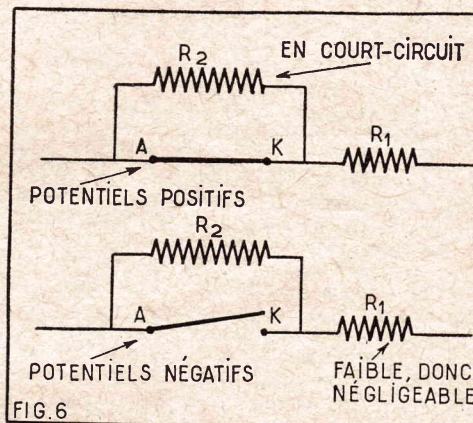


FIG. 6

tance externe équivaut à la résistance interne, puisque (fig. 7d) dans ce cas le courant tombera de moitié et nous pourrions dire que le générateur lui-même ne fournit plus qu'une sorte de tension active : 50 V. Enfin, en choisissant (fig. 7) une résistance nettement plus élevée que cette résistance interne, par exemple 75 000 Ω , le courant résultant ne sera plus que de 1 mA et, aux bornes du générateur, nous trouverons 25 V seulement. C'est donc là la situation d'un générateur qui délivrerait des tensions, mais nous ne pouvons reproduire encore la même situation en partant de l'idée, qui est d'ailleurs plus difficilement concevable, d'un générateur en intensité.

En reprenant ces mêmes valeurs numériques, nous pouvons voir (fig. 8a) que ce générateur délivrera au maximum le 4 mA que nous avons obtenus en mettant en court-circuit les sorties A et C du générateur en tension, mais, dans ce cas-cela, ces 4 mA n'existeront que si les sorties d'un tel générateur restent ouvertes. Le seul organe aux bornes duquel nous pourrions retrouver notre différence de potentiel de 100 V serait une résistance de 25 000 Ω que l'on pourra considérer encore comme une résistance interne, mais placée, cette fois-ci (fig. 8b), en parallèle sur la source

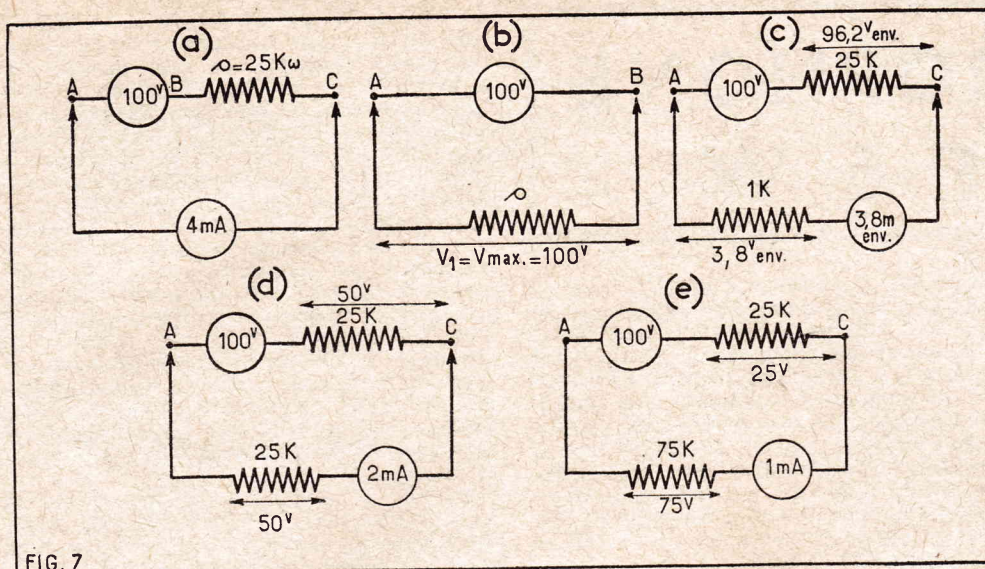


FIG. 7

du courant. La situation obtenue dans le cas précédent avec une résistance de $75\,000\ \Omega$ se retrouvera ici encore avec les mêmes valeurs. Le maximum de courant pouvant être délivré par le générateur se divisera, en effet, d'une façon inversement proportionnelle aux résistances elles-mêmes, nous aurons donc bien 3 mA dans la branche $25\,000\ \Omega$ (autrement dit dans la résistance interne) et un milliampère dans la résistance extérieure (fig. 8c). Nous aurons donc effectivement un circuit équivalent dans les deux cas.

dérera l'ensemble de ce transistor comme un générateur qui pourra transmettre, amplifiés, vers l'étage suivant, les tensions qui ont été confiées à son entrée (fig. 9b).

Comme nous venons de le voir, un tel générateur sera en mesure de délivrer le maximum de son courant, lorsque ses sorties seront mises en court-circuit, c'est-à-dire lorsque la seule résistance en présence dans le circuit sera formée par la résistance interne et on trouvera ainsi tout simplement le rapport entre cette force

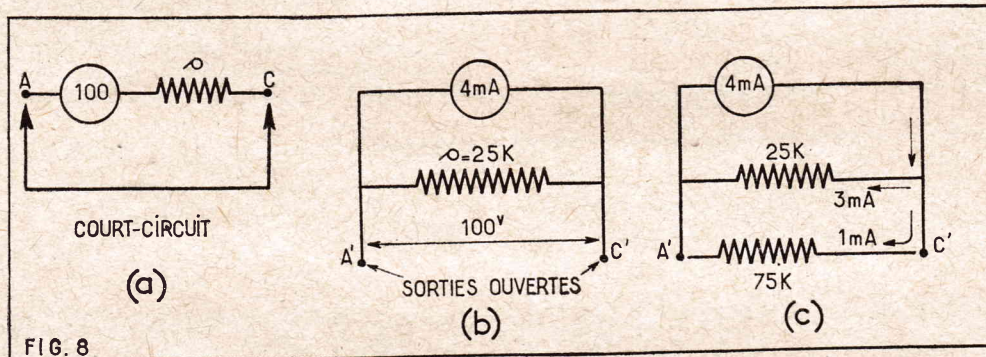


FIG. 8

Cas des transistors.

Sans vouloir faire autre chose que de donner une suite logique au cas de la triode, nous retiendrons tout juste le montage « base commune ».

Notre circuit équivalent (fig. 9a) contiendra donc une résistance R_E , qui caractérise tout ce qui se passe dans l'émetteur, une résistance R_C qui caractérise ce qui se passe à la sortie et entre les deux les éléments communs aux deux circuits, donc la base. Or, c'est dans le collecteur que nous désirons — comme précédemment aux bornes de R_p — prélever le résultat de l'amplification et pour rendre ce circuit, en quelque sorte, actif, on consi-

électro-motrice et la résistance interne.

Ici, dans le cas du transistor, c'est le circuit du collecteur, dans son entité, qui constituera le générateur chargé d'alimenter, d'une part, sa propre résistance de charge (fig. 9a) et, d'autre part, indirectement, l'étage suivant. Si nous considérons ce générateur comme un générateur en courant, nous aurons donc, comme source de courant maximum, le courant du collecteur lui-même, et en parallèle sur cette source, la résistance interne supposée, soit ici, la résistance du collecteur lui-même. Or, comme ce courant du collecteur représente lui-même toujours alpha fois le courant de l'émetteur, nous aboutirons finalement aux inscriptions maintenant

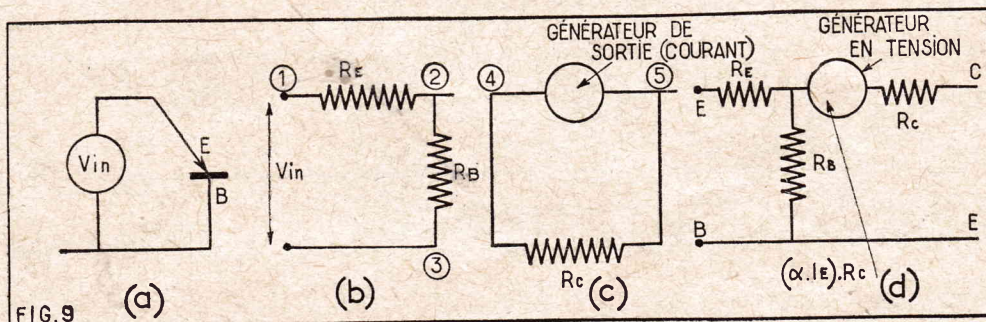


FIG. 9

parfaitement claires, que porte notre figure 9d.

La haute fréquence.

Ce dernier cas nous fournira l'occasion de montrer, de façon presque éclatante les avantages du principe de ces circuits équivalents. Par suite de la présence d'une résistance, en quelque sorte « passive » à l'entrée, on ne trouvera réellement aux bornes des électrodes chargées de l'amplification proprement dite (fig. 10a) qu'une fraction de la tension appliquée. De plus, ce partage ne se fera pas dans les mêmes proportions pour toutes les fréquences pouvant faire partie du signal d'entrée.

Le circuit équivalent (fig. 10b) contient bien cette résistance passive en série avec un ensemble qui comporte une autre

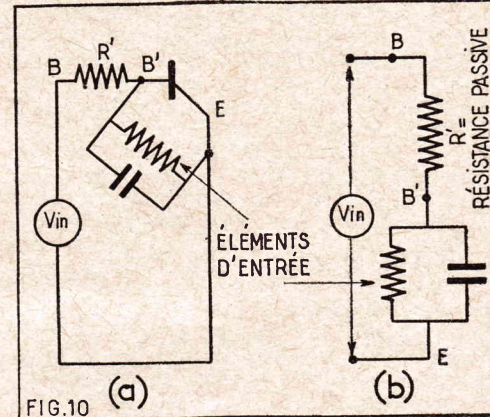


FIG. 10

résistance en parallèle sur la capacité d'entrée (l'élément précisément qui crée la discrimination entre les diverses fréquences) le tout formant bien, de par sa disposition, le diviseur de tension indiqu-

Deuxième point caractéristique en haute fréquence : la présence d'une « capacité de sortie » créée par l'application de potentiels différents à l'électrode de sortie et celle qui est commune aux deux circuits (fig. 11a); c'est à travers elle que nous verrons s'acheminer, d'une part vers

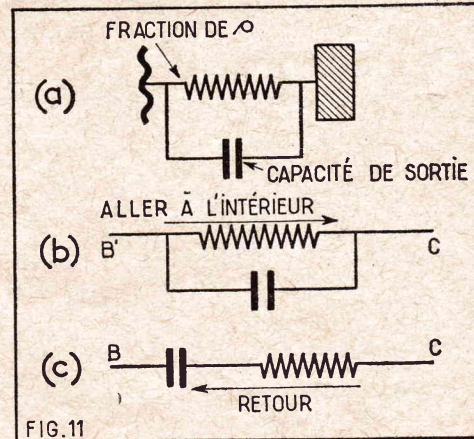


FIG. 11

sortie, des tensions non amplifiées en entrée, et, d'autre part, le retour vers l'entrée des tensions déjà amplifiées. Mais à ce même section s'attache également une fraction de la résistance interne. Ce circuit aussi ressort parfaitement de la représentation équivalente (fig. 11b) et celle-ci fournit le remède : un circuit identique placé — volontairement — entre sortie et entrée (fig. 11c) et comportant, en série, une résistance et un condensateur de même impédance à la fréquence considérée par le dispositif parasite et indésirable.

UN ÉLECTROPHONE PORTATIF 6 W

L'électrophone portable que nous allons décrire possède les qualités que l'on est en droit d'exiger d'un appareil de ce genre. D'un poids et de dimensions non prohibitifs, contrairement à ce qui arrive souvent, il est facilement transportable, ce qui est primordial. Là est un aspect de la question, mais ce n'est pas le seul, la reproduction sonore moderne doit toujours être de haute qualité de manière à ne pas déprécier celle des enregistrements. La qualité de reproduction d'un électrophone dépend de celles de tous les constituants : platine de lecture, amplificateur et haut-parleur. Ici aucun de ces éléments n'a été négligé. La platine Melodyne qui a été choisie est excellente et assure une traduction très fine des disques haute fidélité. L'amplificateur que nous allons étudier plus spécialement, puisque vous aurez à le monter, a été conçu selon une formule aussi simple que possible tout en mettant en œuvre les moyens permettant de réduire au minimum les distorsions. Il a été doté des circuits de correction nécessaires : en particulier d'un réglage séparé des graves et des aiguës. Le haut-parleur principal est associé à deux tweeters qui améliorent considérablement la restitution des sons aiguës, ce qui est un facteur essentiel de haute fidélité.

En résumé, il s'agit d'un appareil qui, malgré sa simplicité et son prix de revient tout à fait moyen doit, par ces qualités certaines donner entière satisfaction à un auditeur difficile.

Le schéma.

Il est donné à la figure 1. Nous voyons que l'amplificateur est composé d'un étage final classe A, pouvant délivrer 5 W modulés en pointes, précédé de deux étages préamplificateurs de tension. Ces deux étages sont nécessaires pour compenser l'atténuation introduite par le réseau de dosage « graves-aiguës ».

Cet amplificateur est prévu pour être attaqué par un pick-up piézo électrique, ce qui est le cas de celui de la platine qui est préconnisée. Ce lecteur de disque débite sur un potentiomètre de volume de 1 M Ω . Sur ce potentiomètre une prise fixe à 300 000 Ω du côté masse a été prévue. Entre elle et la masse sont branchés une résistance de 68 000 Ω et un condensateur de 4,7 nF en série. Cet ensemble constitue ce que l'on appelle un filtre physiologique dont l'effet est d'éviter la suppression des fréquences basses lorsque le volume est réglé à faible puissance. On conserve ainsi à la reproduction toute sa richesse, quelle que soit la puissance.

Les deux étages préamplificateurs sont équipés avec les triodes contenues dans une ECC82. L'emploi de cette excellente lampe double permet de réduire notablement les dimensions de l'amplificateur. Le curseur du potentiomètre de volume attaque la grille de la triode du premier étage par un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 10 M Ω . La cathode étant à la masse la polarisation négative de la grille est obtenue grâce à la forte valeur de cette résistance de fuite. La charge plaque de cet étage est une résistance de 27 000 Ω . Certains pourront penser que c'est là une valeur un peu faible et que le

gain de cet étage est, de ce fait, loin du maximum. Il ne faut pas oublier que cet étage est seulement destiné à compenser l'atténuation du contrôle de tonalité et que dans ces conditions le gain qu'il procure est largement suffisant. Une amplification plus grande risquerait de saturer l'étage final ce qui se traduirait de la distorsion. Afin de prévenir tout accrochage, cet étage est alimenté en haute tension à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 33 000 Ω et d'un condensateur de 8 μ F-350 V.

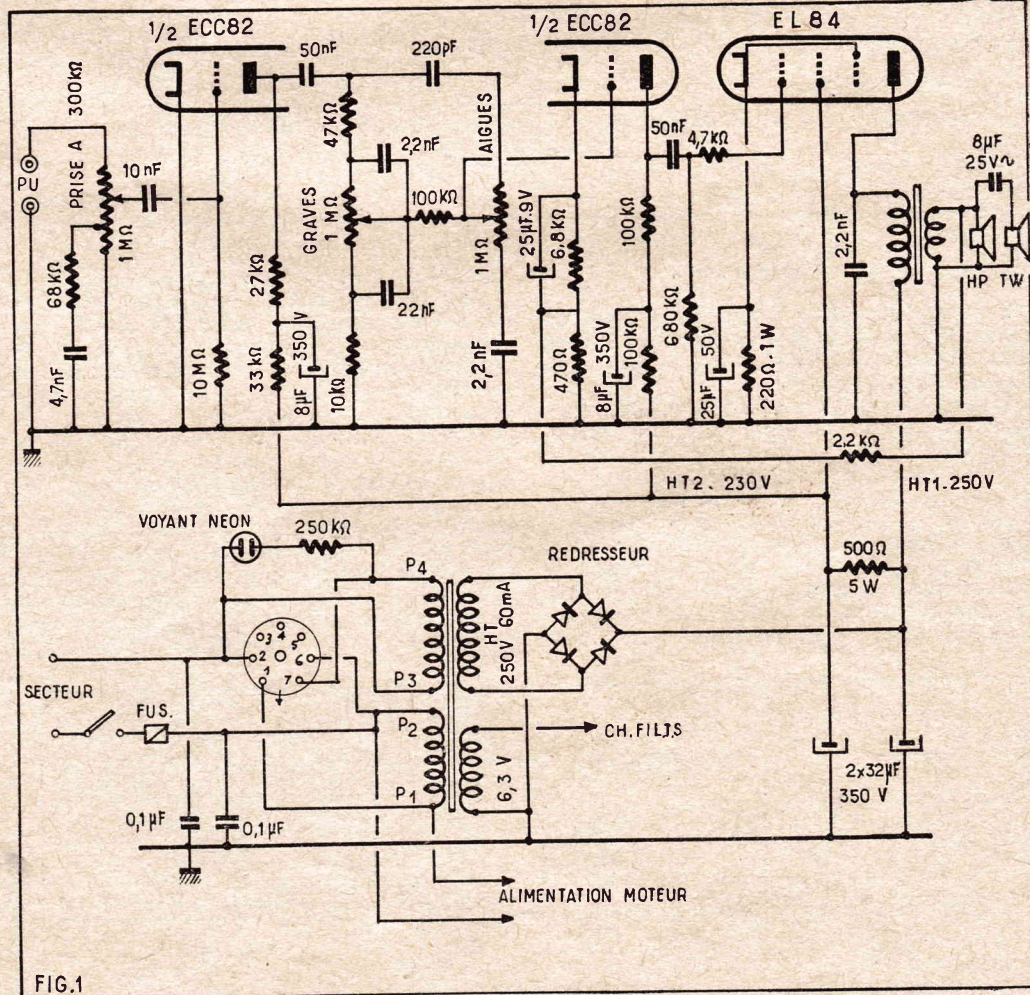
Le signal BF obtenu sur la résistance de charge plaque du premier étage préamplificateur est appliqué au dispositif de dosage « graves-aiguës » à l'aide d'un condensateur de liaison de 50 nF. Ce dispositif revêt la forme désormais classique. Les deux branches de transmission, l'une pour les graves et l'autre pour les aiguës, sont placées en parallèle entre la sortie du condensateur de liaison et la masse. Chacune de ces branches comprend un potentiomètre de réglage de 1 M Ω . Celui des « Graves » est placé en série avec deux résistances, une de 47 000 Ω , côté du 50 nF de liaison, et une de 10 000 Ω côté masse. Chaque portion de ce potentiomètre située de part et d'autre du curseur est shuntée par un condensateur (2 nF et 22 nF). Le potentiomètre « Aiguës » est placé en série avec deux condensateurs : un de 220 pF

du côté du 50 nF de liaison et un 2,2 nF côté de la masse. Le curseur de ce potentiomètre « Aiguës » est relié directement à la grille de la seconde triode ECC82, tandis que pour le potentiomètre « Graves » cette liaison s'effectue à travers une résistance de 100 000 Ω . Cette résistance a pour but de rendre absolument indépendant le réglage des deux potentiomètres.

La seconde triode ECC82 est polarisée par une résistance de cathode de 6 800 Ω découplée par un condensateur de 25 μ F. Entre la base de cet ensemble de polarisation et la masse, il y a une résistance de 470 Ω . Elle forme avec une 2 200 Ω un circuit de contre réaction venant du secondaire du transfo de sortie. Ce réseau contre-réactif réduit considérablement les distorsions provoquées par le second étage préamplificateur et l'étage final, y compris le transfo de sortie.

Le circuit plaque de la triode est chargé par une résistance de 100 000 Ω . L'alimentation de cet étage se fait à travers une cellule de découplage constituée par une résistance de 100 000 Ω et un condensateur de 8 μ F-350 V. On voit que toutes les précautions ont été prises contre les accrochages éventuels.

L'étage final classe A est équipé d'une EL84. La grille de cette pentode de puissance est attaquée par le circuit plaque du second étage préamplificateur à l'aide d'un circuit de liaison composé d'un condensateur de 50 nF, d'une résistance de fuite de 680 000 Ω et d'une résistance de blocage de 4 700 Ω . La polarisation correcte est obtenue par une résistance de cathode de 220 Ω 1 W découplée par un condensateur de 25 μ F. Le transformateur d'adaptation des haut-parleurs a une impédance primaire de 6 500 Ω pour une impédance sur le secondaire de 4 Ω . Le circuit plaque de cet étage est découplé à la masse par un condensateur de 2,2 nF toujours dans le



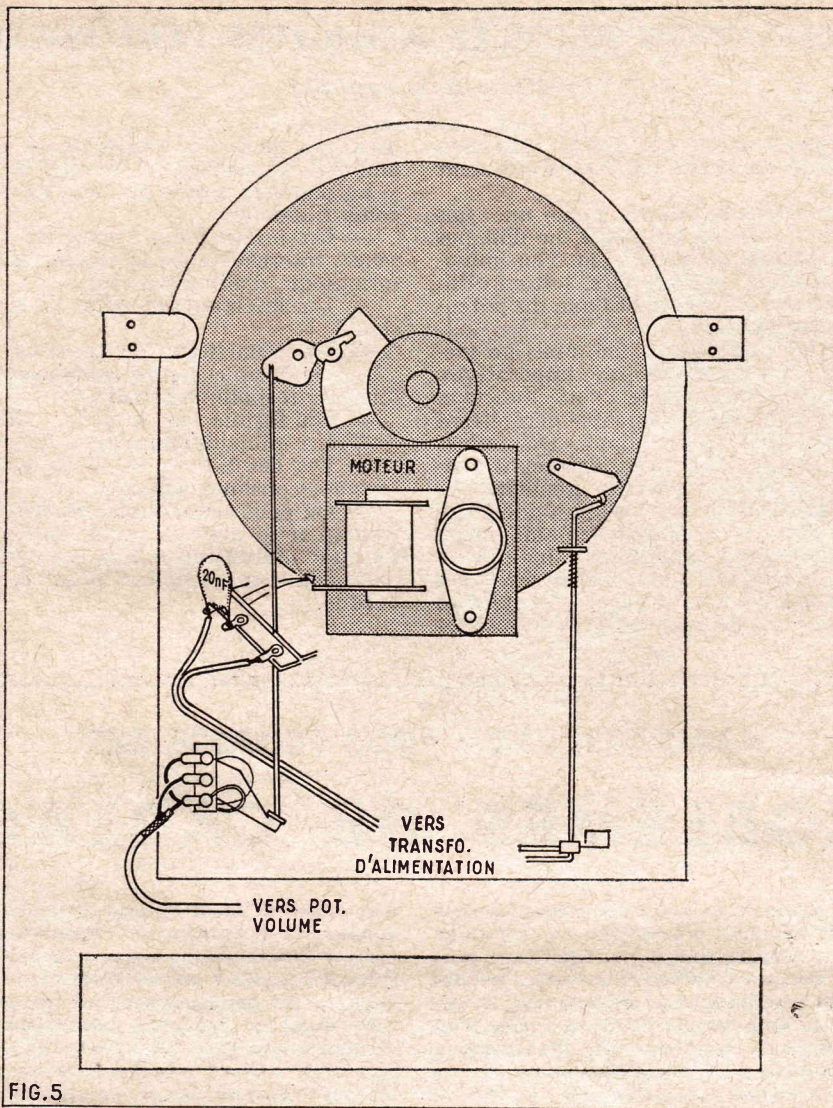


FIG.5

voyant. Sur l'extrémité restée libre du potentiomètre de volume on soude un fil blindé de 50 cm environ qui servira au raccordement du pick-up. La gaine de ce fil est soudée sur le châssis. Par un cordon torsadé on relie la cosse S1 du transfo de HP aux contacts 2 et 3 de la prise HP et la cosse S2 au contact 1 de cette prise. On relie ce contact 1 au châssis.

Les haut-parleurs se fixent comme le montre la figure 4 sur un baffle destiné à prendre place dans le couvercle de la mallette de cet électrophone. On soude sur la bobine mobile du HP de 21 cm un morceau de séparatex. On agit de la même façon pour les deux tweeters. Ces fils sont passés par des trous prévus dans le baffle. De ce côté on soude ensemble les séparatex des tweeters. On relie la ligne ainsi formée au séparatex du HP de 21 cm en ayant soin d'intercaler dans un côté un condensateur de 8 μ F. Sur le séparatex du HP de 21 cm on soude le séparatex de raccordement à l'extrémité duquel on dispose la fiche mâle qui s'adapte sur la prise HP de l'amplificateur. Pour permettre de placer le cas échéant les HP assez loin de l'électrophone on donnera à ce fil une longueur suffisante.

Après vérification on monte l'amplificateur dans le corps de la mallette. On fixe la platine sur le panneau intérieur et on effectue le raccordement du moteur et du bras de PU comme l'indique la figure 5.

A ce moment, l'électrophone est prêt à fonctionner. Le répartiteur de tension étant dans la position convenable on procède à un premier essai qui normalement, doit être concluant. Si toutefois un accrochage se manifestait, il suffirait pour le faire disparaître d'inverser les connexions aboutissant aux cosse S1 et S2 du transfo de sortie.

A. BARAT.

A propos de

L'ADAPTATEUR LONGUE DISTANCE

décrit dans le numéro de Janvier.

Cette description nous a valu un abondant courrier, aussi jugeons-nous plus rationnel de publier les renseignements complémentaires ci-dessous.

L'adaptateur FM décrit dans le n° 207 de *Radio-Plans* est remarquable par sa sensibilité et sa stabilité. En effet, outre qu'il permet de recevoir des émissions lointaines, une fois bien réglé, on peut approcher la main de l'appareil sans faire dériver la fréquence. La partie la plus sensible de l'adaptateur est l'antenne. Pour les régions où le champ de réception est moyen, l'antenne idéale est un « trombone » constitué avec du ruban FM 300 Ω de 1,52 m de longueur. Il sera fixé par deux punaises après un mur le plus près possible du plafond et dans une pièce autre que la pièce principale pour éviter que les déplacements devant l'antenne ne modifient l'accord du poste. Le mur où sera placée cette antenne devra être choisi perpendiculairement à la direction de l'émetteur à recevoir. Enfin, la liaison

entre l'antenne et le poste se fera avec du fil coaxial 75 Ω .

Conseils pour la mise en service.

Une fois l'appareil réalisé et le câblage soigneusement vérifié — ceci est très important en particulier pour la partie HF car toute fausse manœuvre est fatale à l'AF102 — on branche un ampli BF à la sortie de l'adaptateur et l'on connecte la pile. Au bout d'une ou deux secondes on doit entendre un souffle dans le Haut-Parleur. On met la contre réaction à fond, on branche l'antenne, on place le CV 2 fois 12 pF (dont les deux cages sont branchées en parallèle) en milieu de course, on dévisse complètement le CV 3-60 pF, et avec une petite clé à tube en matière plastique — que l'on fabrique simplement en chauffant le bout d'un manche de stylo à bille et en l'enfonçant à force sur la partie mobile de l'un des CV type cloche — on tourne le CV 3-30 pF jusqu'à la réception d'une station; puis on tourne le CV 2 fois 12 pF jusqu'à ce que l'on soit

exactement sur cette station et l'on diminue la contre réaction pour que l'écoute soit claire et qu'il n'y ait plus d'accrochages. En effet, l'appareil travaille en dessous de la réaction. Une légère retouche est nécessaire sur le 3-30 pF pour mettre les stations à leurs places respectives exactes. Le 3-60 pF sert à accorder l'antenne et à donner plus de sélectivité au poste si plusieurs stations sont reçues en même temps.

Si l'on se sert d'un amplificateur à lampes, il convient de ne pas trop approcher l'adaptateur du transfo d'alimentation car le flux magnétique qui en sort est capté par le transfo de liaison, ce qui donne un bruit de fond à 50 Hz qui est très désagréable.

Pour ceux qui désireraient réduire les dimensions de la pile il est possible de mettre une petite pile de 9 V sans rien changer au schéma, si ce n'est que le potentiomètre de contre réaction devra être un 30 k à la place d'un 5 k. Cette modification est d'ailleurs nécessaire pour osciller dans la bande des 180 MHz/s où se trouvent les principaux émetteurs TV.

Le son de cet appareil est d'assez bonne qualité et bien que ne valant pas celui d'un tuner FM dont le prix est encore assez élevé, il est très largement supérieur à celui d'un poste à amplitude modulée.

Signalons enfin que le prix de ce montage ne doit pas, dans une grande ville, revenir à plus de 4 000 anciens francs.

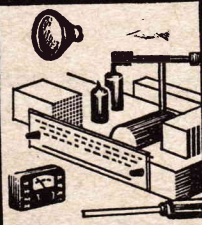
J. LE NIGER.

TECHNICIEN D'ELITE... BRILLANT AVENIR...

...par les cours progressifs par correspondance
ADAPTÉS A TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION
ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR
Formation, Perfectionnement, Spécialisation
Préparation aux diplômes d'état : CAP-BP-BTS
etc... Orientation professionnelle - Placement

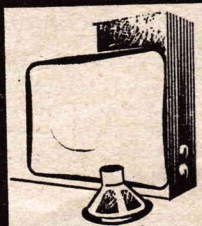
RADIO-TV-ELECTRONIQUE

Quelles que soient vos connaissances actuelles, l'Électronique vous offre des horizons d'avenir illimités. Vous franchirez les plus hauts sommets dans l'industrie électronique par des études sérieuses.



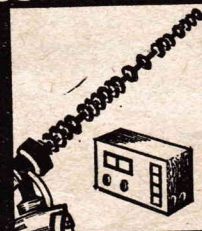
TECHNICIEN

Radio Electronicien et TV
Monteur,
Chef-Monteur,
dépanneur-aligneur,
metteur au point.
Préparation au CAP



TECHNICIEN SUPERIEUR

Radio Electronicien et TV
Agent Technique
Principal et
Sous-Ingénieur
Préparation au BP
et au BTS



INGENIEUR

Radio Electronicien et TV
Accès aux échelons
les plus élevés de
la hiérarchie
professionnelle.



infra
MÉTHODES SARTORIUS

TRAVAUX PRATIQUES : sur matériel d'études professionnel ultra-moderne. Montage HI-FI à construire. Amplis, récepteurs de 2 à 18 tubes, transistors, TV et appareils de mesures. Émetteurs-Récepteurs avec plans détaillés. Stages. **FOURNITURE** : pièces détachées. Outillage et appareils de mesures. Trousse de base du Radio-Électronicien sur demande.

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue JEAN-MERMÔZ PARIS 8^e - BAL 74-65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F.D. Roosevelt

BON (à découper ou à recopier)
Veuillez m'adresser sans engagement la documentation gratuite RP 50 (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi _____

NOM _____

ADRESSE _____

ALIMENTATION RÉGULÉE A HAUTES PERFORMANCE

(Suite de la page 27.)

extrême prudence, si une valeur différente de la tension alternative du transformateur l'exigeait.

Le potentiomètre étant réglé une fois pour toutes à la mise au point, ne doit pas être accessible et il est prudent d'en immobiliser le réglage, soit à la cire, soit en utilisant un écrou de blocage si l'axe du potentiomètre s'y prête.

Le câblage doit être soigné, mais ne présente pas de particularités impératives. Des liaisons courtes et le choix judicieux de la position des éléments permettent d'éviter l'emploi de fil blindé. De bonnes prises de masse sont nécessaires et il convient de les soigner particulièrement.

Il est prudent de disposer un interrupteur unipolaire en série dans le point milieu du transformateur d'alimentation, afin de « n'envoyer » la HT que lorsque les tubes sont chauds. D'autre part, une protection de cette même HT par fusible s'impose, et

pour ma part, j'ai utilisé à cet effet une ampoule de cadran 6,3 V - 0,3 A.

Le panneau avant de cette alimentation comporte donc :

- Un interrupteur (bipolaire de préférence) intercalé entre le secteur et le transformateur d'alimentation ;
- Un interrupteur pour la haute tension ;
- Un répartiteur de tensions secteur ;
- Un fusible sur le primaire du transformateur d'alimentation ;
- Un fusible sur le point milieu HT ;
- Un milliampèremètre 0-300 mA ;
- Les douilles + et - de sortie de tension continue régulée.
- On peut accessoirement, et si le transformateur le permet, sortir également une tension alternative 6,3 V, ce qui permet l'alimentation complète d'un montage d'étude.

G. F.

«RADIO-PLANS» VOUS PROPOSE DES PROBLÈMES DE CABLAGE

Un bon praticien en radio ou en électronique doit être capable d'exécuter un montage d'après un schéma théorique. D'ailleurs tous ceux qui ont pris l'habitude de cette présentation sont unanimes pour affirmer que la lecture d'un schéma est plus facile que celle d'un plan de câblage. La traduction d'un schéma en circuits réels n'est pas difficile lorsque l'on connaît les signes conventionnels et c'est le cas de tous les amateurs radio. C'est surtout une question de pratique. Nous avons donc pensé à vous aider à vous entraîner à cette pratique tout en vous distrayant en proposant chaque mois un problème de câblage, dont nous donnerons la solution le mois suivant. Nous publierons le schéma d'un circuit qui pourra être soit une partie, soit la totalité

d'un appareil électronique quelconque. Nous donnerons également la disposition, ou aussi « l'implantation » des principales pièces. Il faudra dessiner sur ce « canevas » les connexions, les condensateurs et les résistances qu'il faudrait brancher pratiquement pour réaliser le montage qui correspond au schéma. Le mois suivant chacun pourra contrôler d'après notre solution si son montage est bon ou si des erreurs ont été commises. Nous pensons que ce jeu qui doit plaire à qui aime la radio sous toutes ses formes constitue un excellent exercice. Bien entendu, nous proposons d'augmenter progressivement la difficulté de ces problèmes de manière que ceux qui s'attacheront à leur résolution se perfectionnent constamment.

Problème de câblage n° 1.

Aujourd'hui nous vous proposons de « réaliser » le réseau composé de résistances et de condensateurs dont le schéma est représenté par la figure 1. En réalité pour donner à un tel câblage la rigidité nécessaire, on l'exécute sur un relais comportant des cosses isolées et des pattes de fixation, ces dernières étant en liaison avec le châssis, constituent des points de masse. Un tel relais comprend généralement une patte de fixation, deux cosses isolées, une patte de fixation, deux cosses isolées, etc. Nous vous indiquons par la figure 2 le relais que nous vous proposons d'utiliser. A vous d'y

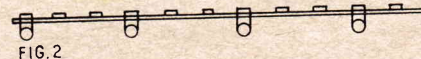


FIG. 2

disposer les résistances et les condensateurs pour reproduire le schéma ! Dans un prochain numéro nous donnerons la solution !

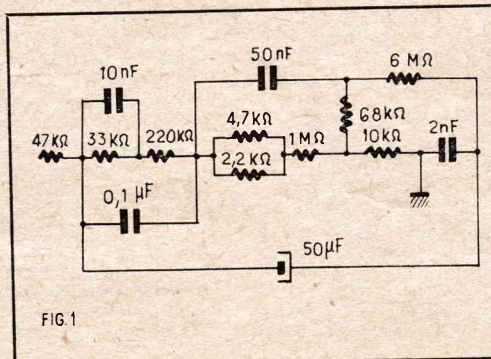


FIG. 1

IL EST PLUS PRATIQUE ET PLUS MODERNE

le nouveau RELIEU RADIO-PLAN

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

PRIX : 7.00 F (à nos bureaux).

Frais d'envoi sous boîte carton :
2.30 F par relieur.

Adresser commande au directeur de RADIO-PLAN
43, rue de Dunkerque, PARIS - X^e, par versement
à notre compte chèque postal : PARIS 259-10

balayage horizontal

alimentation

par N.-D. NELSON

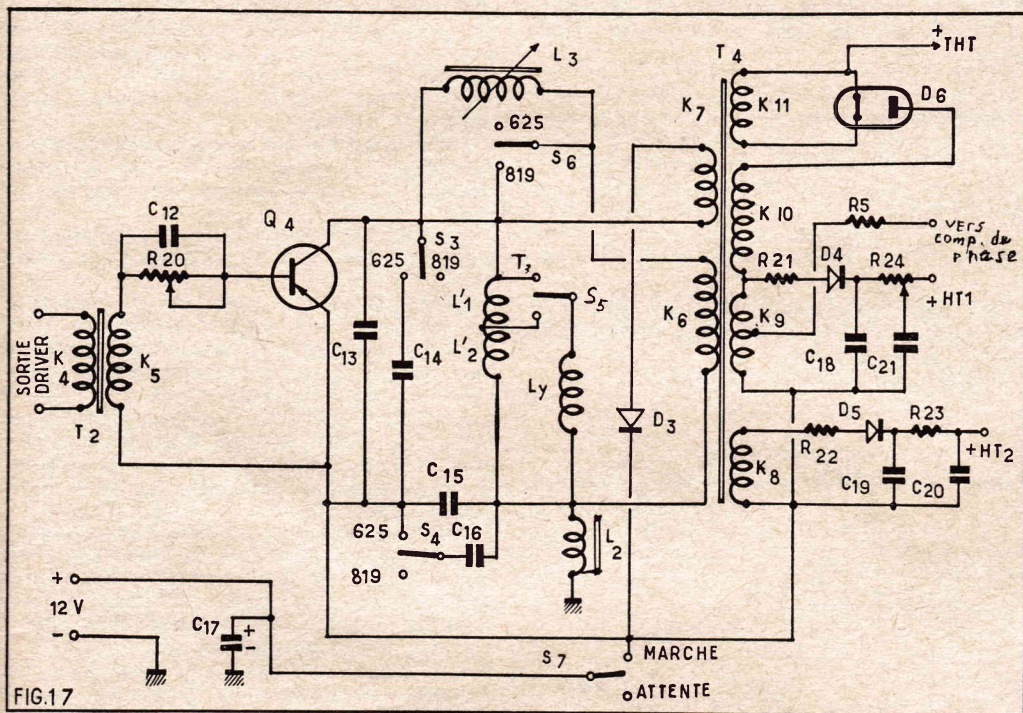


FIG.17

Dans la précédente étude nous avons indiqué les différentes étapes de détermination des éléments du montage de l'étage final bistandard d'une base de temps lignes à transistors. Voici maintenant un exemple numérique dans lequel on suivra le même ordre que celui des étapes de détermination.

Exemple numérique.

Données : $W_0 = 1$ mJ (millijoule)
 $T'_{sa} = 41 \mu s$, $T'_{sa''} = 52 \mu s$
 $T'_r = 8 \mu s$, $T''_r = 12 \mu s$

Etape 1 : $I_{max} \cdot V_{cc} = \frac{6,28 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 10^{-6}}$

= 785 VA en 819 lignes
 et $I_{max} \cdot V_{cc} = 525$ VA en 625 lignes.

La puissance admissible avec le transistor choisi est

$I_{max} \cdot V_{cc} = 15 A \cdot 170 V = 2550$ VA, le transistor est donc bien choisi.

Etape 2 : La valeur de I_{max} choisi pour les deux standards est $I_{max} = I_{max}/2 = 7,5$ A.

Etape 3 : Avec $W_0 = 1$ mJ, $I_{max} = 7,5$ A on trouve à l'aide de la formule (9) :

$L_y = 35 \mu H$ environ

valeur valable pour les deux standards.

Etape 4 : Capacité aux bornes du transistor.

La formule (7), avec $L_y = 35 \mu H$ et T_r ayant les valeurs données plus haut, 8 et 12 μs , on obtient : $C_{13} = 0,185 \mu F$ en 819 lignes. $C_{13} + C_{14}$ sera calculé en tenant compte du montage de l'autotransformateur comme nous le montrons plus loin.

La valeur pratique de C_{13} , toutefois doit être diminuée quelque peu en raison des capacités parasites.

Etape 5 : Surtension pendant le retour. La formule (22), avec $L_y = 35 \mu H$, $I_{max} = 7,5$ A et $T_r = 8 \mu s$ en 819 lignes donne :

en 819 lignes $V_{cc} = 103$ V

Etape 6 : Tension d'alimentation E_a . La formule (23), avec $I_{max} = 7,5$ A, $R = 0,1 \Omega$.

$T_0 = 0,55 \cdot 41 = 22 \mu s$ en 819 lignes

donne :

$E_a = 12,3$ V en 819 lignes

Etape 7 : La puissance dissipée pendant le temps de conduction est donnée par la formule (24). Les valeurs numériques sont : $V_{sat} R_{sat} \cdot I_{max} = 0,03 \cdot 7,5 = 0,225$ V. En 819 lignes $T_0 = 22 \mu s$ et $f = 20475$ Hz on trouve $P_a = 0,25$ W en 819 lignes.

Etape 8 : Puissance dissipée pendant le temps de coupure. La formule (25) donne, avec $t_1 = 4 \mu s$ (819 lignes)

$P_r = 0,95$ W

En diminuant de 10 % cette valeur théorique on obtient 0,86 W environ.

Détermination de l'autotransformateur.

Sur la figure 17 cet autotransformateur est désigné par T_3 . Il se compose d'un enroulement dont le coefficient de self-induction totale est L_t comportant une prise (voir fig. 18).

Les nombres des spires sont n_1 pour L'_1 , n_2 pour L'_2 donc $n_1 + n_2$ pour L_t mais, bien entendu, L_t n'est pas égal à $L'_1 + L'_2$ ces deux enroulements étant couplés.

Le commutateur de standards relie L_y à la totalité de L_t en position 819 lignes et à la prise, c'est-à-dire sur L'_2 seulement, en position 625 lignes.

La prise doit être disposée de façon que l'on ait le rapport :

$$\eta = \frac{n_1 + n_2}{n_2} = \frac{I_{max}(625)}{I_{max}(819)} \quad (26)$$

En effet dans ce montage, pendant la période de conduction du transistor, T_0 , E_a et L_y doivent avoir la même valeur dans les deux standards.

La formule $I_{max} = E_a \cdot T_0 / L_y$, déduite de la loi générale :

$$I = E_a \cdot t / L_y$$

dans laquelle I_{max} correspond à T_0 . On des valeurs différentes de I_{max} pour chaque standard, car $T_0 = 26 \mu s$ en 625 lignes et 20 μs en 819 lignes.

On a, par conséquent :

$$\eta = \frac{n_1 + n_2}{n_2} = \frac{26}{20} = 1,3$$

Si l'on choisit L'_1 et L'_2 avec des coefficients de self-induction élevés par rapport à L_y , il est clair que la self-induction de L'_2 en parallèle sur L_y sera peu différente de L_y donc, en position 625 lignes, L_y vue du côté de la totalité de L_t aura un coefficient de self-induction égal à $n_2 L_y$ qui, avec $n = 1,3$ donne 1,69 L_y .

En position 819 lignes, la mise en parallèle de L'_1 et de L'_2 , donne L_y également, si $L'_1 \gg L_y$.

Si $L_y = 35 \mu H$, on a $L'_1 = 59 \mu H$.

Le courant du transistor pendant la période de conduction T_0 est alors I_{max}

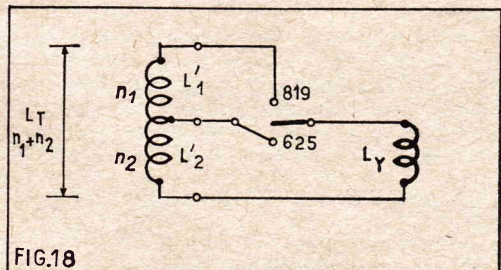


FIG.18

en 819 lignes et $I_{max}/1,3$ en 625 lignes.

Le courant dans L_y sera alors I_{max} aussi bien en 819 lignes qu'en 625 lignes grâce à l'autotransformateur de rapport 1,3. La déviation du spot sera donc la même également.

Capacité C14 (figure 17).

La capacité d'appoint C_{14} à monter en parallèle sur C_{13} doit être calculée d'après la formule (7) mais en remplaçant L_y par L'_y . On a, alors :

$$C_{13} + C_{14} = \frac{T_r^2}{\pi^2 L'_y} \quad (27)$$

dans laquelle T_r est la valeur du temps de retour en 625 lignes donc 12 μs .

Avec $C_{13} = 0,185 \mu F$, $L'_y = 59 \mu H$ et $T_r(625) = 12 \mu s$ on obtient $C_{14} = 0,248 - 0,185 = 0,063 \mu F = 63000$ pF.

Capacité de correction en S.

L'examen du schéma de la figure 17 montre que la capacité de correction en S,

(1) Voir les nos 204 et suivants de Radio-Plans.

étant montée en série avec L_Y , se calcule, par conséquent, comme dans le cas des monostandards, pour chaque standard.

Supposons que le tube cathodique est de 90° . Dans la formule (10) écrite sous la forme :

$$C_{15} = \frac{T_a^2}{8 L_Y I_g^2 a_{max}}$$

on a $L_Y = 35 \mu H$, $t_g a = t_g 40^\circ = 0,83$ et $T_a = 41 \mu s$ en 819 lignes donc :

$$C_{15} = \frac{8 \cdot 35 \cdot 10^{-6} \cdot 0,83^2}{41^2 \cdot 10^{-12}} \text{ farads}$$

ce qui donne

$$C_{15} = 8,7 \mu F$$

Etage final avec diode de récupération série.

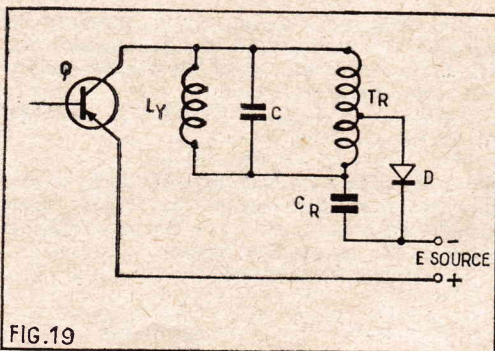


FIG.19

Ce montage dont la figure 19 donne le schéma pour un monostandard, permet d'augmenter la tension appliquée au collecteur du transistor, par rapport à celle de la source.

Dans ce schéma Q est le transistor final, C la capacité d'accord, L_Y la bobine de déviation horizontale, TR l'autotransformateur pouvant faire partie du primaire du transformateur de sortie, D la diode de récupération série et C_r la capacité d'accumulation.

Le coefficient de self-induction de la totalité de TR doit être très grand par rapport à L_Y .

Voici comment fonctionne ce montage.

La figure 20 montre en A le courant et en B la tension sur la bobine de déviation L_Y pendant une période de lignes T_1 que l'on a divisée en plusieurs parties :

- deuxième moitié de l'aller $T_a/2 = t_1 - t_0$;
- première moitié du retour $T_r/2 = t_2 - t_1$;
- seconde moitié du retour $t_3 - t_2$;
- première moitié de l'aller $t_4 - t_3$.

Le transistor est saturé pendant les temps $t_1 - t_0$. Si la résistance de saturation du transistor et la résistance de L_Y sont négligeables, le courant traversant L_Y augmente linéairement avec le temps, de 0 à $+ I_{max}$.

Il provient évidemment de la source et passe par le circuit $C - L_Y$ et le transistor saturé. Il se ferme sur le pôle positif de la source relié à l'émetteur.

L'influence du transformateur, en parallèle sur L_Y peut être négligée si L_Y est faible devant la self-induction de ce transformateur.

Au temps t_1 , fin de la seconde moitié de T_a , le transistor est brusquement bloqué à l'aide d'un signal convenable appliqué sur la base. Le circuit $L_Y C$ oscille librement sur la fréquence donnée par la formule de Thomson appliquée à L_Y et C car le transistor étant bloqué, le circuit n'est plus amorti et entre en oscillation libre.

Cette oscillation ne dure qu'une demi-période.

Pour C_{15} , calculons la valeur de $C_{15} + C_{16}$ en 625 lignes avec $T_a = 52 \mu s$, On a

$$C_{15} + C_{16} = \frac{52^2 \cdot 10^{-12}}{8 \cdot 35 \cdot 10^{-6} \cdot 0,83^2} \text{ farads}$$

$$\text{ou } C_{15} + C_{16} = 14 \mu F \text{ donc } C_{16} = 14 - 8,7 = 5,3 \mu F.$$

Une mise au point expérimentale est toutefois nécessaire pour obtenir les meilleures valeurs de C_{15} et C_{16} , la formule (10) n'étant pas rigoureuse.

De plus l'angle α n'a pas la même valeur pour les tubes de marques différentes, enfin, la surface des écrans n'est pas plane.

D'après la formule de Thomson :

$$T = 2\pi \sqrt{L_Y C}$$

$$\text{d'où } C = \frac{T^2}{4\pi^2 L_Y}$$

On peut déterminer C pour que T/2 soit égale à T_r , c'est-à-dire $8 \mu s$ (819 lignes) ou $12 \mu s$ (625 lignes).

Il vient alors $T = 2 T_r$, et :

$$C = \frac{T_r^2}{\pi^2 L_Y}$$

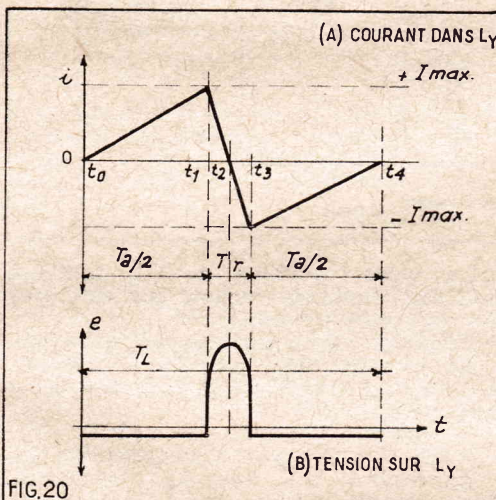


FIG.20

La tension sur L_Y est constante pendant la demi-période de T_a comprise entre t_0 et t_1 . Elle s'inverse au temps t_1 , devient maximum au temps t_2 et s'inverse à nouveau au temps t_3 .

Au temps t_3 , la tension est nulle et le courant est passé au maximum négatif. De t_3 à t_4 la tension est constante et le courant croît du maximum négatif à zéro, ceci pendant la première demi-période d'aller. Le condensateur C étant en parallèle sur L, la tension à ses bornes est la même que celle sur L. Elle est telle que le point relié au collecteur est positif par rapport au point opposé, au temps t_3 .

Dans ces conditions la diode est conductrice car l'anode est positive par rapport à la cathode et L_Y restitue son énergie à travers la diode à la capacité C_r qui se charge. La tension aux bornes de C_r est telle que le + est au négatif de la source et le - au point relié aux bobines et à C. C'est ce courant qui passe, par L_Y pendant les temps t_3 à t_4 .

La tension aux bornes de C_r d'après sa polarité et étant en série avec la source, augmente la tension totale appliquée au collecteur ce qui constitue la récupération.

L'emplacement de la prise sur le transformateur dépend du rapport du courant moyen dans la diode au courant moyen dans le transistor, des pertes du circuit

caractérisées par le coefficient de tension Q, de la forme du courant dans le transistor et de celle du courant dans la diode.

Le blocage du transistor doit se produire approximativement, pendant la période à t_4 , la période de conduction étant t_4 à t_0 .

Tubes cathodiques à déviation magnétique

Les téléviseurs à transistors bénéficient des perfectionnements apportés aux tubes cathodiques à déviation magnétique. En effet, le piège à ions est supprimé, la concentration magnétique par bobine ou aimant est remplacée par la concentration électrostatique automatique ne nécessitant qu'une tension de l'ordre de + 400 V avec un courant très faible. Cette tension n'est nullement critique.

On a vu qu'elle est fournie par un système redresseur à diode associé au transformateur de sortie de la base de temps lignes.

L'anode d'accélération est également alimentée sous 400 V provenant du même dispositif.

Reste toujours le problème de chauffage du filament du tube cathodique qui dans un téléviseur à transistors constitue une anomalie mais celle-ci n'est nullement gênante. Un filament de 6,3 V 0,3 A consomme 1,89 W ce qui est supportable même par une source d'alimentation piles. Si l'alimentation se fait sur le secteur le chauffage du filament ne pose plus aucun problème.

On remarquera que des tubes cathodiques pour téléviseurs à transistors ont été étudiés. Ils sont, évidemment, basés sur le même principe que ceux prévus pour les téléviseurs et peuvent fonctionner sur des téléviseurs de ce genre.

Ces tubes, toutefois, ont un filament consommant moins de puissance. Leur sensibilité comme transducteur tension lumière est augmentée dans le sens qu'il faut une tension VF moindre pour la modulation de lumière, réalisée avec la cathode (le plus souvent) ou avec le wehnelt.

Le choix du tube cathodique dépend du genre de téléviseur à transistors dans lequel il sera incorporé. Dans un appareil d'appartement, l'écran sera généralement de 43 cm de diagonale au minimum et pourra atteindre 59 cm et plus. Le tube sera évidemment à angle de déviation de $110^\circ - 114^\circ$.

Dans un téléviseur portable et autonome au point de vue de l'alimentation, cette dernière étant généralement un accumulateur, le tube cathodique sera de plus petites dimensions, par exemple 28 cm de diagonale et moins. Le filament consommera le moins possible, par exemple 0,75 W au lieu de 1,89 W. Enfin, l'angle de déviation ne sera pas obligatoirement de 110° . On préconise, pour les tubes cathodiques destinés aux téléviseurs portables et autonomes, des modèles à angle de déviation de 90° . On réduit ainsi la puissance de balayage ce qui réduit la consommation de l'appareil et facilite le choix du transistor final de la base de temps lignes.

Le tube de 90° a une longueur plus grande que celui de 110° mais ceci ne constitue pas un inconvénient dans un téléviseur portable. En effet le coffret

CADNICKEL
50% DE REMISE

Voir publicité page 6

sera plus profond et on pourra loger dans l'espace laissé libre par le tube, tous les éléments du téléviseur

Si le téléviseur est alimenté sur le secteur, n'importe quel tube cathodique convient, même ceux à consommation filament élevée.

La déviation magnétique.

La technique de la déviation magnétique, horizontale et verticale du rayon cathodique est la même qu'il s'agisse d'un téléviseur à lampes ou d'un téléviseur à transistors.

Le bloc de déviation, constitué par quatre demi-bobines dont deux pour les lignes et deux pour l'image (déviations horizontale et déviation verticale) est établi comme ceux des lampes. Il a la même forme et il faut le même nombre d'ampères-tours pour obtenir la déviation exigée par le tube adopté.

Les bobines de déviation, toutefois, destinées aux téléviseurs à transistors ont un coefficient de self-induction de l'ordre de quelques dizaines de microhenrys tandis que les bobines pour téléviseurs à lampes ont des coefficients de self-induction de plusieurs millihenrys.

Il en résulte que les bobines de déviation des téléviseurs à transistors auront moins de spires, les tensions à leurs bornes seront plus faibles mais les courants plus élevés, la puissance exigée pour la déviation restant la même.

Rappelons rapidement le principe de la déviation du rayon cathodique dans un tube à déviation magnétique.

La figure 21 montre la disposition théorique de la bobine de déviation horizontale qui s'effectue dans le plan horizontal passant par l'axe du tube et la droite $x-x'$ tracée sur l'écran supposé plan. Les demi-bobines BH1 et BH2 constituent la bobine de déviation. Leurs spires sont, en principe, dans un plan horizontal. On monte les deux demi-bobines en parallèle ou en série selon la

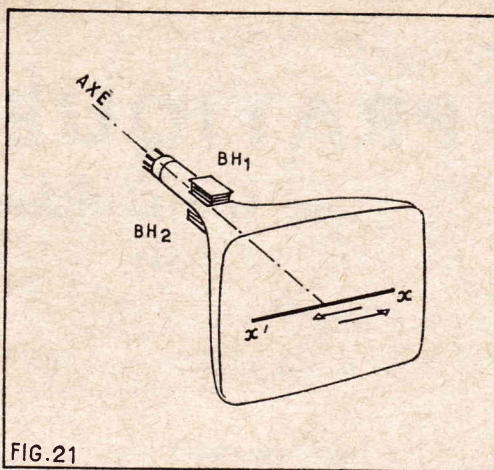


FIG. 21

conception de la base de temps et de la bobine.

La valeur donnée pour L_y est donc celle de l'ensemble des demi-bobines montées comme il convient.

Pour obtenir la déviation horizontale, une demi-bobine doit être placée au-dessus du col et l'autre au-dessous. Le rayon cathodique dévié par conséquent entre les demi-bobines, dans un plan horizontal et le spot suivant la droite $x'-x$ horizontale ou suivant une autre droite parallèle à $x-x'$ selon la déviation verticale produite au moment considéré.

Les demi-bobines de déviation verticale sont, évidemment disposées, à angle droit avec celles de déviation horizontale, afin de produire la déviation verticale du spot. Les plans de leurs spires sont donc verticaux et les demi-bobines sont placées à droite et à gauche du col du tube.

En pratique, les quatre demi-bobines ont une forme complexe, difficile à décrire. Elles épousent la forme du tube cathodique entre le col et le ballon ce qui permet d'obtenir un rendement supérieur.

Les angles de déviation.

On remarquera que dans un tube cathodique à écran rectangulaire, il convient de distinguer trois sortes d'angles de déviation qui sont définis sur la figure 22.

En haut de cette figure on montre la forme rectangulaire de l'écran, supposé à coins non arrondis. En bas on montre l'écran vu de profil avec la dimension g e (largeur du tube) et un point k situé dans le tube dans la zone où le col est réuni au ballon. Le point k est à une distance D_0 du plan de l'écran.

L'angle de déviation horizontale α_h est l'angle que font les droites kg et ke . L'angle de déviation verticale, α_v sera défini de la même manière avec les droites kf et kh (voir fig. 23 en haut). Enfin l'angle de déviation diagonale est représenté en bas de la figure 23, c'est l'angle que font les droites ka et kc . C'est ce dernier angle

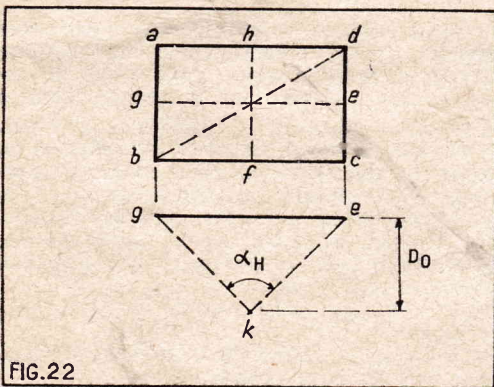


FIG. 22

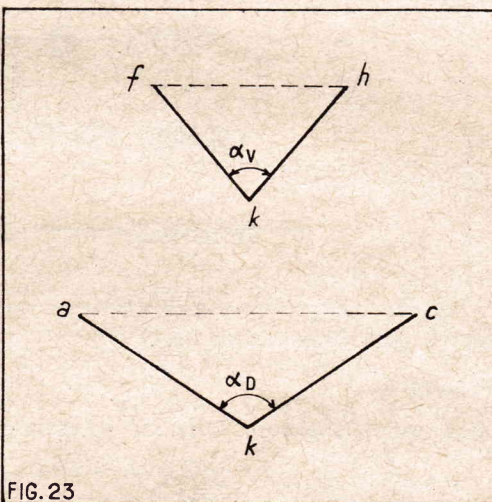


FIG. 23

qui est indiqué comme étant l'angle de déviation d'un tube cathodique, par exemple 110° ou 90°.

L'angle α_h est plus petit que α_d et l'angle α_v est plus petit que α_h . Il s'agit des angles de déviation maximum dans un des trois plans considérés. Leur valeur exacte, compte tenu de la forme réelle, de la surface et de la partie utilisable de l'écran, est indiquée dans les notices des fabricants des tubes, ainsi que la distance D_0 du centre de déviation k au plan de l'écran.

Ces données sont nécessaires dans diverses déterminations, notamment dans le calcul de la correction en S de la déviation.

Déviations du faisceau cathodique.

Le faisceau cathodique, produit par le canon électronique du tube commença à s'infléchir au point k nommé centre de déviation, sous l'influence des deux champs magnétiques produits l'un par la bobine de déviation verticale et l'autre par la bobine de déviation horizontale.

Sur la figure 24 on a représenté un coupant le tube cathodique et passant par l'axe de symétrie et la droite ge de la figure 22. Sur la figure 24 on a indiqué les éléments suivants :

AZ = axe de symétrie du tube et AZZ' = direction du faisceau cathodique non dévié. Nous désignerons le faisceau sous le nom de rayon en le confondant avec une ligne infiniment mince.

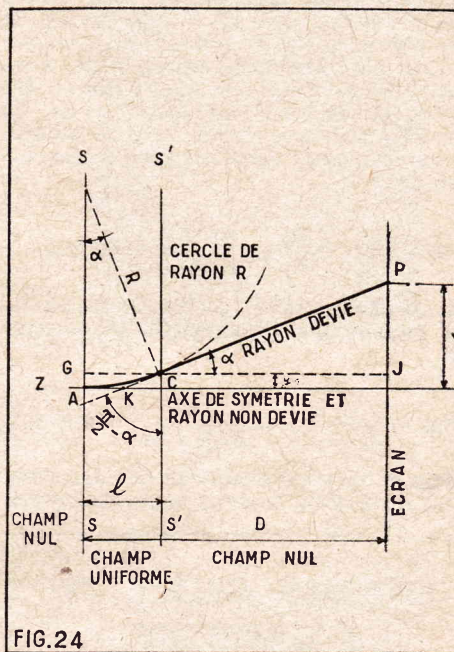


FIG. 24

- P = plan de l'écran, perpendiculaire au dessin.
- K = centre de déviation.
- SS' = plans parallèles entre lesquels se trouvent les bobines.
- l = distance entre S et S' = longueur théorique des bobines.

ACP = rayon dévié.

EIC = prolongement de la partie droite du rayon dévié, passant par le centre de déviation k .

α = angle de déviation pour le point C (α est donc un angle de déviation et non l'angle de déviation maximum).

Y = distance du point P à l'axe de déviation.

C = point où le rayon commence à s'infléchir.

CJ et CO = perpendiculaires à l'écran et au rayon.

Entre les plans S et S' se produisent les champs des bobines. Nous ne considérerons ici que l'action d'une seule bobine, soit horizontale ou verticale. Le champ est supposé nul avant le plan S et après le plan S'.

Le point C se trouve à une distance l de l'axe du tube. L'angle AOC est égal à l'angle PCJ égal à l'angle de déviation α .

R est le rayon du cercle dont le centre est O. On démontre que :

$$R = \frac{3,36 \sqrt{U_{t.n.}}}{H} \text{ centimètres}$$

formule dans laquelle $U_{t.n.}$ = la très haute tension appliquée à l'anode finale du tube cathodique, exprimée en volts et H l'intensité du champ en gauss.

(Suite page 54)

PROBLÈME PRATIQUE

par Fred KLINGER

... qui applique très directement les principes énoncés jusqu'ici et qui ne demande plus ainsi qu'un nombre restreint de commentaires, tout en montrant bien la « stratégie » à adopter.

Circuit continu.

Si nous avons à appliquer une simple tension continue de 10 V au circuit de notre figure 1, et si celui-ci ne comportait que des résistances pures, nous commencerions par calculer la résistance R' , résultat de la mise en parallèle de R_1 et de R_2 , soit, par notre formule simplifiée qui concerne deux organes seulement en shunt :

$$R' = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 5}{10 + 5} = 33,3 \omega$$

et en additionnant ce résultat partiel à R_3 , nous trouverions directement le courant total

$$I \text{ total} = \frac{10 \text{ V}}{R' + R_3} = \frac{10 \text{ V}}{33,3 + 14} = 210 \text{ mA},$$

environ et nous pourrions en déduire, avec autant de facilité, les deux courants partiels

$$I_1 = I \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 210 \times \frac{5}{15} = 70 \text{ mA}$$

$$\text{et } I_2 = I \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 210 \times \frac{10}{15} = 140 \text{ mA}$$

Impédance équivalente.

Tant que ce circuit ne comporte, lui aussi, que des résistances pures, les données du problème ne sont guère changées et le même procédé de calcul conduisant aux mêmes résultats reste valable. Mais tout change si nous envisageons maintenant (fig. 2) que la branche supérieure comporte en série avec R_1 un condensateur dont la conductance à la fréquence considérée (mais non donnée) équivaut à 7Ω ; de même, la branche inférieure contient, dans ce nouveau cas, une résistance en série avec une self dont l'inductance (à la même fréquence) vaut 10Ω ; quant à R_3 , elle reste inchangée. En utilisant le Calcul Imaginaire, nous écrirons (en négligeant le détail de la notation com-

NOUVEAUX CIRCUITS TV A TRANSISTORS

(Suite de la page 53.)

La déviation, sur l'écran, du spot est Y . Elle est donnée par la formule

$$Y = R + \frac{DI - R^2}{\sqrt{R^2 - I^2}}$$

Si R est grand par rapport à I , ce qui se produit généralement, Y s'exprime par la relation approchée

$$Y = \frac{DI}{R}$$

En remplaçant dans cette dernière relation, R par sa valeur en fonction de U_{th} et H on obtient :

$$Y = \frac{3,36 \sqrt{U_{th}}}{DIH}$$

La longueur l des bobines peut être déterminée par la valeur de l'angle maximum de déviation α_{max} .

Dans un tube de 110° , l'angle maximum de déviation est de l'ordre de 100° donc $\alpha_{max} = 50^\circ$ car il a été défini ainsi sur la figure 24.

La relation entre l et α_{max} est :

$$l = \frac{r(1 + \cos \alpha_{max})}{\sin \alpha_{max}}$$

dans laquelle r = rayon intérieur, en centimètres, du col du tube cathodique.

En raison de la forme particulière des bobines de déviation construites actuellement, ces formules sont approximatives et donnent seulement une idée de l'ordre de grandeur des éléments considérés.

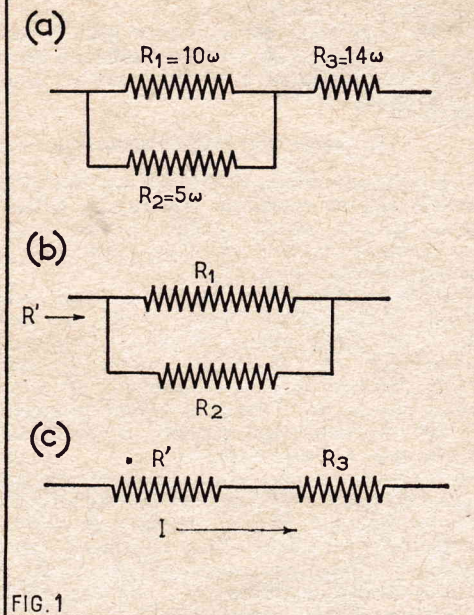


FIG. 1 Courants et tensions.

Comme nous n'avons pas changé valeur numérique de la tension appliquée, mais que celle-là représente bien une valeur efficace, nous écrirons

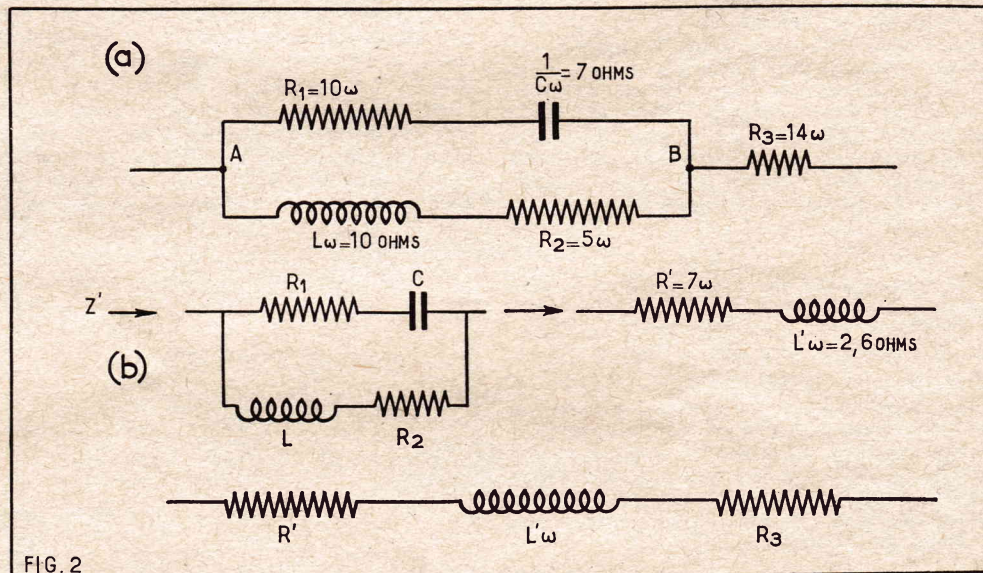


FIG. 2

plexe) pour l'impédance totale Z_1

$$Z_1 = 10 - 7j$$

et pour Z_2

$$Z_2 = 5 + 10j$$

d'où une résultante, toujours imaginaire

$$Z' = \frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{(10 - 7j)(5 + 10j)}{15 + 3j} = \frac{50 - 35j + 100j - 70j^2}{15 + 3j} = \frac{120 + 65j}{15 + 3j}$$

Suivant une méthode déjà détaillée à plusieurs reprises, nous « chasserons » le terme en j de ce dénominateur

$$Z' = \frac{(120 + 65j)(15 - 3j)}{(15 + 3j)(15 - 3j)} = 7 + 2,6j$$

C'est à cette valeur qu'il faudra ajouter la résistance R_3 , d'où finalement, une impédance totale $Z = Z' + R_3 = (7 + 2,6j) + 14 = 21 + 2,6j$

(1) Voir les n° 205 et suivants de Radio-Plans.

$$I \text{ total} = \frac{V}{Z} = \frac{10}{21 + 2,6j}$$

et nous adopterons le même principe pour supprimer le j du dénominateur

$$I \text{ total} = \frac{10(21 - 2,6j)}{441 + 6,76} = 0,47 - 0,056j$$

Nous venons d'atteindre ce que nous avions appelé précédemment la dernière étape et nous devons, pour nous débarrasser de j , passer par la racine carrée $I \text{ totale} = \sqrt{(0,47)^2 + (0,056)^2} = 470 \text{ mA}$

Comme il s'agit de courants alternatifs nous ne commettrons pas l'erreur de partager directement les courants I_1 et I_2 en proportions inverses des impédances de chaque branche; nous remarquerons tout juste que le potentiel qui apparait entre A et B vaut $V_{AB} = V_{10\Omega} - V_{R_3} = 10 - 14 \times 0,47 = 3,42 \text{ V}$ et c'est cette valeur qu'il faudrait diviser soit par Z_1 pour trouver I_1 et I_2 .

Analyse pratique d'un récepteur de TV en couleurs

SYSTÈME SECAM (1)

par M. LÉONARD

Dans ce troisième article, on trouvera trois parties : la première indiquera les caractéristiques d'une antenne UHF étudiée spécialement pour la réception du canal expérimental de TV en couleur. Il sera alors possible à tous les possesseurs de téléviseurs normaux noirs et blanc, bi-standards, de recevoir le canal TV en

couleurs, mais, évidemment, en noir et blanc, ce qui démontrera la compatibilité des systèmes TV en couleurs Sécam et TV en noir et blanc.

La première partie est consacrée à la technique générale de la TV en couleurs et la troisième partie traitera du circuit MF du téléviseur en couleur réalisé par la C.F.T.

Première partie. Antenne UHF.

L'émetteur expérimental transmet, sur le canal 28, UHF, des émissions en couleur destinées aux laboratoires des industries qui étudient actuellement la construction des appareils de télévision en couleur.

En raison de la compatibilité du système Sécam, on peut recevoir ces émissions sur un appareil normal, mais l'image ne sera pas en couleurs. La puissance de l'émetteur étant réduite, nous ne pouvons absolument pas donner la moindre garantie sur la qualité de l'image reçue, et même sur la possibilité de la recevoir. Seuls les techniciens de la région parisienne ont des chances de recevoir cette émission.

Le canal 28 provisoirement adopté pour cette émission se caractérise par les fréquences porteuses suivantes :

Fréquence porteuse image $f_1 = 527,25$ MHz.

Fréquence porteuse son $f_s = 533,75$ MHz.

Ce canal est également prévu pour certains émetteurs UHF normaux fonctionnant ou devant fonctionner ultérieurement en province. L'antenne qui sera décrite ne diffère en rien d'une antenne pour émissions normales blanc et noir.

Il va de soi que cette antenne devra être montée sur le toit de l'immeuble avec les mêmes soins que l'antenne UHF déjà montée et prévue pour la deuxième chaîne. Nous conseillons de prévoir pour l'antenne canal 28, un système de descente par coaxial à très faibles pertes, distinct de celui destiné à la réception normale. Les lecteurs qui entreprendront cette installation sont toutefois avertis que les émissions reçues n'ont pas un caractère « distrayant » comme celles des deux chaînes normales et que leur intérêt est d'ordre purement technique. Il ne s'agit nullement d'un troisième programme.

La fréquence médiane du canal 28 est

$$f_m = \frac{527,25 + 533,75}{2} = 530,5 \text{ MHz}$$

que l'on peut arrondir sans aucun inconvénient à :

$$f = 530 \text{ MHz}$$

fréquence pour laquelle nous déterminons l'antenne par le canal 28.

La longueur d'onde correspondante est, en centimètres :

$$\lambda = \frac{30\,000}{f} = \frac{30\,000}{530} = 56,5 \text{ cm}$$

avec f en MHz.

On a, par conséquent :

$$\lambda/2 = 28,25 \text{ cm.}$$

$$0,18 \lambda = 10,2 \text{ cm.}$$

$$0,09 \lambda = 5,1 \text{ cm.}$$

Ces valeurs arrondies convenant parfaitement.

Pour une antenne à 24 éléments, les dimensions sont :

Longueur réflecteur F	$\lambda/2 = 28,25$ cm
Longueur radiateur R	$0,95 \lambda/2 = 26,8$ cm
Longueurs directeurs D_1 à D_4	$0,91 \lambda/2 = 25,7$ cm
Longueurs directeurs D_5 à D_8	$0,88 \lambda/2 = 24,8$ cm
Longueurs directeurs D_9 à D_{11}	$0,84 \lambda/2 = 23,7$ cm
Longueurs directeurs D_{12} à D_{15}	$0,81 \lambda/2 = 22,8$ cm
Longueurs directeurs D_{16} à D_{18}	$0,79 \lambda/2 = 22,3$ cm
Longueurs directeurs D_{19} à D_{20}	$0,75 \lambda/2 = 21,2$ cm
Longueurs directeurs D_{21} à D_{22}	$0,7 \lambda/2 = 19,8$ cm

Les écartements entre éléments sont tous de :

$$E_0 = 0,18 \lambda = 5,1 \text{ cm}$$

sauf celui entre radiateur R et directeur 1, D_1 qui est

$$E_1 = 0,09 \lambda = 2,55 \text{ cm.}$$

Le radiateur convenant à cette antenne dont l'impédance devra être de 75Ω se compose de trois tubes longs de $0,95 \lambda/2 = 26,8$ cm, distance entre deux tubes $d = 3$ cm, distance entre les tubes extrêmes $2d = 6$ cm, le tube du milieu sera coupé au milieu en enlevant une longueur d_1

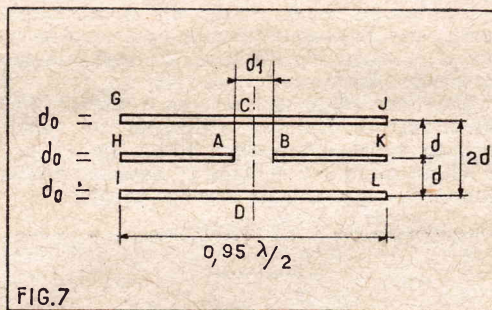


FIG. 7

= 2 cm (voir fig. 7). La figure 8 montre la jonction AB par un tube isolant pénétrant dans les extrémités du tube coupé au milieu. La figure 9 montre les deux tubes isolants en croix qui maintiennent le radiateur au milieu CD, enfin la figure 10 montre la

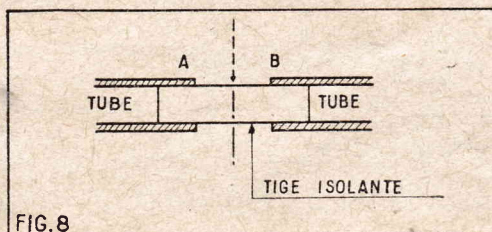
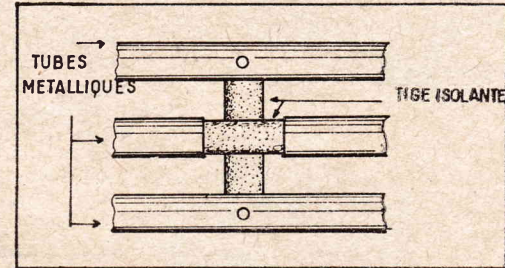


FIG. 8



jonction par plaquette métallique des extrémités GHI ou JKL. Ces contacts devront être effectués par soudure.

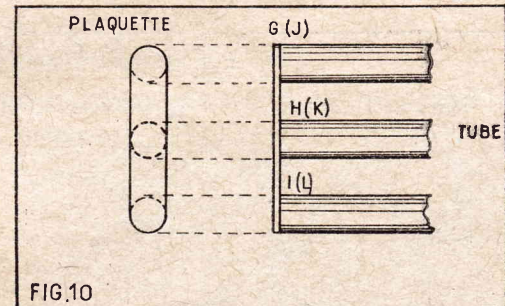


FIG. 10

Le réflecteur sera réalisé d'après le schéma de la figure 11. Il se compose de 5 tubes longs de $\lambda/2$ disposés à écartement égal de sorte que la distance entre les deux tubes extrêmes soit également $\lambda/2$. Un tube transversal réunira les milieux des 5 tubes. La fixation sur le bras sera faite au milieu de ce tube qui coïncide avec le milieu du troisième tube.

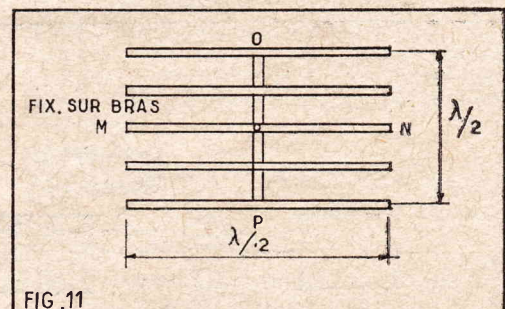


FIG. 11

Tous les tubes de l'antenne auront un diamètre d_0 de 0,5 cm. La distance $d_1 = AB$ (fig. 7) sera de 2 cm, valeur non critique. Le diamètre du tube OP (fig. 11) peut être supérieur à 0,5 cm, par exemple 1 cm.

Le bras aura un diamètre de 2 à 2,5 cm et sa section peut être circulaire, rectangulaire ou carrée, dans les deux derniers, car

(1) Voir les n° 207 et 208 de Radio-Plans.

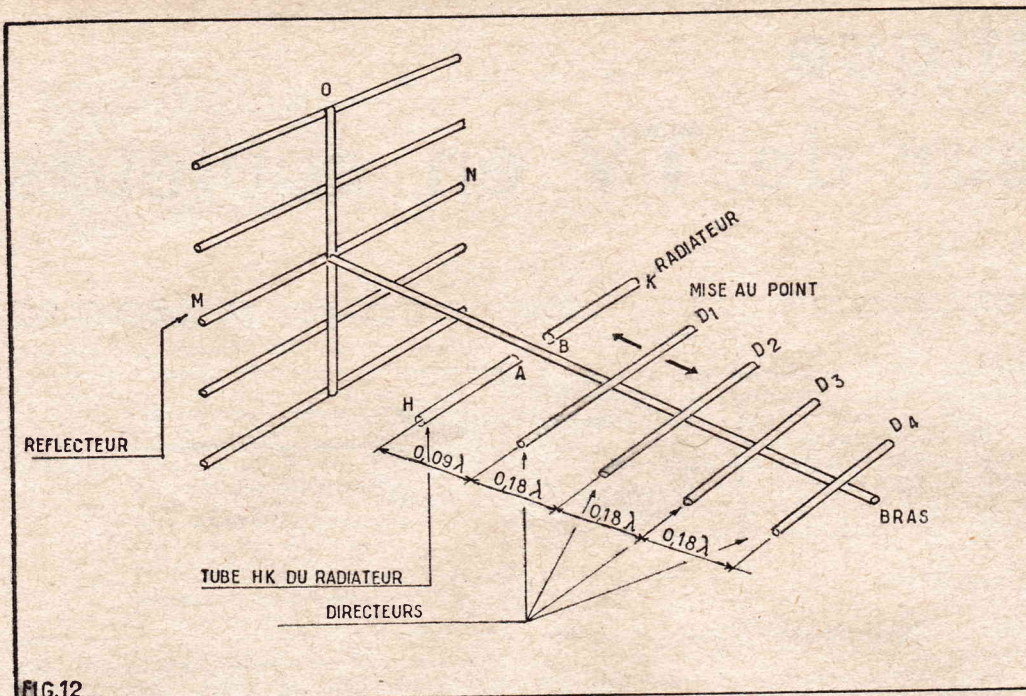


FIG. 12

les côtés de la section seront de 1 à 2 cm. La figure 12 montre une partie de l'antenne. Pour simplifier le dessin nous n'avons indiqué que le tube du milieu du radiateur HA-BK et les quatre premiers radiateurs. Les directeurs et le réflecteur sont en contact électrique avec le bras. Le coaxial sera relié avec le conducteur intérieur au point A et le conducteur extérieur au point B. Tout le radiateur sera isolé du bras. Fixer le bras sur un mât au point du

bras correspondant à son centre de gravité. La fixation sera très robuste en utilisant des jambes de force ou tout autre procédé.

Le mât sera vertical. Le bras sera horizontal ainsi que le plan de tous les tubes des éléments réflecteur, radiateur, directeur.

Les plans de l'ensemble du réflecteur et de l'ensemble du radiateur seront verticaux et perpendiculaires au bras.

Ce dernier sera dirigé vers l'émetteur dans un sens tel que le directeur 22 soit du côté émetteur et le réflecteur à l'arrière de l'antenne. La mise au point de l'antenne consiste dans la modification de la distance entre radiateur et le premier directeur qui a été indiquée, $0,09 \lambda = 5,1 \text{ cm}$ pour le canal 28, sans rien modifier aux autres distances, le radiateur D₂ restant à sa place primitive.

Deuxième partie. Technique générale.

Dans cette partie nous donnerons des indications sur le tube cathodique spécialement étudié pour la TV en couleur.

On notera qu'il existe de nombreuses sortes de tubes cathodiques pour couleurs, qui dépendent directement du système de télévision en couleurs adopté.

Dans les systèmes actuels : américain, allemand et français (Sécam), on peut utiliser notamment deux types de tubes, le chromatron et le tube à masque. Nous donnerons des détails sur ce dernier.

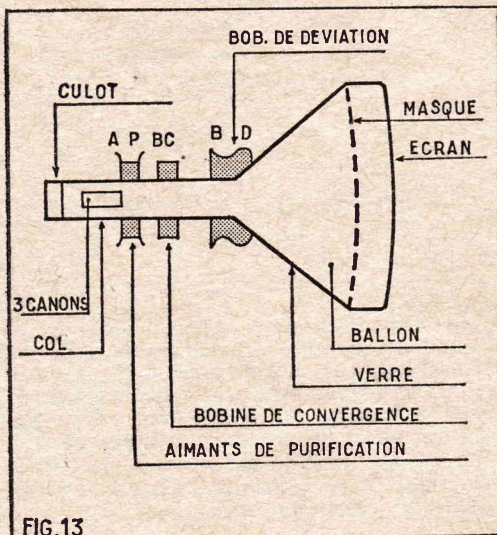


FIG. 13

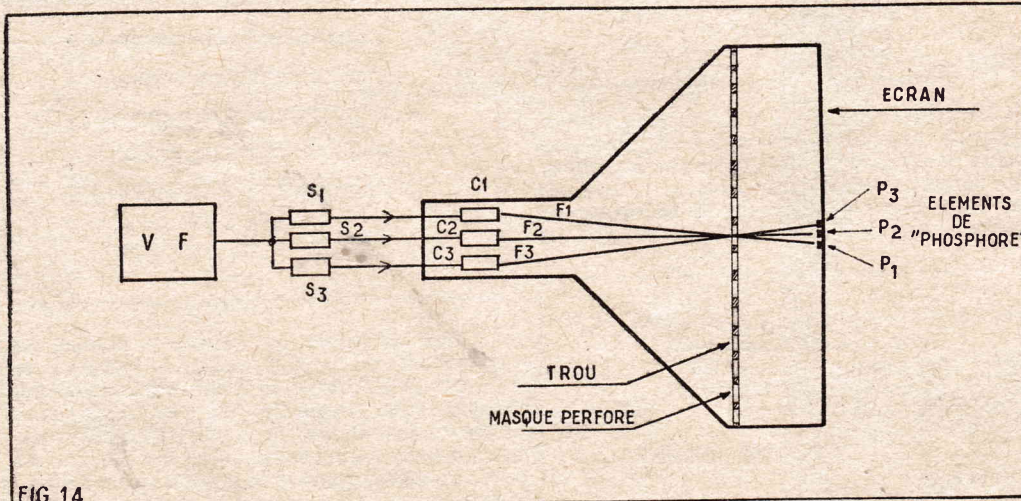


FIG. 14

La figure 13 donne le schéma de principe de ce tube. Il est constitué principalement par un ballon de verre avec col et écran de forme analogue à celle des tubes noirs.

Dans le col on trouve le système de 3 canons engendrant 3 faisceaux de rayons cathodiques (au lieu d'un seul). Sur le col sont enfilés les aimants de « purification » AP, les bobines de convergence BC et les bobines de déviation BD analogues à celles des bobines pour tubes noir et blanc. Il y a donc deux bobines, l'une pour la déviation horizontale et une pour la déviation verticale, chaque bobine étant constituée par deux demi-bobines montées en série ou en parallèle.

La figure 14 montre les signaux de trois couleurs que nous désignons par S₁, S₂ et S₃. Ils sont appliqués respectivement aux canons C₁, C₂ et C₃. Les faisceaux issus de ces canons convergent tous trois, pour un point de balayage donné de l'image, sur un trou du masque. Les prolongements de

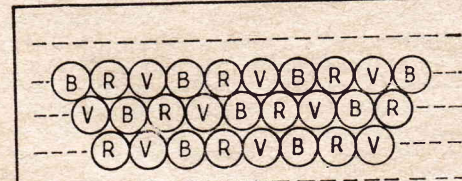


FIG. 15

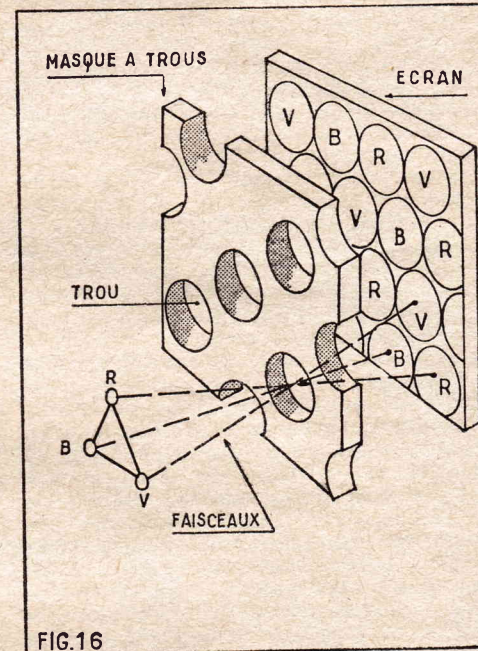


FIG. 16

faisceaux F₁, F₂ et F₃ frappent les trois éléments de « phosphore » P₁, P₂ et P₃ de l'écran, chacun correspondant à une couleur différente. R = rouge, B = bleu, V = vert.

Sur la figure 15 on montre la disposition des éléments de phosphore. Avec cette disposition, on a créé des ensembles de 3 éléments de phosphore disposés en triangle correspondant aux trois couleurs.

Sur la figure 16 on montre les faisceaux RBV passant par un trou et parvenant aux éléments RBV de phosphore.

Les balayages, vertical et horizontal, agissent sur les trois faisceaux simultanément. Leur point de convergence coïncide alors avec un autre trou du masque. Un groupe de 3 autres éléments de phosphore de l'écran reçoit les faisceaux.

Grâce à la concentration, ces faisceaux peuvent être considérés comme des rayons cathodiques dans la zone proche du masque et de l'écran trichrome.

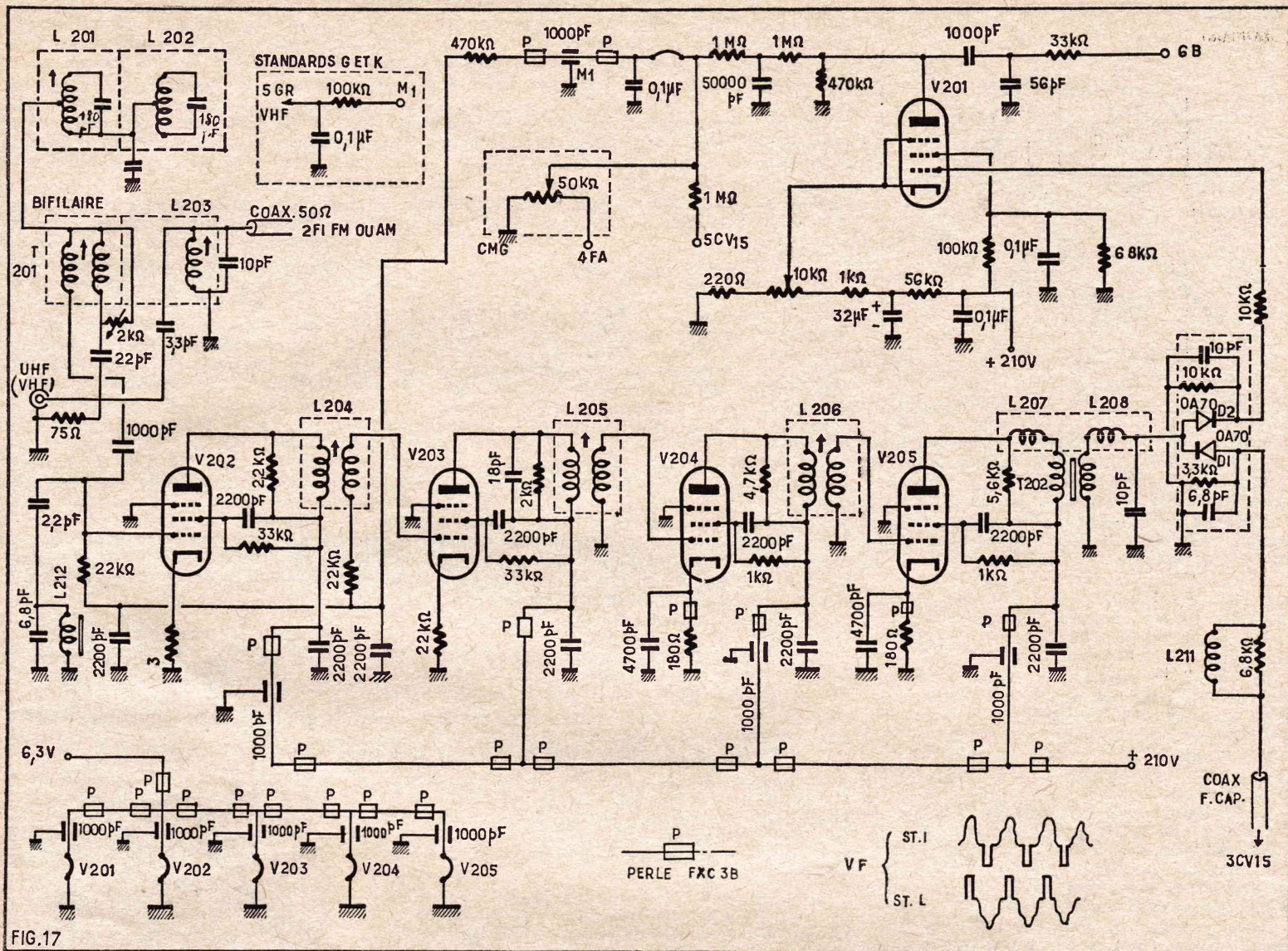


FIG.17

Troisième partie. Amplificateur MF image.

Le schéma de l'ensemble des circuits MF image est donné par la figure 17.

Il s'agit d'un amplificateur à large bande à 4 lampes pentodes V202 à V205, suivi d'une détectrice diode à modulation d'amplitude, montage analogue à ceux des amplificateurs MF des téléviseurs normaux mais à gain plus élevé car il y a 4 lampes au lieu de 2 ou 3.

Cet amplificateur est monté sur une platine sur laquelle sont également montés divers circuits éliminateurs (réjecteurs) et ceux de CAG (commande automatique de gain). Cette platine convient pour les standards I et L dont nous rappelons les caractéristiques :

Standard I : réception sur UHF, modulation de lumière négative (comme dans le standard européen CCIR), son en modulation de fréquence.

Standard L : réception sur UHF, modulation de lumière positive (comme dans les standards français et anglais), son en modulation d'amplitude.

En résumé, le standard I correspond à la réception des UHF en standard européen et le standard L à la réception des UHF en standard français.

Éliminateurs-capteurs de son.

Le signal MF engendré par le tuner UHF est transmis à l'entrée coaxiale de la platine (UHF-VHF) de 75 Ω, par un coaxial de même impédance.

Le signal MF image et son est transmis par un condensateur de 33 pF au bobinage

L203 accordé sur la fréquence MF porteuse son qui est :

Dans le standard I, $f_{ms} = 38,7$ MHz.

Dans le standard L, $f_{ms} = 39,2$ MHz, tandis que la fréquence MF porteuse image est dans les deux standards I et L, $f_{m1} = 32,7$ MHz.

On voit ainsi que dans le standard I, la différence entre porteuses son et image est de 6 MHz, tandis que dans le standard L, elle est de 6,5 MHz, ce qui permet la compatibilité avec les standards « noir et blanc » mentionnés plus haut.

Le signal MF son, sur L203, est transmis par un coaxial de 50 Ω vers l'amplificateur MF son.

Le signal MF image et son, reçu sur l'entrée est également transmis par le condensateur de 22 pF au filtre réjecteur composé de T201, L201 et L202, accordé sur la même porteuse MF son. Sa fonction est d'éliminer le signal son du signal MF image + son. Le signal MF image restant est alors transmis par le condensateur de 1 000 pF à la grille de la première lampe amplificatrice MF image, V202 du type EF183.

Le bobinage T201 est à enroulement bifilaire et accordé exactement sur 28 MHz. La bobine L201 est accordée sur une fréquence proche de la fréquence porteuse image du canal adjacent, soit $f = 28$ MHz.

La bobine L202 est accordée sur 38,7 (standard I) ou 39,2 MHz (standard L) fréquence porteuse MF son. Un autre réjecteur de son est constitué par le circuit LC L212 — 6,8 pF en série avec 2,2 pF relié à la grille de V202.

Amplificateur.

Considérons la grille de V202 qui reçoit le signal MF image sur la bande MF image correspondant au standard reçu. Le signal est amplifié par cette lampe à forte pente dont la stabilité est assurée par le dispositif de contre réaction réalisé par la résistance non shuntée de 22 Ω de cathode.

La polarisation de la grille de V202, première MF image, provient du circuit de CAG à lampe V201 dont nous nous occuperons plus loin.

La tension de polarisation est transmise à la grille par la résistance de 22 kΩ. Plus le signal d'antenne est intense, plus la tension de polarisation est négative, diminuant ainsi le gain de la lampe.

Pour la liaison avec la lampe suivante on a disposé le transformateur L204 accordé sur 35 MHz.

L'ensemble des bobinages MF image, L204 à L206 constitue un système de circuits décalés. Ces transformateurs, bifilaires, sont équivalents à des bobines uniques. Le bobinage L204 est accordé par les capacités parasites et amorti au primaire par 2,2 kΩ et la résistance de sortie de V202 et au secondaire par la résistance d'entrée de V203 en parallèle.

Les découplages sont assurés par des perles de ferrocube P, type FXC3B, et des condensateurs de 1 000 pF et 2 200 pF. La résistance de 22 kΩ du secondaire de L204 transmet la polarisation de CAG à la grille de V203.

L'écran de la lampe V202 est découplé par un condensateur de 2 200 pF et ali-

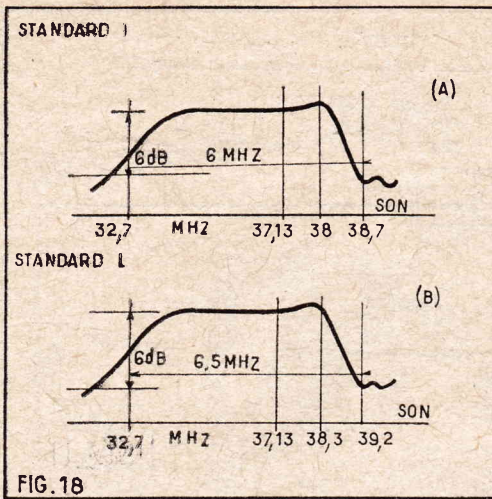


FIG. 18

L205-L206 et du filtre de bande en T, L207-L208-T202, donne une courbe de réponse indiquée par la figure 18.

Le passage du standard I au standard L réside dans l'accord des bobines L207 et L208.

On en remarquera le câlage de la fréquence MF image 32,7 MHz sur un gain relatif de 0,5 (6dB) dans les deux standards.

Les effets des réjecteurs de son sont visibles sur les parties de droite des courbes A et B de la figure 18.

Détection et CAG.

Sur le schéma de la figure 17 on trouve à la suite du bobinage L208 deux diodes type OA70. La diode D₂ dont l'anode est du côté de L208 sert de redresseuse pour la CAG tandis que l'autre diode, dessinée au-dessous de la précédente, tournée avec la cathode vers la bobine L208, est la détectrice D1.

Considérons d'abord D₁. Le signal VF apparaît aux bornes de la résistance de 3,3 kΩ. Le circuit L₂₁₁ — 6,8 kΩ est un circuit de correction série VF. Le signal VF est transmis par un coaxial de faible capacité à l'amplificateur VF. au point 3CV15. Cet amplificateur, d'un schéma tout à fait spécial à la technique de la TV en couleurs, système Sécam, sera décrit par la suite.

Passons maintenant à la diode de CAG, la diode D₂.

Les signaux MF sont redressés et une tension de composante continue apparaît aux bornes de la résistance de 10 kΩ et du condensateur de 10 pF qui la shunte.

La polarité de cette tension est telle que le négatif se trouve du côté masse et le positif du côté cathode de D₂. La tension est donc d'autant plus positive sur la grille de la pentode que le signal d'antenne est intense.

La cathode de V201 type EF80, est reliée au curseur d'un potentiomètre de 10 kΩ faisant partie d'une chaîne de résistances en série montée entre masse et + 210 V. Ce potentiomètre permet, par conséquent, de régler le gain de la pentode. Il s'agit ici de gain en courant continu.

L'écran de la pentode V201 est relié au + 210 V par l'intermédiaire de 100 kΩ et à la masse par 68 kΩ, le découplage étant assuré par un condensateur de 0,1 μF; enfin, la grille 3, est reliée à la cathode.

Le montage de la plaque semble, à première vue, anormal, car on ne trouve pas de circuit + HT en liaison avec cette électrode.

En réalité, le montage est correct car il s'agit d'un dispositif de CAG amplifié et verrouillé dont nous allons indiquer rapidement le principe de fonctionnement.

Dans les émissions TV la CAG doit être commandée de préférence par les signaux synchro et non par les signaux complets lumière + synchro, car les signaux de lumière ont une amplitude qui dépend non seulement de la puissance captée par l'antenne, mais aussi par la luminosité à chaque instant de l'image.

Un des moyens de supprimer toute influence des signaux de lumière est de

rendre la lampe amplificatrice de CA V201, inopérante pendant leur transmission, cette lampe ne fonctionnant que pendant les signaux synchro de lignes.

Pour obtenir ce résultat, la plaque V201 n'est pas branchée à un circuit résonnant au + HT de sorte qu'aucun courant continu ne s'établisse sur la plaque. La plaque n'existe normalement, car la plaque est au potentiel de la masse à travers une résistance de 470 kΩ.

Si au point 6B on applique des impulsions positives, prélevées sur le balayage ligne par ligne, on se produisant pendant les impulsions synchro lignes, ces impulsions sont transmises à la plaque par le condensateur de 1 000 pF et la plaque devient positive.

Il en résulte que la lampe fonctionne comme amplificatrice seulement pendant la durée des signaux de synchronisation de lignes, donc ce qui était désiré.

Le signal amplifié apparaît sous forme d'impulsions. Les filtres composés de résistances de 1 MΩ, 1 MΩ, 470 kΩ et de condensateurs de 50 000 pF et 0,1 μF transforment ces impulsions en une tension continue. C'est la tension de CA qui est appliquée aux lampes V202 et V203 comme indiqué précédemment. Le potentiel au repos de cette tension peut être réglé avec le potentiomètre de 50 kΩ.

menté en HT à travers la résistance de 33 kΩ reliée à la ligne + HT de 210 V.

On remarquera sur cette ligne, aux emplacements convenables, les perles FXC3B. La plaque de V202 est alimentée directement sur la ligne + HT avec découplages par condensateur et perles P.

La CAG agit, comme on vient de le voir sur les deux lampes V202 et C203 toutes deux à pente variable du type EF183.

La lampe V203 est montée d'une manière analogue à la première.

L'organe de liaison, le transformateur bifilaire L205 est accordé sur 38 MHz. En plus des capacités parasites, il y a sur le primaire de L205 un condensateur de 18 pF.

La lampe V204, troisième amplificatrice MF image est une pentode à pente fixe type EF184.

Cette lampe n'est pas soumise à la CAG. Le retour de grille par le secondaire de L205 est relié à la masse et la polarisation est réalisée par la résistance de 180 Ω montée entre cathode et masse avec découplage par perle et condensateur de 4 700 pF.

Pour le circuit de plaque et celui d'écran, de la lampe V204, on a prévu des dispositifs de découplage analogues à ceux des deux lampes précédentes. L'accord de L206, transformateur bifilaire, est réglé sur 33 MHz.

Passons maintenant à la quatrième lampe MF image V205, du type EF184. Les circuits de grille 1, grille 2 et cathode sont montés comme ceux de la lampe précédente.

La grille 3 comme celles de toutes les lampes MF, est reliée directement à la masse.

Dans le circuit de plaque se trouve le primaire du filtre de bande qui précède la détectrice MF image. Ce filtre se compose de L207 et le primaire de T202 dans le circuit de plaque de V205 et de L208 et du secondaire de T202 dans le circuit de diode détectrice.

On peut considérer ce bobinage comme un filtre en T. Le couplage shunt est T202 et les bras série sont L207 et L208.

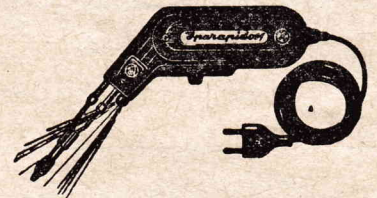
L'accord du filtre de bande donne une bande comprise entre 32,7 et 38,7 MHz pour le standard I et entre 32,7 et 39,2 pour le standard L dont la bande globale est plus large comme indiqué précédemment.

L'ensemble des circuits décalés L204-

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 alter. 110 ou 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la polignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation 90/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail, interrupteur dans le manche - Transformateur 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 : **78 g**
830 gr. Valeur : 99,00. NET

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

COGEREL

CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Département "Ventes par Correspondance"
COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)

Magasins - pilotes :

3, RUE LA BOÉTIE - PARIS 8^e
9, BD ST-GERMAIN - PARIS 5^e

POUR VOS ACHATS
DE COMPOSANTS,
ÊTES-VOUS AU COURANT
DE NOS NOUVELLES CONDITIONS?

N.B. Le nouveau catalogue (RP.9-101) vous sera
envoyé contre 4 timbres pour frais.

PAR COMMANDE

de 100 à 200 F
de 200 à 300 F
de 300 à 400 F
de 400 à 500 F
de 500 à 1 000 F
au-dessus de 1 000 F

VOUS AVEZ DROIT A

Port gratuit
escompte 2%
escompte 3%
escompte 4%
escompte 5%
escompte 10%

Le chauffage des filaments.

Les cinq lampes de la platine MF image standards L et I doivent être alimentées aux filaments sous 6,3 V alternatif. Tous les filaments sont reliés à l'une de leurs extrémités, directement à la masse la plus proche.

Leur autre extrémité est reliée à une ligne 6,3 V par rapport à la masse, par l'intermédiaire d'éléments de découplage.

Pour chaque filament, il y a un élément de ce genre composé d'une perle FXC3B et d'un condensateur de 1 000 pF. L'enroulement de chauffage filaments du transformateur d'alimentation donne 6,3 V. Une de ses extrémités est reliée à la masse et l'autre à la ligne 6,3 V.

Platine MF image standards G et K.

Rappelons que dans le standard G la modulation de lumière est négative comme dans le standard européen CC112, le son est à modulation de fréquence et la réception se fait en UHF.

Dans le standard K, la modulation de lumière est également négative, le son est à modulation de fréquence et la réception peut s'effectuer en VHF et en UHF.

Dans le standard G, l'écart entre les deux porteuses est de 5,5 MHz tandis que dans le standard K, cet écart est de 6,5 MHz.

Le schéma de la platine MF pour standards G et K est à quelques détails près semblable à celle prévue pour les standards I et L de la figure 17.

Voici les différences caractérisant la platine pour standards G et K.

1° Accord des bobinages : voir tableau ci-dessous.

Tableau I

Bobinage	Standard G	Standard K
	MHz	MHz
L251	33,4	32,7
L252	33,4	32,7
L203	33,4	32,7
L204	35	35
L205	38	38
L206	33	33
L207		
L208	33,4 à 38,9	32,7 à 39,2

Les bobines L251 et L252 remplacent les bobines L201 et L202.

2° L'entrée peut être branchée à la sortie MF du tuner UHF ou du rotacteur VHF.

3° Au point M₁ (voir fig. 17) du circuit CAG est branché un circuit RC composé d'une résistance de 100 kΩ et d'un condensateur de 0,1 μF. Le point 5GR VHF est branché au circuit de CAG du rotacteur VHF.

4° La diode D₁ est inversée, autrement dit les deux diodes D₁ et D₂ sont branchées avec les anodes du côté MF et les cathodes à la sortie.

Il en résulte que le signal VF obtenu sur la platine pour standards I et L (fig. 17) est :

1° En standard I à polarité positive, c'est-à-dire avec les impulsions synchro lignes négatives,

2° En standard L à polarité négative et sur la platine pour standard G et K le signal VF est dans les deux standards de polarité négative : signaux de lumière dirigés vers le bas et signaux synchro lignes positifs.

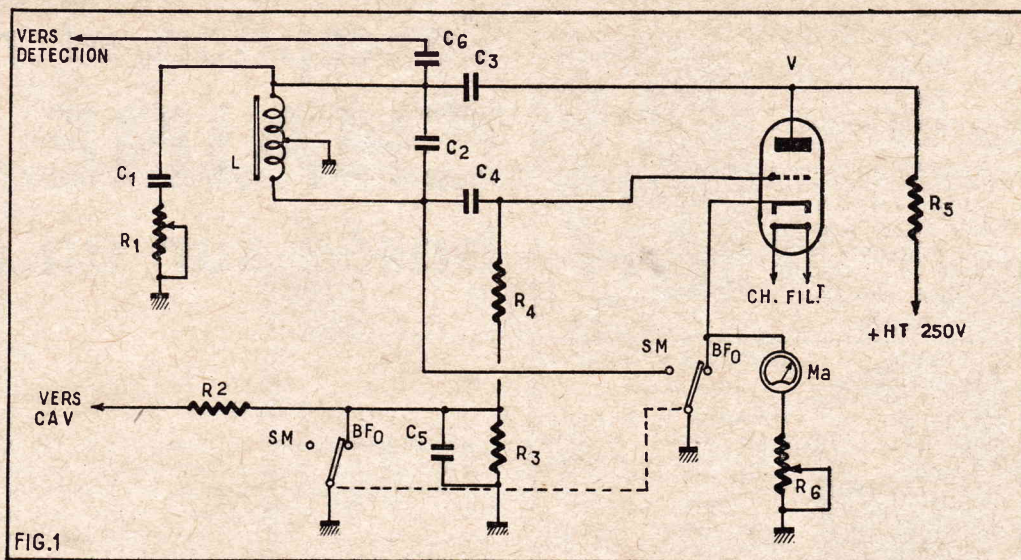


FIG.1

B. F. O. et S Mètre combinés

Nombreux sont les radio-amateurs qui trafiquent ou qui font seulement de l'écoute sur les ondes courtes, et, c'est à leur intention que nous présentons cette réalisation économique et originale d'un B.F.O. et d'un S. Mètre combinés qui fonctionnent avec une seule triode.

Indicateur S. Mètre.

Le S. Mètre est un indicateur qui permet de contrôler à tout moment la puissance relative d'un signal reçu, de suivre les évolutions de la propagation, de régler le récepteur à l'accord précis, il sert aussi à l'alignement du cours de la mise au point d'un récepteur. Cet indicateur appelé S. Mètre n'est autre qu'un voltmètre à lampes.

B. F. O.

Le B.F.O., oscillateur battement moyenne fréquence, est destiné à permettre la réception des émissions télégraphiques en onde entretenue pure. Il suffit pour cela d'hétérodyner l'onde entretenue pure à la sortie de l'amplificateur MF avec un oscillateur de fréquence différente (500 à 1 000 Hz en plus ou en moins). Par battement de ces deux fréquences on obtient une onde BF de 500 à 1 000 Hz.

B. F. O. et S. Mètre combinés.

Normalement un B.F.O. et un S. Mètre ne peuvent fonctionner simultanément, l'action du premier bloquant celle du second. Mais on peut combiner ces deux accessoires en utilisant un même tube et cela à l'aide d'un commutateur à deux circuits deux positions suivant le schéma de la figure 1.

Le signal du B.F.O. est obtenu avec un oscillateur Hartley à couplage parallèle. La résistance variable R₁, montée en série avec un condensateur d'isolement C₁₁ sur le circuit oscillant LC₂, produit par sa variation un glissement de fréquence et permet ainsi de régler la note de battement du B.F.O.

Le S. Mètre n'est autre qu'un amplificateur dans lequel un milliampèremètre de 0 à 100 mA est monté en série dans le circuit cathode. La résistance variable R₆ permettra de régler le zéro du milliampèremètre.

Lorsque le commutateur est sur la position SM le circuit oscillant est mis à la masse et de ce fait l'oscillation du B.F.O. est supprimé et le montage fonctionne en S. Mètre. Sur la position B.F.O., le galvanomètre est mis à la masse en même temps que la cathode et le montage fonctionne en B.F.O.

Le S. Mètre fonctionne à partir du V.C.A. (antifading) du récepteur. La tension du V.C.A. est appliquée au S. Mètre par l'intermédiaire de la résistance R₂. Quant au signal du B.F.O. il est envoyé vers la détection par un condensateur C₆.

Valeur des éléments.

- C₁ = C₄ = 200 pF
- C₂ = 200 à 250 pF
- C₃ = C₅ = 10 000 pF
- C₆ = 100 pF
- R₁ = R₆ = 1,5 k bobinées
- R₂ = R₃ = 1 M 1/2 W
- R₄ = 100 1/2 W
- R₅ = 4,7 1/2 W

L; on prendra un transformateur MF dont la fréquence sera la même que celle du dernier amplificateur MF. On utilisera un seul bobinage de ce transformateur sur lequel on fera une prise environ à la moitié du bobinage. Le réglage de la note est obtenu par le noyau du bobinage L et plus finement par la résistance RL.

- V = 6 J 5 - 6 C 4
- 1/2 E CC 40
- 1/2 12 AU 7

Étalonnage du S. Mètre.

La graduation sur S. Mètre est faite de telle façon que le gain d'un point sur l'échelle du galvanomètre correspond à une augmentation de la puissance de l'émetteur égale à 4 fois. On fera cet étalonnage à l'aide d'un générateur HF dont on fera varier la puissance du signal de sortie.

Remarque.

Tout l'ensemble du circuit oscillant du B.F.O. devra être soigneusement blindé dans un boîtier métallique afin de ne pas perturber les circuits HF et MF du récepteur. Il ne faut pas que les harmoniques influencent l'entrée du récepteur et soient amplifiées comme des signaux normaux.

M. BOUBE.

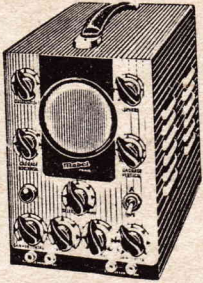
**OSCILLO PORTATIF
MABEL 63**

Tube 7 cm.

6 gammes de fréquences.
Bande passante 2 MHz.
Sensibilités 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



210 x 210 x 145 mm.

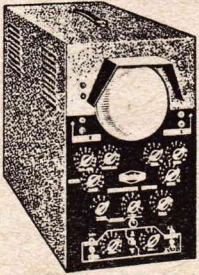
OSCILLO « LABO »

Tube de 16 cm.

6 gammes de fréquence.
Bande passante 4,5 MHz
Sensibilités bases de temps
de 10 Hz à 350 kHz.
Relaxateur incorporé.

Coffret, châssis, plaque avant, etc. **267.50**
PRIX EN « KIT »
585.00

EN ORDRE DE MARCHÉ :
705.00



485 x 400 x 250 mm.

**MIRE PORTATIVE EN COFFRET
819/625 LIGNES**

Sorties : VHF bande 3 - UHF bande 4 - Sorties vidéo : 819/625 lignes - Atténuateur 4 positions signaux blanking

Coffret châssis plaque avant, etc. **106.00**
EN « KIT » **385.00** ● O. DE MARCHÉ **525.00**
Dim. : 290 x 200 x 150 mm

Cette mire peut être montée dans une valise.
Supplément **50.00**

Pour cet appareil, en « kit », la partie HF est vendue câblée, réglée.

SIGNAL-TRACER PORTATIF

Pour la recherche dynamique des pannes dans tous les appareils électroniques.

Coffret châssis, plaque avant, etc. **98.00**
EN « KIT » **247.00** ● ORDRE DE MARCHÉ **290.00**
Dim. : 230 x 125 x 200 mm.

VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Grande sensibilité : 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 800 ohms - Ohmmètre : 200 - 2 000 - 20 000 - 200 000 - 2 - 20 mégohms Continu et alternatif.

Coffret, châssis, plaque avant, etc. **89.00**
EN « KIT » **329.00** ● ORDRE DE MARCHÉ **404.00**
Dim. : 290 x 210 x 145 mm

Tous nos appareils sont livrés avec schémas et plan de câblage

**NOUVEAU MODÈLE DE POCKET TRACING
POUR TOUS VOS DÉPANNAGES**

Analyseur dynamique pour



BF - TRANSISTORS
RADIO - FM
TÉLÉVISION
Livré avec cordon et pointe de touche.

Dim. : 220 x 18 mm

Complet en ordre de marche **54.00**

**APPAREILS
DE MESURE**



METRIX 460, 10 000 ohms par volt. 28 calibres **148.00**
METRIX 462, 20 000 ohms par volt. **187.00**
Housse cuir **27.00** - VOC miniature **51.00**

HÉTÉRODYNE MINIATURE. Gammes couvertes : GO, PO, OC, MF. Double sortie HF. 110 V. Fonctionne en 220 V avec bouchon. **132.00**

TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES RADIO, TÉLÉ, CATALOGUE 64 contre 5 timbres à 0,30 F.

TAXE 2,83 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

Mabel 35, rue d'Alsace, PARIS-X°

Téléphone : NORD 88-25, 83-21.

RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUQUINE JAUNE - Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. 3246-25 Paris.

Conception et réalisation d'une CHAÎNE HI-FI basée sur un magnétophone

par R. PLISKINE

Généralités.

Le magnétophone se compose de deux parties : une platine mécanique et un amplificateur. Par un souci de facilité de transport et d'utilisation, nous avons monté chacune de ces parties dans une mallette distincte. La platine est jointe aux enceintes miniatures. Cette disposition permet en outre d'utiliser l'amplificateur seul, lors d'une sonorisation extérieure par exemple.

La platine mécanique.

Nous lui demandons de répondre aux normes de la haute fidélité sur le pleurage et la scintillation et de présenter le maximum de facilités d'emploi.

Il faut donc une platine possédant trois moteurs, assurant respectivement : défilement, rembobinage avant, rembobinage arrière. Lorsque ces fonctions sont remplies par un moteur unique, le changement de fonction est obtenu par des galets à friction ; ce qui entraîne une complication du mécanisme (d'où plus grand risque de pannes). En outre, l'utilisation d'un seul et même élément pour des fonctions diverses oblige le constructeur à adopter un compromis, qui limite chacune des possibilités. En général, une platine monomoteur rembobine moins vite et a un plus fort taux de pleurage qu'une platine à trois moteurs.

Il faut que cette platine porte trois têtes : l'effacement d'enregistrement et de lecture. Bien que la plupart des magnétophones ne comportent qu'une tête, combinant les fonctions d'enregistrement et de lecture, trois têtes sont nécessaires et cela pour assurer le meilleur des contrôles d'enregistrement c'est-à-dire : la lecture de la bande qui vient d'être enregistrée, pendant la durée du morceau. Cette méthode permet de corriger *in extremis* un réglage mal fait, ce qui évite de rater un enregistrement. Une troisième tête permet aussi l'effet d'écho, mais c'est une possibilité à laquelle nous n'attachons pas grand intérêt (au contraire de la réverbération). Si certains de nos lecteurs veulent l'obtenir, il leur suffira d'ajouter un contacteur et un potentiomètre.

Deux platines répondant à ces exigences ont été essayées : l'une d'elles (2) possède deux vitesses (9,5 et 19 cm/s) la seconde (3) permet en plus le 4,75 et le 38 cm/s. La première admet des bobines de 18 cm, la seconde de 21 cm (une version admet même des bobines de 27 cm, mais le supplément de prix, 50 %, et d'encombrement ne se justifient que par l'utilisation fréquente du 38 cm/s). La seconde possède des qualités mécaniques et des vitesses de rembobinage supérieures, ce qui a entraîné son adoption malgré son prix plus élevé.

On peut utiliser en stéréo les standards d'enregistrement à 2 ou 4 pistes. Le 2 pistes est plus simple, moins sensible aux défauts

éventuels de la bande. Le 4 pistes coûte deux fois moins cher, et si avec une tête à 4 pistes on peut lire une bande enregistrée en deux pistes le contraire est impossible. La différence de rapport signal/bruit de fond est pratiquement insensible. Nous avons donc choisi le standard à 4 pistes dont la seule exigence consiste en bande d'excellentes qualités.

SCHÉMA DE LA PARTIE ÉLECTRIQUE

L'alimentation : le transfo comporte trois secondaires.

Le primaire fonctionne en autotransformateur pour l'alimentation sous 220 V quelle que soit la tension du secteur.

Un secondaire fournit 20 V qui, redressé et filtré sommairement et ramenés à 12 V servent à chauffer en courant continu les tubes d'entrée. C'est un excellent moyen de réduire le ronflement à 50 Hz par induction sur les tubes d'entrée, auquel on ajoute particulièrement sensibles ces tubes.

Un autre secondaire sert au chauffage des autres tubes. Un pont de deux résistances de 100 Ω porte ce circuit à un potentiel positif par rapport à la masse, ce qui réduit encore le ronflement.

Le dernier secondaire fournit deux fois 360 V qui sont redressés et filtrés par une série de filtres à résistance et condensateurs. Comme on le voit sur le schéma, le plus l'étage est éloigné de la source de haute tension, plus le nombre de filtres est grand. Ainsi les étages d'entrée sont plus atteints par la moindre variation de tension alternative. Un tube au néon OA stabilise la tension appliquée au préamplificateur de lecture, et sert à la fois de témoin à la haute tension.

La partie haute fréquence.

Un tube pentode EL84 fonctionne oscillateur hétérodyne. Le transfo (briqué par Wright et Weaire sous la référence 726) produit un accrochage entre l'anode et la grille. Le taux de couplage est réglé par le potentiomètre de 5 K, de manière à obtenir une tension parfaitement sinusoïdale, ce qui abaisse la distorsion en améliorant la prémagnétisation.

La tension haute fréquence est appliquée telle que à la tête d'effacement, un simple interrupteur permet de la couper et ainsi de commutateur de surimpression. La prémagnétisation est ajustée à la valeur optimale par les potentiomètres de 50 K. L'intensité optimale est de 0,6 r sous 70 V à 100 kHz pour les têtes Bog 4 pistes. Si l'on utilise un autre type de têtes, le réglage consiste à faire croquer depuis zéro cette intensité, jusqu'à passage par un maximum de l'aimantation de la bande (contrôlable par la mesure de la tension de sortie de la tête de lecture).

Le préamplificateur de lecture.

La tête de lecture attaque une EC montée classiquement avec deuxième étage à cathode à la masse (fig. 1). Une contre-réaction est appliquée qui ré-

(1) Voir les nos 207 et 208 de *Radio-Plans*.
(2) Truvox.
(3) Brenell.

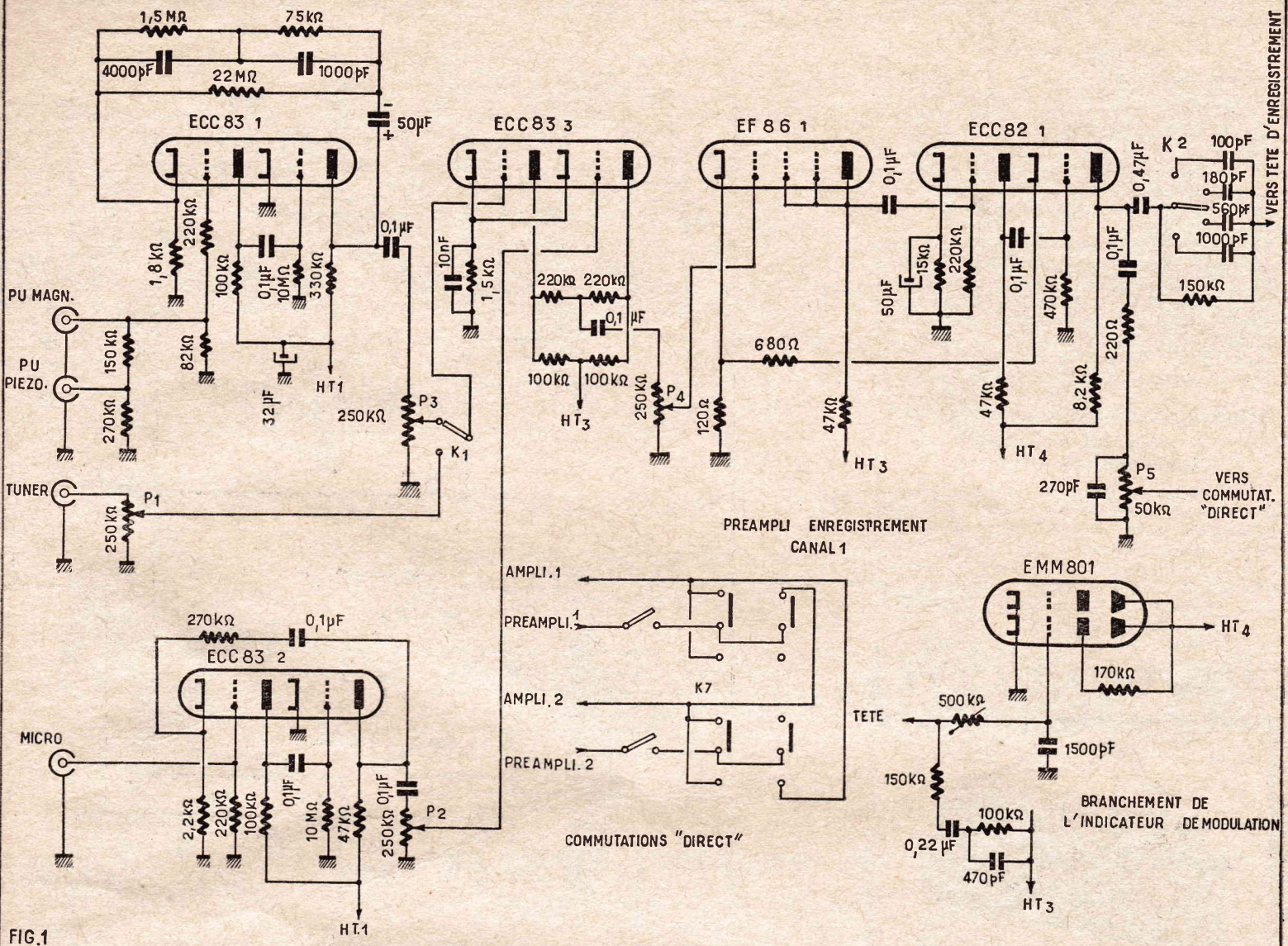


FIG. 1

le bruit de fond et la distorsion, tout en conservant une bonne amplification grâce au très fort pouvoir amplificateur du tube ECC83. La tension obtenue est appliquée à un système de corrections visant à améliorer les courbes de réponse par rapport à chaque vitesse de défilement. Une EF86 amplifie encore le signal, dont on prélève la partie voulue par le potentiomètre de 250 K. Un commutateur « Direct-Lecture » permet d'appliquer à la ECC82 suivante soit la tension de lecture du ruban, soit la tension provenant du préamplificateur d'enregistrement (cas du fonctionnement en amplificateur classique). Le montage de la ECC82 permet d'avoir deux sorties cathodique à basse impédance, à deux niveaux différents. On peut ainsi disposer de deux tensions possibles pour attaquer un amplificateur extérieur ou un autre magnétophone, ce qui permet de choisir la meilleure, celle qui module suffisamment sans saturer. En outre, une basse impédance facilite les liaisons longues sans atténuation des aiguës et améliore l'attaque de l'amplificateur.

Les niveaux des graves et des aiguës sont réglables séparément par le classique correcteur de Baxandall. La tension prélevée sur le potentiomètre de 250 K est appliquée à l'amplificateur.

Le préamplificateur d'enregistrement.
Il doit pouvoir s'adapter aux deux sources de modulation vues plus haut, et, en plus, à un micro. Il dispose donc de

trois entrées séparées, auxquelles sont appliquées, s'il y a lieu, des corrections.

L'entrée « Tuner » est la plus simple, car elle ne nécessite aucune correction ni amplification. Elle se réduit donc à un potentiomètre de 250 K qui en règle la sensibilité.

La voie micro est très soignée, car la véritable vocation d'un magnétophone est d'enregistrer des sons vrais. La tension micro attaque une ECC83 (fig. 1), montée comme l'entrée du préampli de lecture, mais avec un très fort taux de contre-réaction. On obtient ainsi une grande bande passante, avec un excellent rapport signal/souffle. Les résultats sont supérieurs à ceux que donne la classique EF86 et cet étage n'a pratiquement aucune tendance à osciller. La sensibilité est, ici encore, réglée par un potentiomètre de 250 K.

On utilise deux entrées pour les pick-up, une pour les pick-up piézo-électriques, l'autre pour les pick-up magnétiques. On applique à cet étage la correction de gravure de disques RIAA, qui est presque universellement adoptée à l'heure actuelle. Mais cette correction ne s'applique qu'aux lecteurs de vélocité, c'est-à-dire aux PU magnétiques. Pour transformer un pick-up piézo en lecteur de vélocité, il suffit de le charger faiblement. C'est ce qui est obtenu par le pont de résistances branché sur les entrées. Le PU magnétique est chargé par 68 K, ce qui est la valeur recommandée pour le PU Bang

et Olufsen, alors que le PU piézo est chargé par 155 K. La sensibilité de l'étage est réglé par un potentiomètre de 250 K.

Un commutateur permet de choisir entre le PU et le Tuner la tension qui sera mélangée à la tension micro dans l'étage suivant. Cet étage se compose d'une ECC83 dont les deux parties triodes sont montées symétriquement. La tension prélevée entre les deux résistances de 220 K est une composante des deux tensions d'entrée.

On a ensuite deux étages amplificateurs (EF86 puis ECC82) auxquels un très fort taux de contre-réaction est appliqué en utilisant une résistance de 120 Ω commune aux cathodes de la EF86 et d'un étage de la ECC82. La tension sortant de ce dernier tube subit des corrections d'enregistrement, variables avec la vitesse, avant d'être appliquée à la tête magnétique.

L'amplificateur de puissance.
Etant conçu pour fonctionner avec les enceintes « Maxime », sa puissance est de 7 W par canal. Il se compose d'une double triode 7247 montée en amplificatrice et déphaseuse, et d'une double pentode ELL80 montée en push-pull (fig. 2), avec circuit ultra-linéaire à contre-réaction d'écran. En outre, une boucle de contre-réaction englobe tout l'ampli.

Le transformateur de sortie à grains orientés est le W8 de Supersonic, qui peut transmettre 8 W et n'est donc pas surchargé. Il possède au secondaire des prises

VERS TETE D'ENREGISTREMENT

VERS COMMUTAT. "DIRECT"

BRANCHEMENT DE L'INDICATEUR DE MODULATION

mettant l'adaptation aux différentes impédances des haut-parleurs.

Les commutations.

Nous avons déjà vu la commutation à vitesse, et le contacteur « Direct-Lecture ». On a en plus un commutateur à deux positions « Mono-Stéréo », qui permet de brancher chaque préampli sur les deux amplis. En stéréo on branche chaque préampli sur l'ampli correspondant. On dispose toujours ainsi de 14 W pour l'écoute.

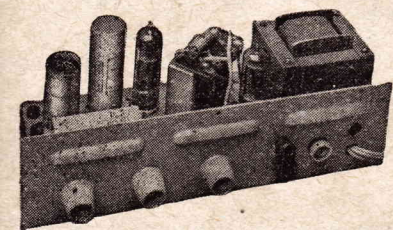
Enfin, un commutateur multiple à deux positions « Enregistrement-Lecture » assure les liaisons suivantes : en enregistrement, le signal du préampli enregistrement est envoyé à la tête correspondante, application de la haute tension à la EL84 haute fréquence; en lecture, branchement de la tête de lecture à l'entrée de son préampli.

CONSTRUCTION DE L'AMPLIFICATEUR

Réalisation du châssis
(en tôle étamée de 0,6 mm).

Le châssis se compose de quatre blocs distincts : deux d'entre eux qui sont identiques correspondent aux deux systèmes préamplis-amplis de chaque canal (fig. 3, 5 et 8), un petit bloc porte les entrées, les commutateurs et commutateurs communs aux deux canaux (fig. 7), le dernier porte l'alimentation.

HAUTE FIDÉLITÉ



AVR 4,5 W

pour électrophone 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EL84 - 1 x E280.

Potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissance - Matériaux et lampes sélectionnés - Montage Baxandall à réaction établie - Relief sonore physiologique compensé.

Pièces détachées, NET... **78.00**
Assemblé en ordre de marche... **128.00**

Autres modèles d'amplis et tuners FM.
Enceintes acoustiques.

RADIO-VOLTAIRE

55, avenue Ledru-Rollin, PARIS-XI^e.

ROQ. 98-64 C.C.P. 5608-71 - PARIS

PARKING ASSURÉ

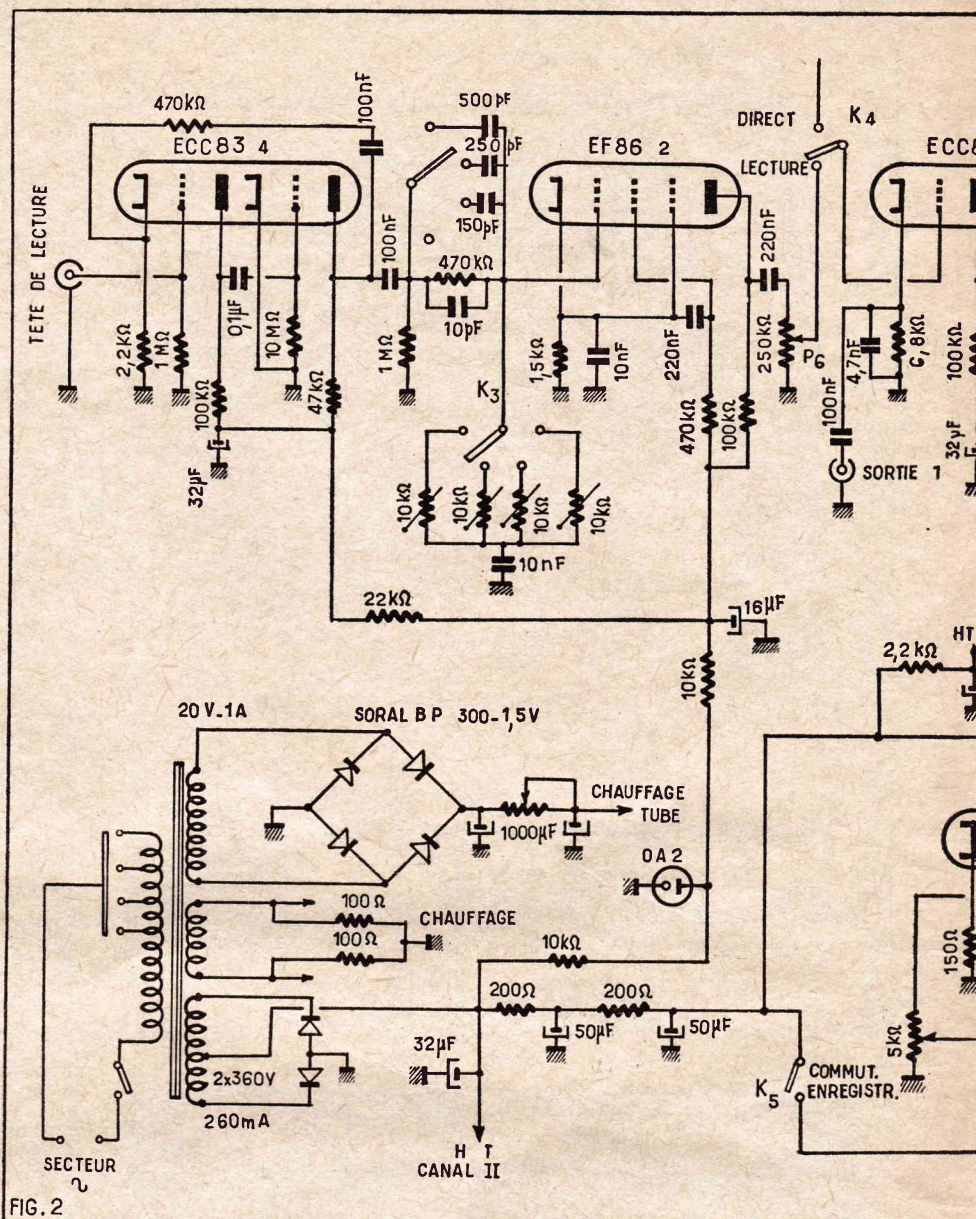


FIG. 2

mentation (voir tôle 3 sur la fig. 4) et le bloc haute fréquence (fig. 6).

Chaque châssis d'ampli est composé de cinq tôles qui, assemblées, donnent un ensemble très rigide.

La tôle 1 porte les contacteurs et potentiomètres propres à chaque canal.

La tôle 2 porte les plaquettes à cosses sur lesquelles viennent prendre place les résistances et petits condensateurs.

La tôle 3 porte les supports de lampes à colliers à ressorts (comme on le voit sur la figure 3, les tubes fonctionnent en position renversée, et bien qu'ils tiennent tout seuls dans leur support, un collier assure plus de stabilité pour le transport).

La tôle 4 porte les quatre entrées mono du canal (fiches femelles normalisées DIN à cinq broches) du côté préampli enregistrement, et une prise femelle de Jack du côté ampli (sortie pour haut-parleur).

La tôle 5 porte les sorties cathodyne mono du canal.

Entre les deux châssis d'ampli vient prendre place le petit châssis des parties communes.

La tôle 1 porte les contacteurs communs aux deux canaux (contacteur enregistrement-lecture, contacteur mono-stéréo).

La tôle 2 porte les quatre entrées stéréo.

La tôle 3 porte les deux sorties cathodyne stéréo, la liaison avec les têtes et l'œil magique, le bouchon d'alimentation de la platine. La liaison avec les trois têtes est assurée par un support noval, de même que l'œil magique. L'alimentation de la platine est assurée par un bouchon de liaison femelle à trois broches. Tous les câbles de liaison de l'ampli à la platine sont : blindés pour les têtes et torsadés pour le reste. Les bouchons mâles et femelles sont numérotés (à l'encre de chine). Chaque ensemble de câbles est glissé dans un souplisso, et l'ensemble total de ces souplissos est réuni dans un grand. On

VOICI LA NOUVELLE GAMME DES MONTAGES « SABAKI »

- COFFRET SABAKI LUXE 18.00
- SABAKI POCKET complet en p. détachées... 49.00
- SABAKI Studio .complet en p. détachées... 66.00
- AMPLI HI-FI complet en p. détac. (sans HP) ... 78.00
- AMPLI STANDARD avec haut-parleur en ordre de marche 45.00
- Haut-parleur HI-FI 21 cm avec transfo 50.00

MICRO "orchestre" dynamique 20.00

Coffret Signal Tracer 48.00 — Coffret LAMPÉMÈTRE. 48.00

★ Ampli Téléph... 85.00 ★ Récep. Napping.... 25.00

★ Emetteur Radio. 46.00 ★

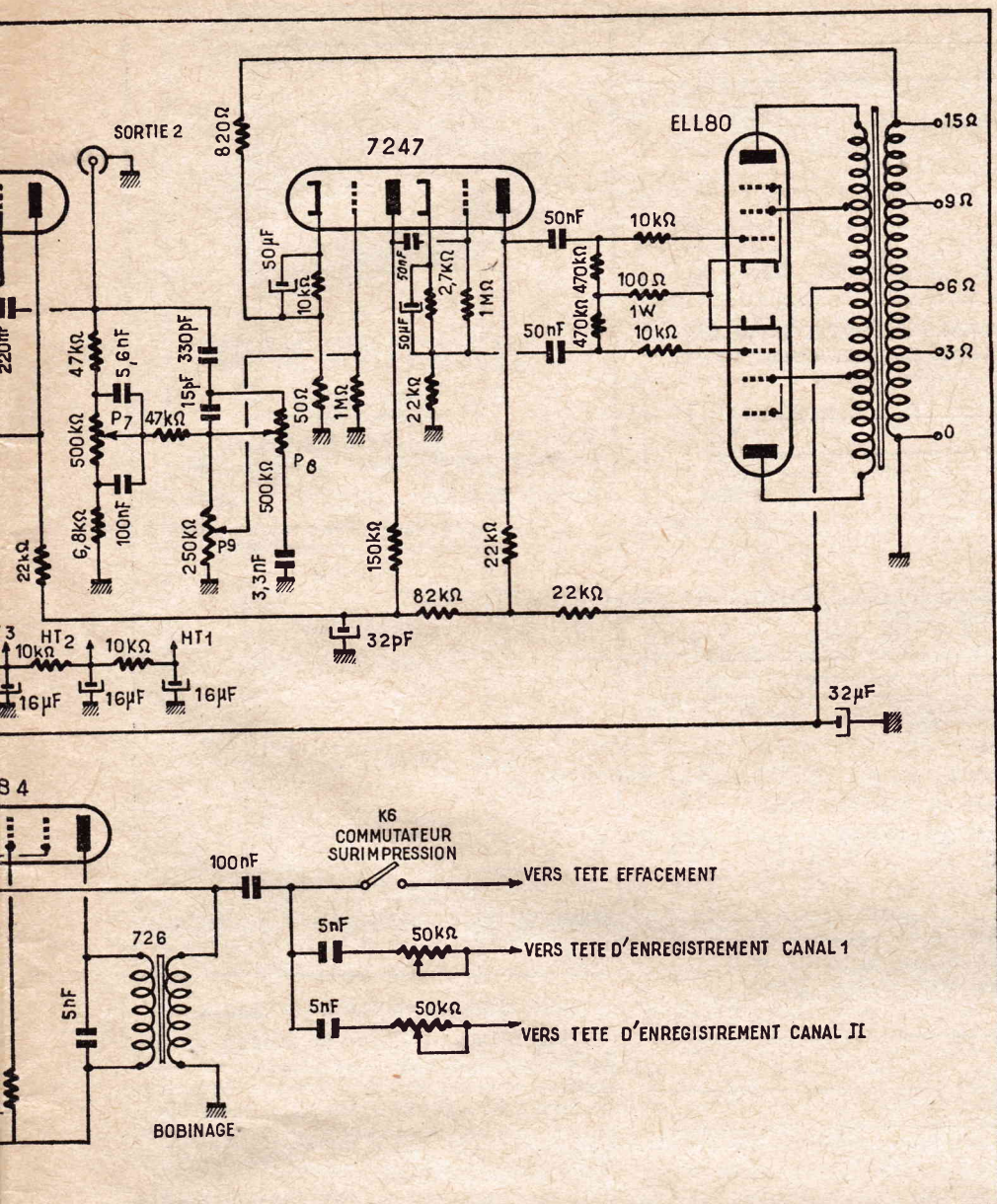
Frais d'expédition : 4 francs.

ET TOUT LE MATÉRIEL JAPONAIS en cours d'importation

TECHNIQUE-SERVICE

FERMÉ LE LUNDI
17, passage Gustave-Lepou - PARIS-XI^e
Tél. : ROQ. 37-71 - Métro : Charonne
C. C. Postal 5643-45 PARIS

Documentation « SABAKI » RP 3 sur demande contre 1 F en timbres-poste



obtient ainsi un ensemble solide et facile à brancher ou débrancher.

Le châssis alimentation est en une seule pièce. Il est percé pour la fixation des composants et l'entrée Secteur.

Câblage.

Le principal intérêt de ce châssis apparemment barbare est de permettre un câblage très facile et un démontage (pour dépannage par exemple) sans dessoudage. En effet, chaque ensemble de pièces est sur une tôle séparée, ce qui permet de n'avoir qu'une couche de composants très facilement accessibles.

a) Câblage des amplis : fixer les supports de tubes, les gros condensateurs, les contacteurs et potentiomètres, et les entrées et sorties en place. Souder sur les plaquettes à cosses les résistances et condensateurs dans l'ordre où les étages figurent sur le schéma. Garder à plat les

différents éléments de châssis, les rapprocher le plus possible et câbler ensuite les liaisons entre ces éléments. Visser enfin les tôles entre elles.

b) Câblage de l'alimentation : fixer les gros composants en place sur le châssis. Il y a très peu de petits et on peut les souder directement sur les connexions des gros.

Une fois terminé le câblage des quatre blocs, les relier par les connexions indiquées sur le schéma. Quand ce travail est terminé, il ne reste plus qu'à introduire les blocs dans le coffret. Comme on le voit sur le schéma, l'intérieur de ce coffret est exactement aux dimensions du châssis, et on ne visse les côtés de ce coffret qu'après introduction de l'ampli.

c) Coffret de la platine : ce schéma explique de lui-même le montage et l'emplacement des éléments. L'indicateur de modulation est branché en parallèle avec

les têtes et sa sensibilité est ajustée sur les résistances ajustables. Sur la Truvox une place lui est assignée, la platine Brenell on lui ménage un logement à côté d'une enceinte. Le ciment libre sous la platine sert à fixer les câbles de liaison.

Réglages.

Il faut ajuster la courbe de réponse des amplis en fonction de la vitesse de défilement, la sensibilité de l'indicateur de modulation, le taux de couplage de l'oscillateur HF et l'intensité de prémagnétisation.

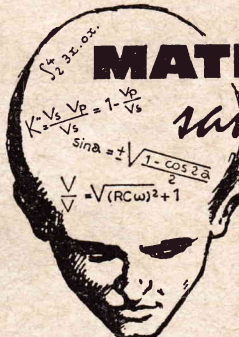
Pour les corrections d'enregistrement et de lecture, conformes à la norme, il faut tracer point par point la courbe de lecture et agir sur les résistances ajustables pour la rendre la plus longue possible.

Pour régler la sensibilité du tube ELL80 il faut appliquer à l'entrée de l'amplificateur des tensions sinusoïdales croissantes jusqu'à enregistrer. On branche le préamplificateur sur un oscilloscope. Lorsqu'il commence à apparaître une distorsion faible soit-elle, on revient un peu en arrière et on ajuste la sensibilité jusqu'à ce que les deux rubans lumineux se touchent juste, sans se croiser, pour cette tension. On a ainsi l'indication de la tension maximum à appliquer aux têtes.

Le taux de couplage de l'oscillateur est réglé d'une manière identique. On ajuste le couplage (ce qui se traduit par une augmentation de la tension HF à l'oscilloscope) jusqu'à l'apparition de distorsion. On s'arrête là.

L'intensité de prémagnétisation est réglée à la valeur indiquée ci-dessus.

Une fois réglé, le magnétophone est enfin prêt à fonctionner.



MATH'ÉLÉ

sans peine

Utilitaire avant tout, MATH'ÉLÉ, méthode nouvelle, rend facile l'étude des Mathématiques, des Sciences exactes à l'électrotechnique. Repensant le programme, Fred KLINGER, ingénieur, liste connu, à Paris, est un spécialiste de la technique et des mathématiques.

Mathématiques, apprend à se servir de celles-ci d'un OUTIL.

MATH'ÉLÉ est très appréciée des spécialistes de l'Électronique, de l'Électricité, de l'Acoustique, de la Physique des Maths, dans leur travail. Elle est l'initiation complète et une maîtrise totale.

ÉCOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES

20, RUE DE L'ESPÉRANCE, PARIS-XII

Dès AUJOURD'HUI, envoyez-nous ce coupon ou recopiez-le.

Veuillez m'envoyer sans frais et sans engagement pour moi votre notice explicative concernant « MATH'ÉLÉ ».

Nom Ville.....

Rue..... N° Dpt.....

MATÉRIEL RADIO

100 CONDENSATEURS assortis, valeurs diverses 13.50
100 RÉISTANCES assorties, valeurs diverses... 8.50
- CIRCUIT-IMPRIMÉ « VEROBOARD »... 10.00
Micro subminiature (U.S.A.)..... 6.50

10 TRANSISTORS 23.00

2xOC44, 3xOC45, 3xOC71, 2xOC72 ou Equivalent avec lexique.

Frais d'expédition : 3 francs.

CALCULEZ VITE
AVEC LE « SOROBAN » JAPONAIS
Exclusivité Technique-Service
Petit modèle..... 36.00 Grand modèle.. 4.800

TECHNIQUE-SERVICE

FERMÉ LE LUNDI

CADNICKEL OFFRE PUBLICITAIRE

L'élément de 300 mA..... 3.50 + P
L'élément de 500 mA..... 6.50 + P
PETIT CHARGEUR 110/220 V
En pièces détachées, avec plans.. 11.00 + P

17, passage Gustave-Lepeu - PARIS-XI^e

Tél. : ROQ 37-71 - Métro : Charonne
C. C. Postal 5643-45 PARIS

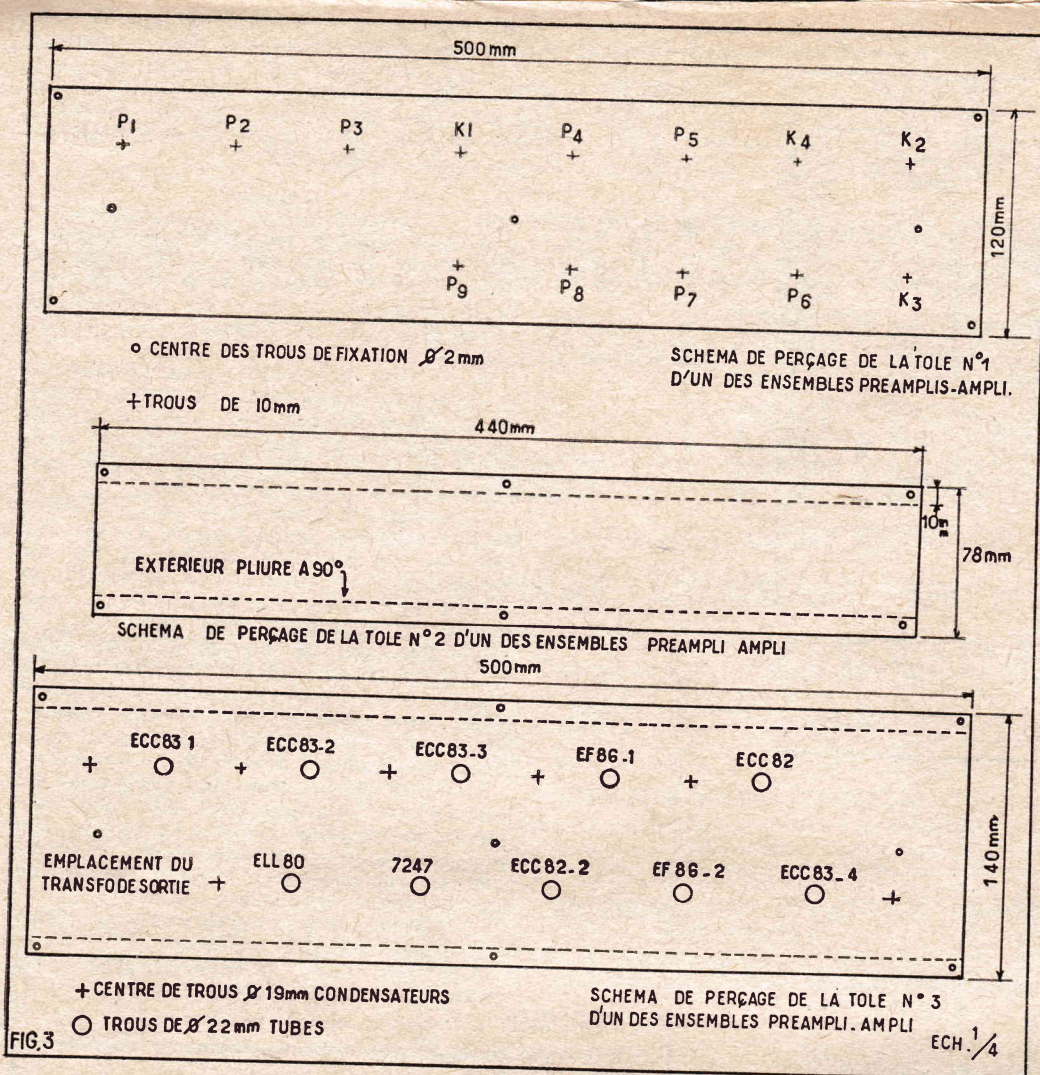


FIG. 3

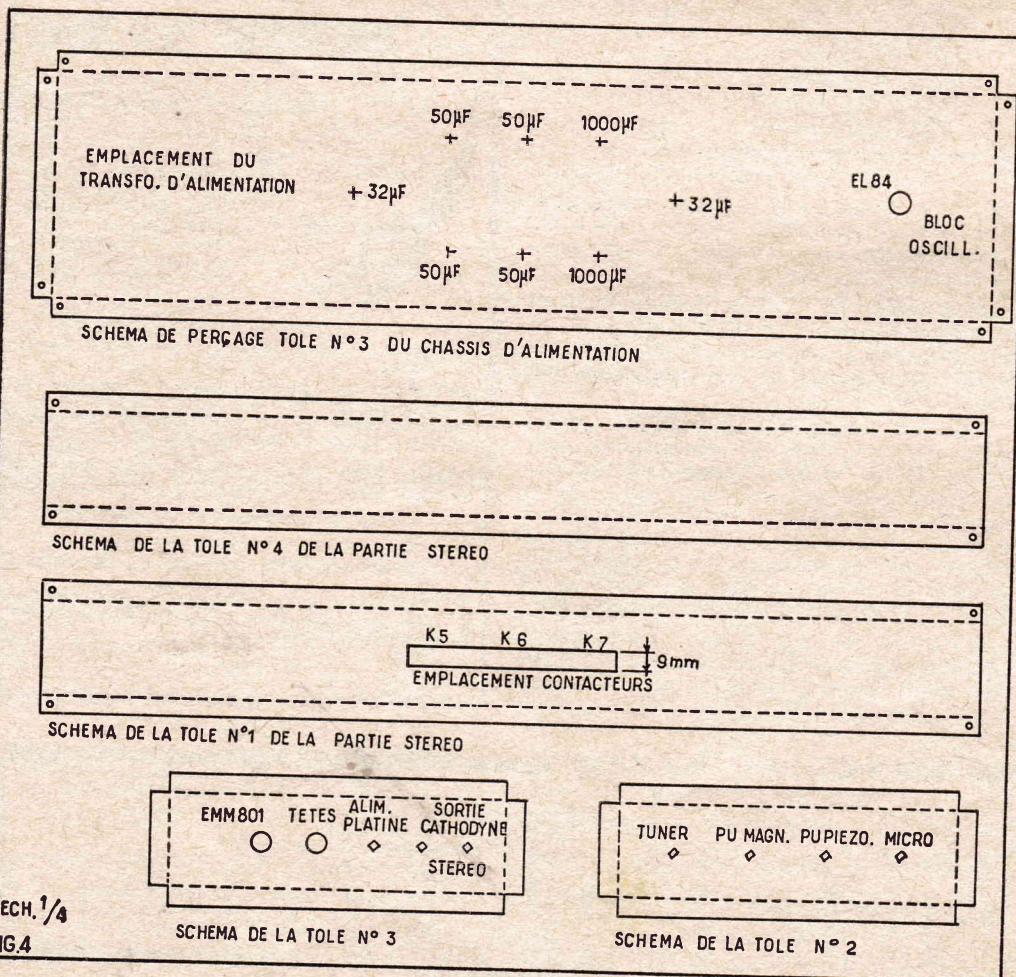


FIG. 4

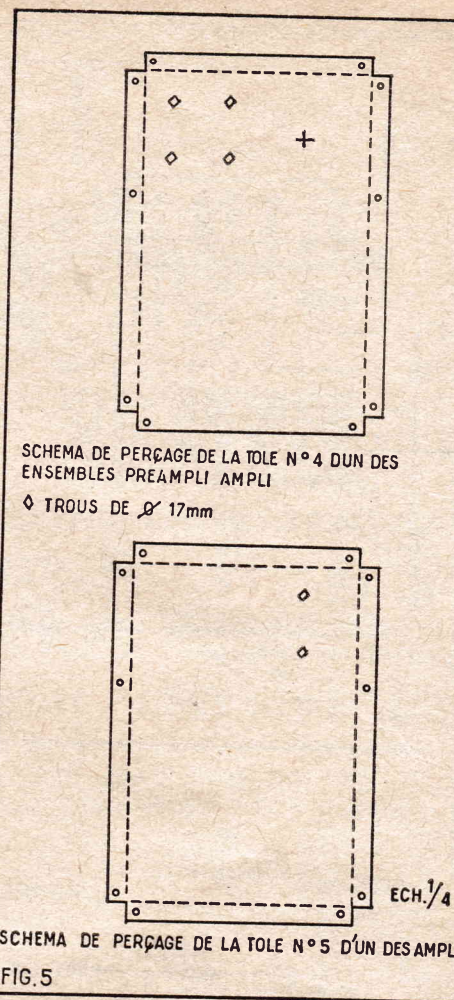


FIG. 5

Utilisation en amplificateur classique.

C'est le cas de l'écoute directe du T ou de la radio, ainsi que l'emploi en sonorisation d'après micro. Brancher la source de modulation dans l'entrée correspondante. Mettre le commutateur « Direct-Lecture » sur Direct et régler la sensibilité et la puissance.

Remarque : le très fort taux de contre-réaction appliqué à l'entrée micro permet d'utiliser même un micro sensible pour une source sonore puissante sans saturer l'étage.

Enregistrement.

Brancher la source de modulation l'entrée correspondante. Régler la sensibilité de l'étage d'entrée et du préamplificateur d'enregistrement pour que les passages les plus forts fassent juste entrer en contact les rubans lumineux de l'EMM801. Mettre le commutateur sur lecture (commutateur « Direct-Lecture ») et le commutateur « Enregistrement-Lecture » sur enregistrement. On a ainsi un contrôle par écoute de la bande sitôt enregistrée. Si l'on préfère écouter la modulation qui arrive, on place le premier contacteur sur Direct.

Lecture.

On met les deux commutateurs en position lecture.

Remarque.

Nous avons multiplié le nombre d'entrées et sorties afin de permettre l'adaptation.

CADNICKEL
50% DE REMISE
Voir publicité page 6

CANAL 1
PARTIES STEREO
CANAL 2
ALIMENTATION

IDENTIQUE A LA TOLE N°2

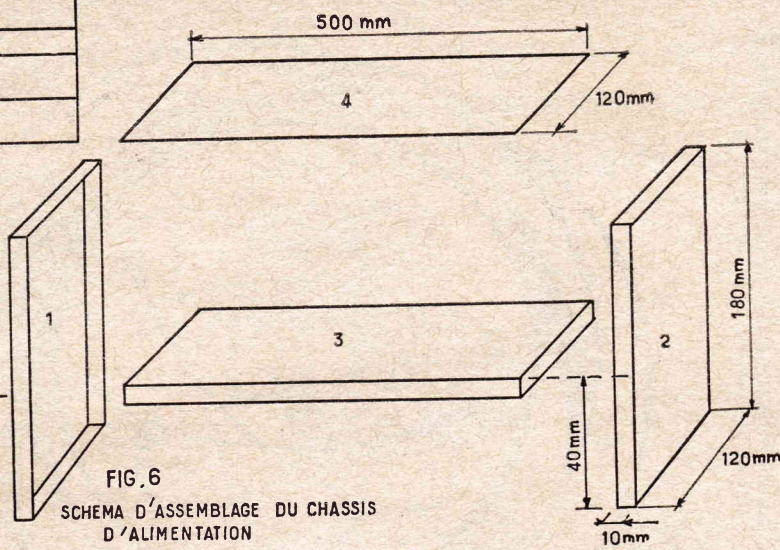


FIG. 6
SCHEMA D'ASSEMBLAGE DU CHASSIS D'ALIMENTATION

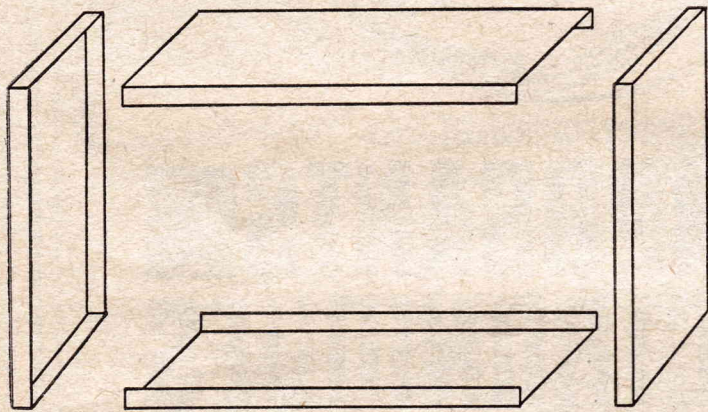


FIG. 7 SCHEMA D'ASSEMBLAGE DU CHASSIS DES PARTIES COMMUNES AUX DEUX CANAUX

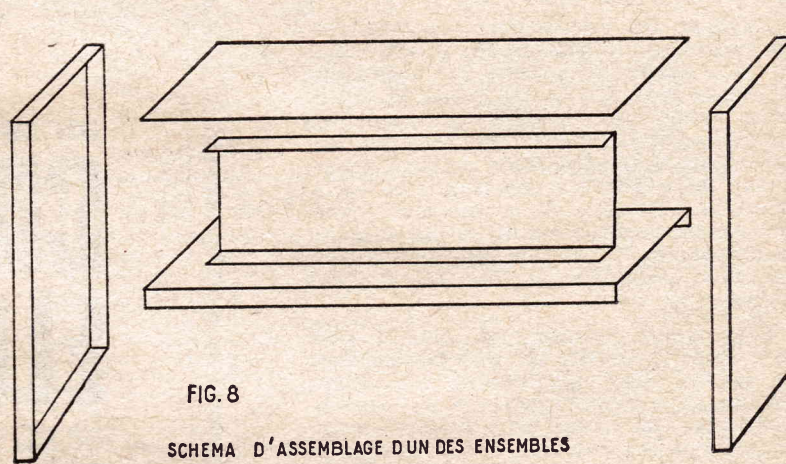


FIG. 8
SCHEMA D'ASSEMBLAGE D'UN DES ENSEMBLES PREAMPLIS AMPLIS

tation à tous les types de liaisons. En effet, certains constructeurs utilisent deux prises pour la stéréo (une par canal) d'autres utilisent une prise multiple (chaque canal disposant de certaines broches).

Précautions particulières.

Pour obtenir de bons résultats avec des disques, il faut utiliser des disques en parfait état, neufs de préférence, et parfaitement propres. Nous utilisons pour nettoyer les disques des dépoussiéreurs.

On écoute une première fois le disque (ce qui aide d'ailleurs à le nettoyer) en essayant de repérer les passages les plus modulés pour régler la sensibilité de l'enregistrement. Pour les variétés, utiliser la vitesse 9,5 cm/s, qui assure une reproduction correcte sans coûter trop cher en bande; pour la musique, il faut utiliser le 19 cm/s. Ne pas oublier de régler aussi le commutateur de corrections sur la vitesse choisie.

Pour enregistrer à la radio, comme on ne peut pas écouter deux fois le morceau, il faut régler la sensibilité d'après les fortissimi des morceaux précédents, en se réservant une petite marge pour les éclats imprévus. Les morceaux diffusés étant annoncés avec quelques jours d'avance dans les journaux spécialisés, il est facile d'être prêt au moment voulu. C'est un entraînement qui vient très vite et on ne rate que fort peu des morceaux que l'on désire enregistrer.

Si l'on constate brusquement un affaiblissement des aigus, c'est que la bande est sale. La dépoussiérer en la faisant défilé entre deux tampons de feutre, ment l'électroaimant, on démagnétise tota-

le ment la tête. (C'est d'ailleurs d'après ce principe que sont effacées les bandes). Si l'on veut enregistrer deux morceaux au même endroit, on enregistre la seconde fois en utilisant la surimpression. Mais le premier morceau sera toujours un peu effacé par la prémagnétisation. Si l'on veut enregistrer un commentaire sur un fond musical, mieux vaut utiliser le mixage

Conclusion.

La description ci-dessus correspondait à un magnétophone assez compliqué qui s'il présentait les qualités requises par les mélomanes exigeants, présentait aussi des défauts (poids et encombrement) qui pourraient rebuter l'amateur moyen. Cette description visait donc surtout à donner des idées à un amateur qui voudrait concevoir lui-même un magnétophone.

Perfectionnements possibles.

L'élément central de cette chaîne, le magnétophone, étant doté dès l'origin-

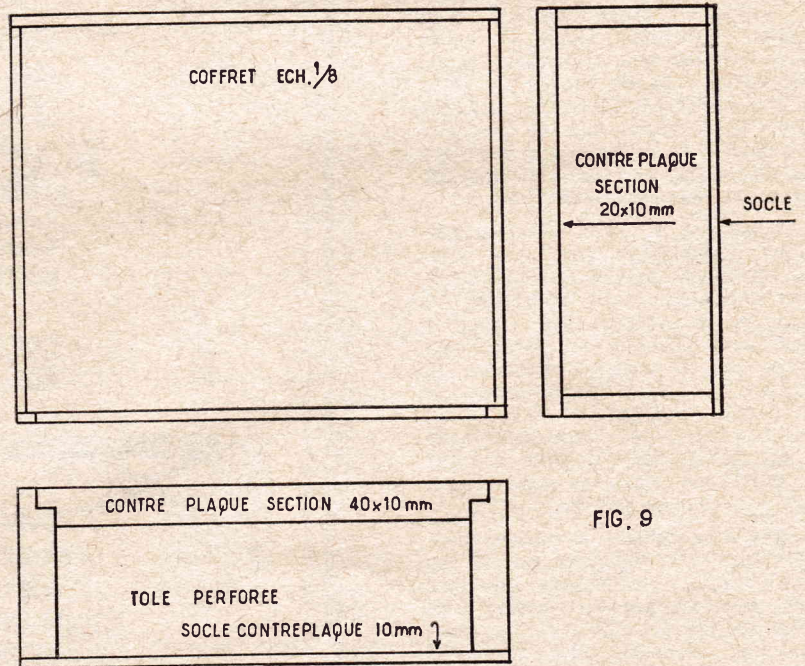


FIG. 9

le perfectionnements le rendant pratiquement universel, on peut ajouter à la chaîne des possibilités nouvelles sans modifier, ce qui est toujours difficile onéreux.

On peut d'abord augmenter la puissance de l'ensemble en adjoignant un amplificateur de grande puissance (par exemple de 2 x 25 W) qui servirait, s-

à la sonorisation en stéréo de grands auditoriums au moyen de haut-parleurs classiques, soit à l'utilisation en appartement de haut-parleurs électrostatiques.

Sonorisation.

Avec 50 W disponibles, il est possible de faire écouter dans de bonnes conditions de la musique à plusieurs centaines de personnes en utilisant des haut-parleurs de bonne qualité montés en enceintes à haut rendement (labyrinthe ou baffle reflex).

On a recours trop souvent à l'utilisation de haut-parleurs à chambre de compression pour sonorisation qui, s'ils ont un excellent rendement acoustique, ont une qualité musicale déplorable. Comme il n'entre pas dans notre sujet de traiter de la sonorisation de foire, nous ne saurions trop recommander de sacrifier le rendement à la qualité. Sinon, il est inutile d'utiliser un appareillage aussi compliqué.

Haut-parleurs électrostatiques.

Ce type de haut-parleurs se distingue des autres par la plus grande qualité alliée au plus faible rendement. En effet, une puissance modulée de 20 W est indispensable pour une écoute confortable en appartement. Hélas, on ne peut les utiliser pour des auditoriums un peu importants : ils seaturent très vite, d'où apparition de distorsion. Or le principal intérêt de ces haut-parleurs est de ne pas en avoir pratiquement, ou si peu qu'elle est parfaitement inaudible à l'oreille la plus exercée.

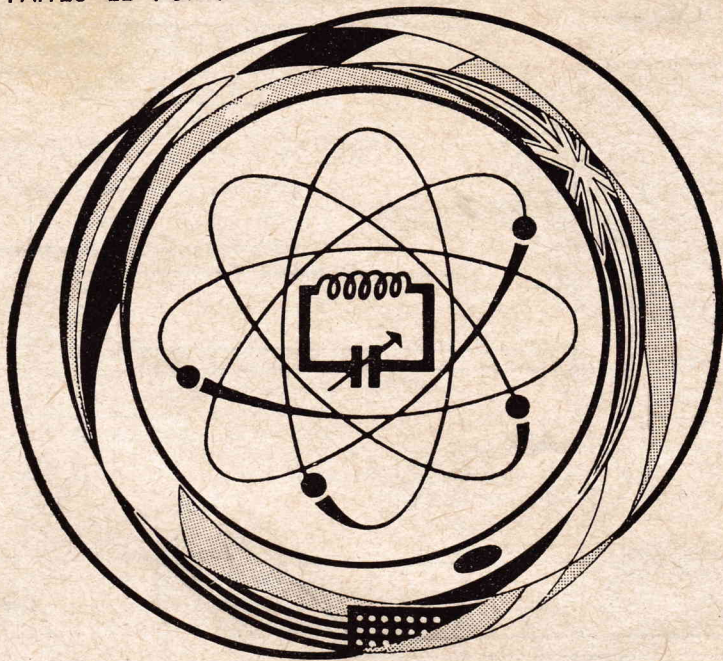
Leur bande passante est égale à celle de l'oreille, peut-être un peu limitée dans les graves. Mais par contre on obtient une finesse d'aiguës unique et un médium parfait (ce qui donne un agrément exceptionnel à la reproduction des cordes) enfin les basses semblent plus naturelles qu'avec les haut-parleurs classiques. Ce qui limite le plus l'emploi de ces haut-parleurs est leur prix : 1 500 F environ chaque. Ceci peut sembler prohibitif, mais il suffit de les avoir écoutés une fois pour comprendre. Attention : il est inutile de faire ces frais si l'ensemble de la chaîne dépasse 2 % de distorsion ! C'est dans ce but que nous avons multiplié comme à plaisir les étages d'amplification, ce qui nous laissait une marge pour la contre réaction.

Dans tous les cas, il suffit d'un amplificateur sans préamplificateur, que l'on branche directement sur la sortie cathodique. Nous recommandons d'utiliser un amplificateur à transistors. En effet, le souffle dont sont affligés les transistors est faible devant la tension d'entrée de l'ampli, et un peu de contre réaction la rend tout à fait négligeable. En outre, un ampli à transistors se passe de transformateur de sortie, dont le prix devient exorbitant pour les grandes puissances, si l'on veut une bonne qualité.

Il n'y a pas à améliorer le tuner, ceux qui ont été indiqués figurant parmi les meilleurs qui soient. Vu l'usage que l'on fait du PU, il nous semble inutile d'en changer. Par contre, au cas où l'on voudrait utiliser les nouvelles têtes de PU à diamant elliptique peu sensibles au bruit de surface des disques, il faudrait utiliser aussi un bras très souple en hauteur aussi bien qu'en largeur. Or ces bras, montés comme des balances, sont rares et encore très coûteux (exemple bras SME Shure 450 F environ sans tête).

Mais nous croyons que ce dernier perfectionnement sort du domaine de l'amateur.

FAITES LE POINT DE L'ÉLECTRONIQUE MONDIALE 1965



au salon international des

COMPOSANTS ÉLECTRONIQUES

et au salon international de L'ÉLECTROACOUSTIQUE

PARIS Porte de Versailles
du 8 au 13 Avril 1965

la plus grande confrontation
mondiale dans le domaine de
l'électronique

Tous composants, tubes et semi-conducteurs, appareils de mesure et de contrôle, électroacoustique...

Pour tous renseignements et documentation :
S.D.S.A. 16, rue de Presles
PARIS 15^e - Tél. 273.24.70

PUBLIC SERVICE



Demande de carte d'invitation
à découper suivant le pointillé et
à adresser à :
S.D.S.A. - Relations Extérieures
16, rue de Presles - Paris 15^e

NOM :

FIRME :

ADRESSE :