

radio plans

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

XXXII^e ANNÉE — N° 210 — AVRIL 1965
1.50 F — Prix au Maroc : 173 FM — Algérie : 170 F

Dans ce numéro :

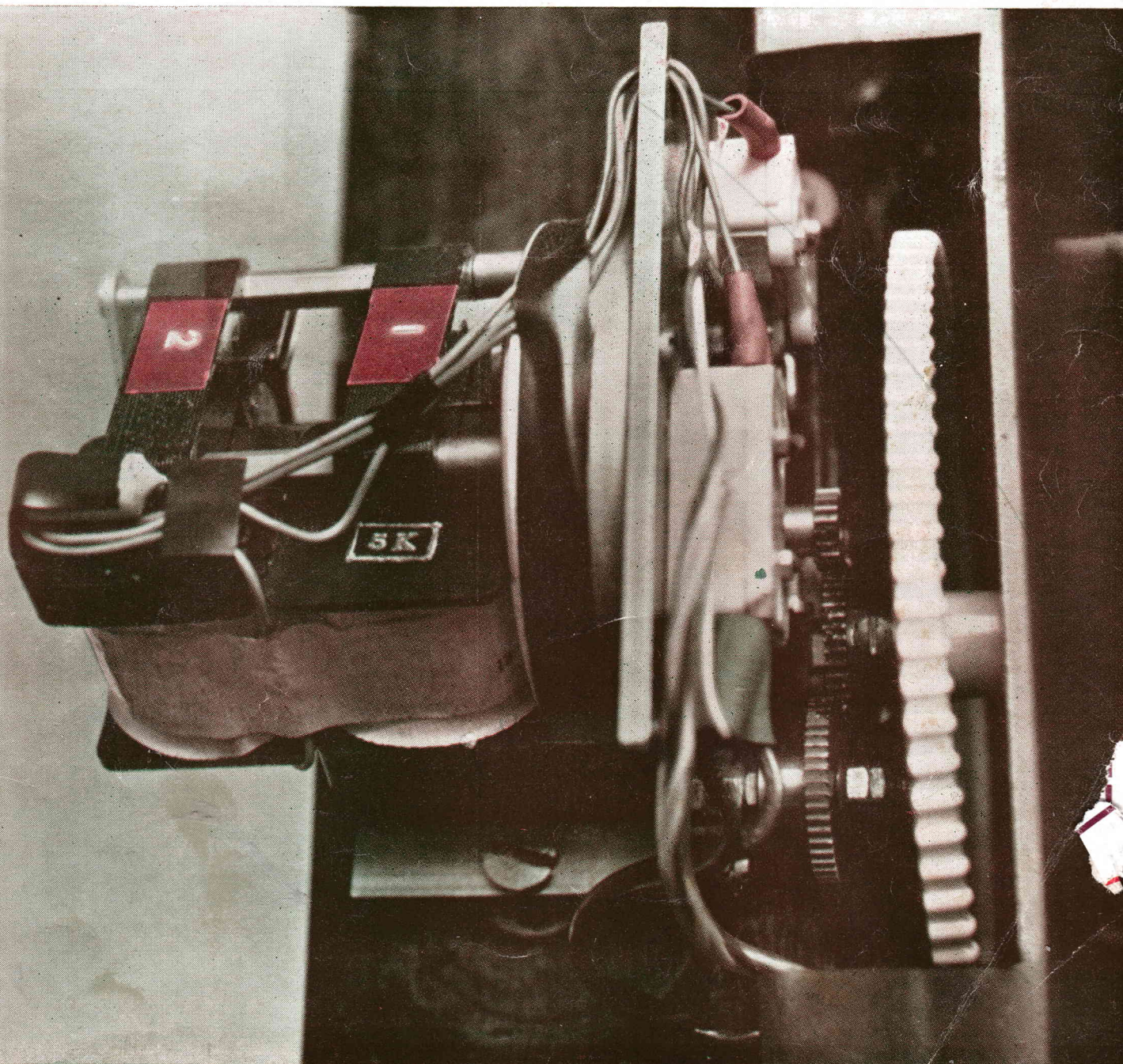
Récepteur portatif à 6 transistors

Electrophone à transistors alimenté par piles

Combiné radio-phono portatif à transistors
etc..., etc...

et cette

**Commande à distance
photo-électrique
pour changement de chaîne TV**



RÉCEPTEUR PORTATIF A 6 transistors

Avec le retour de la belle saison beaucoup d'amateurs éprouvent le besoin de s'équiper d'un récepteur portatif à transistors. Certains veulent remplacer celui qu'ils possèdent mais dont le fonctionnement ne leur donne plus entière satisfaction ou qu'ils considèrent n'être plus suffisamment moderne.

Pour tous ceux-là nous allons décrire un appareil de présentation élégante, composé de circuits de qualités qui lui confère une grande sensibilité et une musicalité remarquable.

Ce poste par sa forme plate et la disposition de son cadran à visibilité totale peut facilement être placé sous le tableau de bord d'une voiture. Dans ce cas sa prise antenne adaptée par bobinage accord remplaçant le cadre incorporé permet des réceptions confortables. Le câblage sur circuit imprimé rend la réalisation très facile. De plus il accroît la robustesse et réduit considérablement les causes de pannes dans l'avenir. Or, la robustesse est une qualité primordiale pour un récepteur portatif qui lors des déplacements risque d'être soumis à de nombreuses trépidations et à des chocs souvent répétés.

Le schéma (fig. 1).

Ce récepteur équipé de 6 transistors est prévu pour la réception des gammes PO et GO sur cadre incorporé ou sur antenne Auto.

Le premier étage est l'étage changeur de fréquence qui est équipé par un transistor AF127. Cet appareil ne mettant pas en œuvre un bloc d'accord compact mais un jeu de bobinages et un commutateur séparé nous avons représenté sur le schéma le détail de la commutation. Le commutateur comporte 4 touches : PO, GO, Cadre, Antenne agissant chacune sur un système de contacts à deux sections deux positions. Sur le schéma la touche PO et la touche Cadre sont enfoncées ce qui correspond à

la réception de la gamme PO sur cadre. Comme vous pouvez le constater l'extrémité 5 de l'enroulement GO du cadre est à la masse et l'extrémité 3 est connectée à l'extrémité 1 de l'enroulement PO. Les sections *c* et *d* du commutateur relie l'extrémité 2 de l'enroulement PO du cadre à la masse de sorte que les deux enroulements sont en parallèle en gamme PO. La section *g* du commutateur relie les deux enroulements du cadre à la cage CV acc (280 pF) du condensateur variable. La prise d'adaptation d'impédance 4 est reliée par la section *e* du commutateur à la base du transistor changeur de fréquence; le condensateur de liaison étant de 39 nF ou 47 nF cette valeur n'étant pas critique. Pour passer en gamme GO on appuie sur la touche correspondante ce qui a pour effet de supprimer la mise en parallèle de l'enroulement PO du cadre sur l'enroulement GO. Seul ce dernier reste en service et est accordé par le CV 280 pF. Un trimmer de 82 pF est placé en parallèle sur cet enroulement. L'attaque de la base du transistor se fait encore par la prise de l'enroulement GO.

Pour passer en position Antenne on enfonce la touche correspondante ce qui a pour effet de faire revenir en arrière les contacts des sections *e* et *f* commandées par la touche « Cadre ». A ce moment le cadre est mis hors service, ces points 3 et 4 étant coupés de leur liaison respective avec le CV et la base du transistor par les sections *e* et *g*. Par contre, le bobinage accord antenne est mis en service, le CV 280 pF étant relié par la section *g* du commutateur à son extrémité « chaude ». On remarque que le bobinage « Accord Antenne » se compose d'un enroulement GO en série côté masse avec un enroulement PO. L'enroulement GO et l'enroulement PO comporte leur prise d'adaptation d'impédance propre. De plus, l'enroule-

ment PO possède une autre prise qui est reliée à la douille antenne Auto par un condensateur de 100 pF. En GO les deux enroulements sont en service et la prise de celui GO est reliée par les sections *a* et *b* du commutateur à la base du transistor. En gamme PO la section *b* du commutateur court-circuité, l'enroulement GO et la section *a* et *e* du commutateur relient la prise d'adaptation de l'enroulement PO à la base du transistor. Le trimmer de 100 pF qui shunte l'enroulement GO et celui de 4,7 pF placé entre la prise de l'enroulement GO du cadre et la masse servent à parfaire l'alignement sur cette gamme. La résistance de 220 000 Ω placée en shunt sur le CV accord produit un amortissement destiné à prévenir certains accrochages.

Le transistor changeur de fréquence a sa base polarisée par un pont formé d'un 4 700 Ω côté masse et d'un 18 000 Ω côté +9 V. Cet appareil fonctionne en effet avec une tension d'alimentation de 9 V, tension qui est généralement adoptée pour ce genre de poste. Son circuit émetteur contient une résistance de 1 000 Ω .

Pour produire l'oscillation locale nécessaire au changement de fréquence le transistor est associé à un bobinage oscillateur à 3 enroulements. L'un d'eux est inséré dans le circuit collecteur; un second est placé entre émetteur et masse, la liaison avec l'émetteur se faisant par un condensateur de 10 nF. Le troisième enroulement est accordé par la cage de 120 pF du CV. Le circuit oscillant ainsi formé sert à définir la fréquence de l'oscillation locale pour couvrir la gamme PO. Pour adapter cette oscillation locale à la gamme GO la section *d* du commutateur place un condensateur de 247 pF en parallèle sur le circuit oscillant. Dans le circuit collecteur le transistor est inséré le primaire du premier transformateur MF (X51). Ce primaire est accordé sur 480 KHz par un condensateur

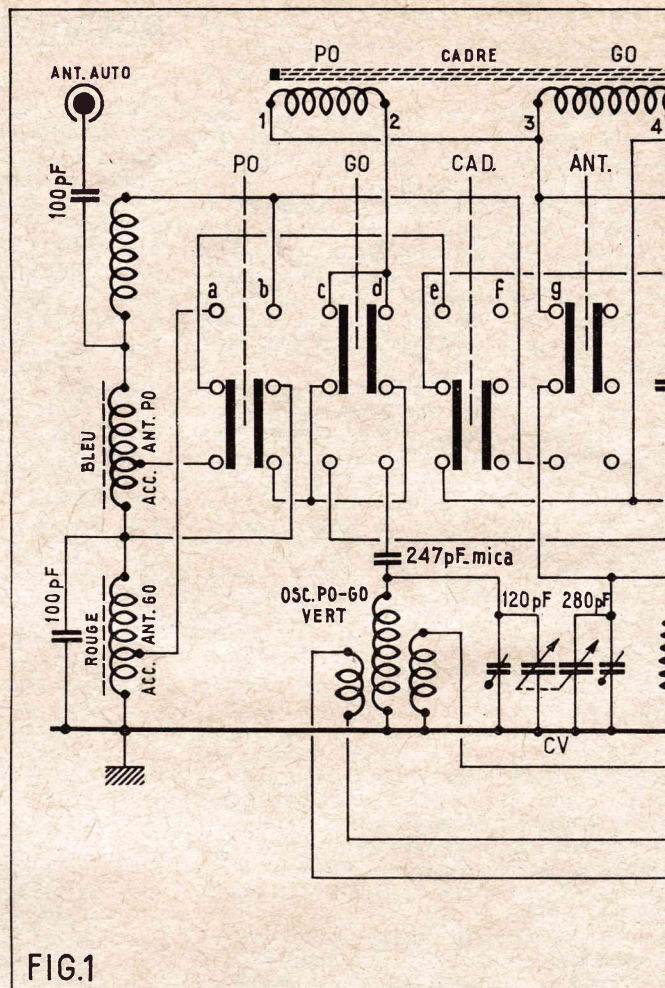
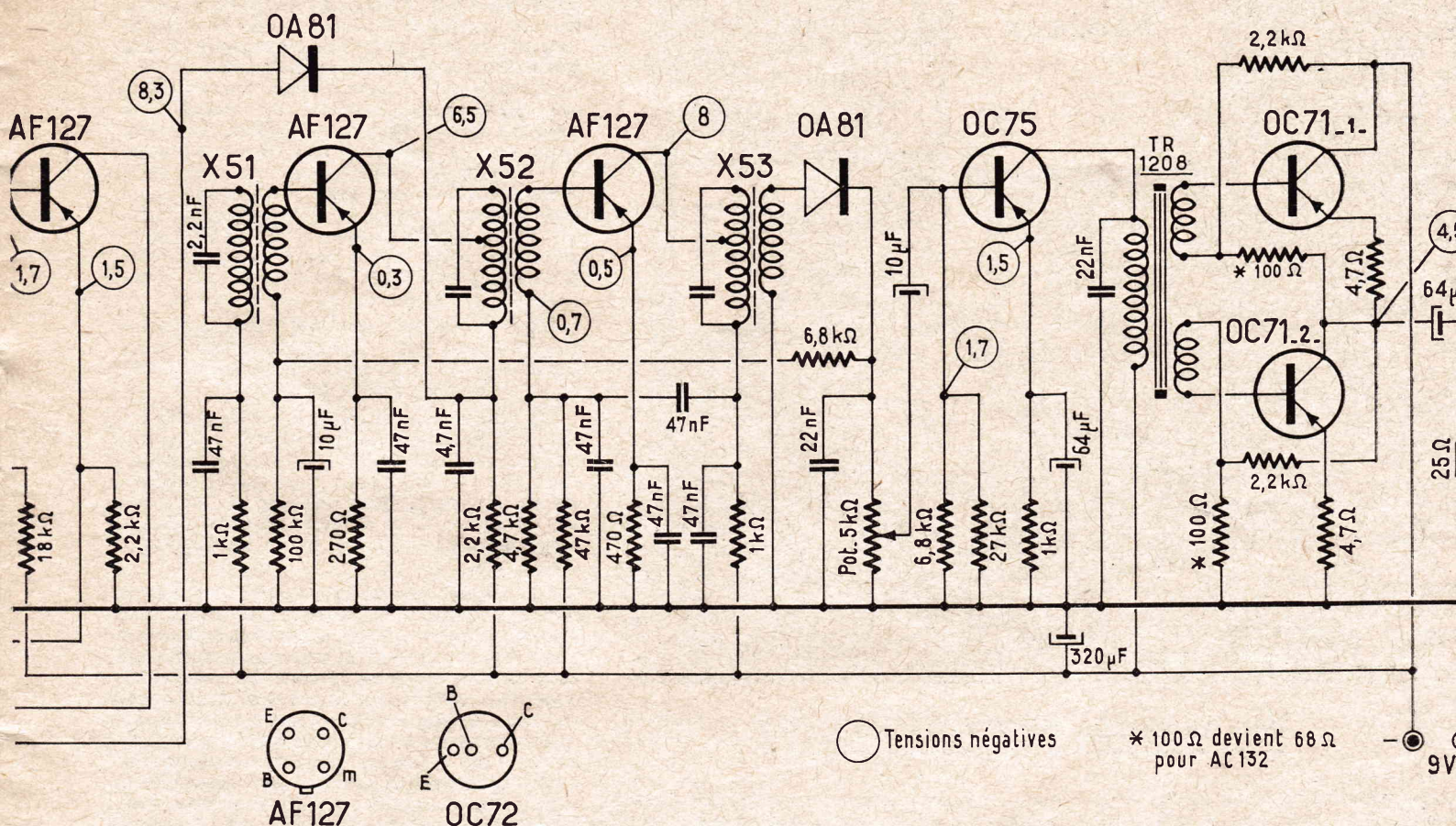


FIG.1



2 200 pF. L'alimentation de cet étage se fait à travers une cellule de découplage composée d'une résistance de 1 000 Ω et d'un condensateur de 47 nF.

L'enroulement de couplage du transfo X51 attaque la base d'un transistor AF127 qui équipe le premier étage MF. La base de ce transistor est polarisée par une résistance de 100 000 Ω venant de la ligne — 9 V. Elle forme avec une résistance de 6 800 Ω et le potentiomètre de volume de 5 000 Ω un diviseur de tension. Nous verrons que la tension détectée apparaît aux bornes du potentiomètre. On transmet donc la composante continue de ce signal BF à la base du premier transistor MF de manière à réaliser une régulation antifading. La résistance de 6 800 Ω constitue avec un condensateur de 10 μ F la cellule de constance de temps de ce circuit VCA.

Pour cet AF127 la stabilisation d'effet de température est obtenue par une résistance de 270 Ω découplée par un condensateur de 47 nF et placée entre émetteur et masse. Dans le circuit collecteur se trouve le primaire d'un second transfo MF (X52) et une cellule de découplage composée d'une résistance de 2 200 Ω et un condensateur de 47 nF.

On peut remarquer qu'une diode OA81 est placée entre le point chaud du primaire de X51 et le point de X52. Etant donné le sens de branchement de cette diode elle n'est pas conductrice au repos puisque son anode est à un potentiel plus négatif que sa cathode. Dans ce cas tout se passe comme si elle n'existait pas. Il en est de même lors de la réception de stations à faible champs qui donnent au primaire de X51 un signal MF d'amplitude inférieure à la polarisation négative de la diode. Par contre, pour les stations donnant un signal MF supérieur à cette polarisation la diode devient conductrice et sa résistance varie en fonction de l'importance du

signal MF. Il en résulte un amortissement de X51 d'autant plus important que le signal est fort ; amortissement qui réduit le gain de l'étage. On obtient donc une action qui renforce celle du VCA et qui évite la saturation pour les stations très puissantes.

L'enroulement de couplage du transfo X52 attaque la base d'un transistor AF127 qui équipe le second étage MF. Le pont qui applique la polarisation de la base au point froid de cet enroulement se compose d'une 4 700 Ω côté masse et d'une 47 000 Ω côté — 9 V. Ce pont est découplé par un condensateur de 47 nF. Le circuit collecteur contient le primaire du troisième transfo MF accordé sur 480 KHz (X53). L'alimentation collecteur de cet étage se fait à travers une résistance de 1 000 Ω découplée à la masse par un condensateur de 47 nF et au point froid de l'enroulement de couplage du transfo X52 par un second 47 nF.

La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 470 Ω et est découplée par un condensateur de 47 nF.

L'enroulement de couplage du transfo X53 attaque une diode OA81 qui assure la détection. La charge de ce circuit détecteur est constituée par le potentiomètre de volume de 5 000 Ω shunté par un condensateur de 22 nF. Le signal BF recueilli sur le curseur du potentiomètre est appliqué par un condensateur de liaison de 10 μ F à la base d'un transistor OC75 qui équipe l'étage préamplificateur BF.

Cette base est polarisée par un pont dont les éléments sont une 6 800 Ω côté masse et une 27 000 Ω côté — 9 V. L'effet de température est compensé par une résistance de 1 000 Ω placée entre émetteur et masse. Pour éviter toute contre réaction qui réduirait le gain, cette résistance est shuntée par un condensateur de 64 μ F

qui présente un passage facile à courants BF. Le collecteur de l'OC75 est chargé par le primaire du Driver destiné à l'attaque du haut-parleur final. Un condensateur de 22 nF est entre ce collecteur et la masse. L'OC75 évite les accrochages BF et à atténuer les fréquences BF trop aiguës. On obtient une tonalité très agréable.

Le push-pull qui constitue l'étage de sortie est du type sans transformateur. Il met en œuvre deux transistors OC72. Comme il se doit le transfo Driver possède deux secondaires semblables séparés. Chacun d'eux attaque un OC72 différent. Au point de connexion de ces enroulements aboutit de polarisation formé d'une 2 200 Ω d'une 100 Ω . Les deux ponts ainsi sont montés en série entre + et — 9 V. Les espaces collecteur-émetteur des OC72 sont également placés en série entre + et — 9 V. Le circuit émetteur de l'OC72 contient une résistance de stabilisation de 4,7 Ω . Le haut-parleur mobile a une impédance de 25 Ω est branché par l'intermédiaire d'un condensateur de 64 μ F entre l'OC72 (2) et la masse. L'alimentation est assurée par deux piles de 4,5 V en série. L'interrupteur solidaire du potentiomètre de volume est placé entre cette batterie et la masse. La ligne de signal est découplée à la masse par un condensateur de 320 μ F.

Réalisation pratique.

Comme nous l'avons déjà signalé, le début la presque totalité des composants cet appareil est disposée sur un circuit imprimé. Ce circuit comporte les connexions gravées, il faut donc des différents organes des résistances et des condensateurs. Cet équipement

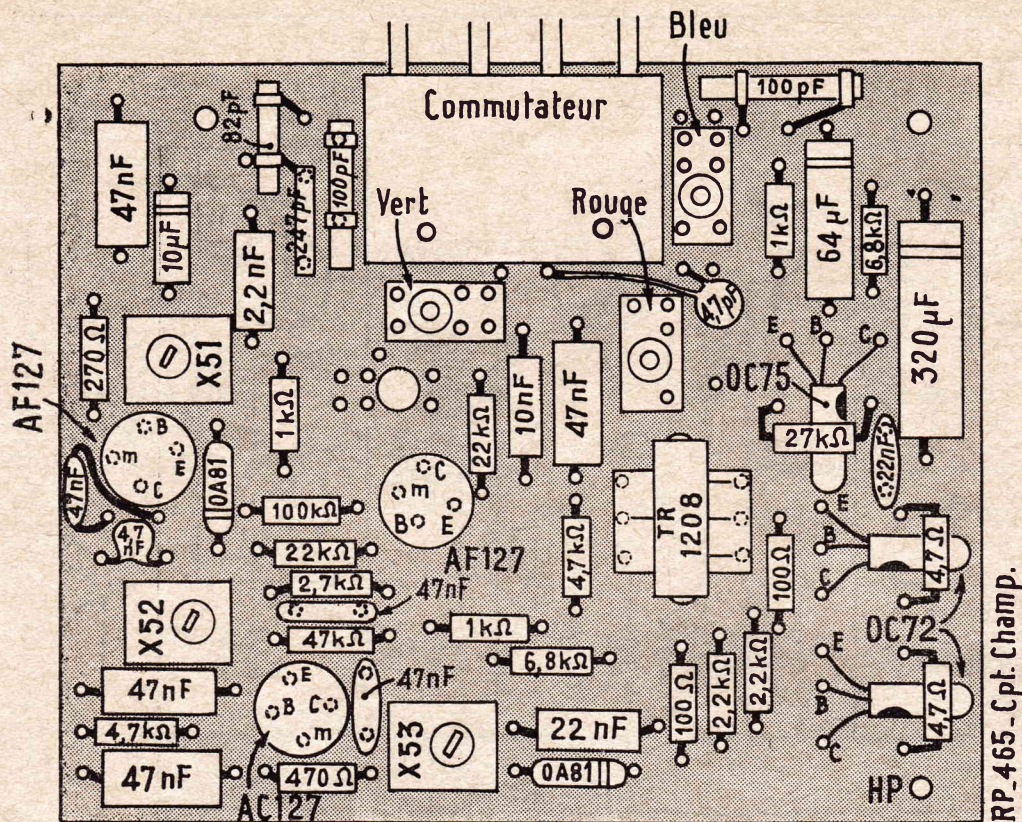


FIG. 2 Vue de dessus du circuit imprimé

selon la disposition indiquée à la figure 2 qui montre la face opposée à celle des connexions. C'est sur cette face que doivent prendre place les divers éléments. Il faut

bien entendu respecter scrupuleusement la disposition que nous donnons sur cette figure. D'ailleurs pour faciliter le travail l'emplacement et la valeur des éléments sont imprimés en blanc sur la bakélite. Dans ces conditions toute erreur est impensable. La seule précaution à prendre est de bien définir la valeur des résistances et de certains condensateurs qui est marquée par le code des couleurs. Pour mettre en place un organe on enfonce ses picots de raccordement dans les trous prévus dans la plaque de bakélite. Il faut que le corps vienne s'appliquer contre la plaque de bakélite du circuit imprimé. A ce moment on soude de l'autre côté les picots sur les connexions gravées qui y aboutissent. Pour les résistances et les condensateurs on pratique de façon analogue. C'est-à-dire qu'après avoir courbé de façon voulue les

fils de ces pièces on les introduit dans les trous de la plaque support du circuit imprimé et on les soude sur les connexions. Enfin on coupe l'excédent de fil qui dépasse de la soudure. Comme vous pouvez remarquer la plupart des résistances et condensateurs sont plaqués contre le circuit imprimé, d'autres, par contre, sont mis perpendiculairement de manière à prendre moins de place. Il faut toujours respecter la position que nous donnons à la figure 2. Remarquez que les transistors BF ont leur corps serré contre une résistance (une 27 000 Ω pour l'OC72 et une 47 Ω pour chaque OC72). Il faut procéder de cette façon car cela donne une grande rigidité à la fixation de ces transistors.

Bien qu'aucun ordre soit impératif pour l'équipement du circuit imprimé nous pensons que l'on a intérêt de procéder de la façon que nous allons indiquer.

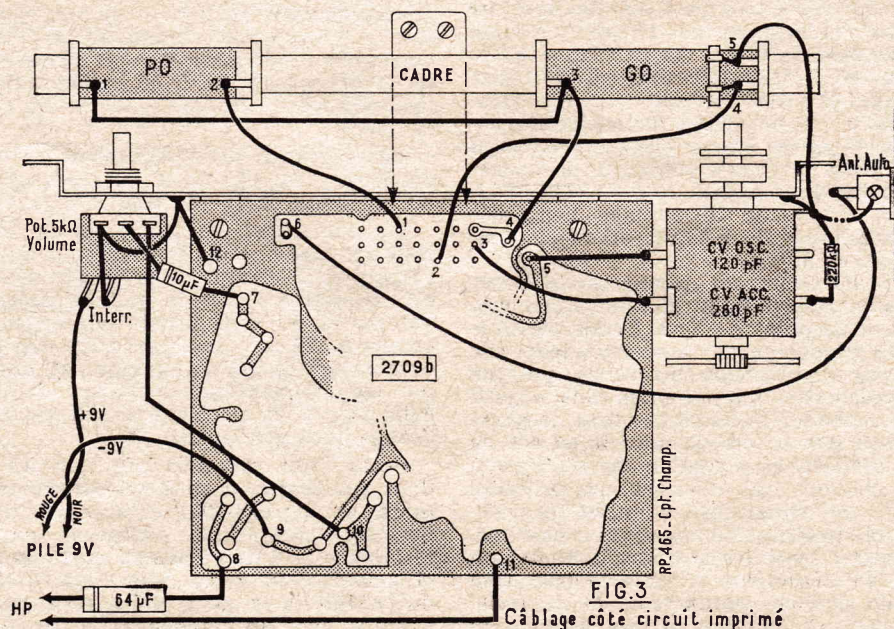
On monte tout d'abord le commutateur, les transformateurs MF, le transformateur Driver, les bobinages PO, GO et oscillateur. Ces derniers sont repérés par la couleur de leur support. Cette couleur est indiquée sur la figure 2. Il ne faut surtout pas intervertir car alors le poste ne fonctionnerait pas.

On soude ensuite les transistors OC72 et OC72, et les deux diodes. En respectant le sens indiqué par un point côté collecteur pour les transistors et par un anneau côté cathode pour les diodes. On peut alors poser les condensateurs et les résistances en tenant compte des recommandations que nous avons faites plus haut. Les condensateurs de plusieurs microfarads sont de type électrochimique et par conséquent sont polarisés. Pour eux aussi il faut respecter le sens de branchement indiqué. On termine par la mise en place des transistors AF127. Nous donnons en annexe au schéma leur brochage : le boîtier comporte un petit ergot. Si on place cet ergot vers soi on a à gauche le fil de base ; par conséquent en tournant de gauche à droite : le fil émetteur, le fil collecteur et le fil du blindage.

Il ne faut pas placer le corps de ces transistors trop près du circuit imprimé. Il faut bon de laisser 8 à 10 mm d'espace libre de la soudure.

Lorsque le circuit imprimé est complètement équipé on passe au travail illustré par la figure 3.

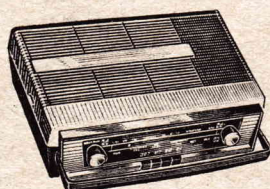
Sur un panneau métallique qui forme



DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DE

“ LAMIRAL ”

6 transistors + 2 diodes - Haut-parleur 100 mm
inversé - 2 gammes d'ondes (PO-GO).
Commutation antenne voiture.
Spécialement conçu pour son utilisation en auto-radio.
Dimensions : 250 x 185 x 80 mm.
décrit ci-contre



— 1 circuit imprimé.....	8.50
— 1 jeu de bobinages, clavier MF, et oscillateur, cadre ferrocube.....	33.00
— 1 transfo de sortie « Driver ».....	6.40
— 1 haut-parleur 100 mm, 30 ohms.....	16.50
— 1 cadran avec CV spécial.....	15.50
— 1 potentiomètre.....	2.50
— 1 jeu de boutons.....	1.20
— 1 coupleur de piles.....	1.50
— 2 piles 4,5 V.....	2.20
— 1 coffret complet, avec cache.....	25.00
— 1 jeu de résistances, condensateurs et chimiques.....	5.00
— Fil de câblage, soudure, décolletage, etc.....	3.00
— 1 jeu de 6 transistors + diodes.....	16.50

« LAMIRAL », absolument complet, en pièces détachées. **136.80**

● EN ORDRE DE MARCHÉ : 142.00 ●

(Port et emballage : 9,50.)

Comptoirs
CHAMPIONNET

14, rue CHAMPIONNET, PARIS-XVIII^e

Tél. : ORN 52-08

C.C. Postal 12358-30 PARIS

derrière du cadran on fixe le circuit imprimé. Cette fixation s'opère par boulonnage sur deux petites équerres et par deux têtons filetés du commutateur. De part et d'autre du circuit imprimé on monte le condensateur variable et le potentiomètre interrupteur. Sur l'axe du CV on fixe un petit tambour et on place sur celui du potentiomètre une poulie de renvoi. Ce tambour et cette poulie sont destinés à recevoir le câble de nylon pour l'entraînement de l'aiguille du cadran.

On relie une cosse de l'interrupteur et une cosse extrême du potentiomètre de volume au point 12 du circuit imprimé et à la masse sur le panneau métallique. L'autre cosse extrême de cet organe est reliée au point 10. Entre le curseur et le point 7 du circuit imprimé on soude un condensateur de $10 \mu F$ en respectant les polarités que nous indiquons. On relie la fourchette du CV à la masse sur le panneau avant métallique. Entre la cage $280 pF$ et la fourchette on soude une résistance de $220\ 000 \Omega$. Cette cage est connectée au point 3 du circuit imprimé et la cage $120 pF$ au point 5.

On fixe ensuite le cadre sur le panneau avant métallique. On relie sa cosse 5 à la masse sur le panneau avant métallique au même point que la fourchette du CV. On connecte ensemble ces cosse 1 et 3. On relie sa cosse 2 au point 1 du circuit imprimé et sa cosse 3 au point 4. Entre les cosse 4 et 5 on soude un condensateur de $4,7 pF$.

On peut alors après mise en place de l'aiguille fixer le cadran sur le panneau métallique à l'aide de deux boulons.

L'ébénisterie se compose de deux coquilles en matière moulée; sur la coquille avant on fixe la prise Antenne auto et le haut-parleur de 10 cm. Ce haut-parleur est du type à aimant permanent à moteur inversé. Par un fil assez long on relie la prise Antenne au point 6 du circuit imprimé. On connecte une des cosse du haut-parleur au point 11. Entre le point 8 et l'autre cosse du HP on soude un condensateur de $64 \mu F$ toujours en respectant les polarités.

Par deux fils souples on relie le pôle — du dispositif de branchement des pile au point 9 du circuit imprimé et son pôle + à la seconde cosse de l'interrupteur. Au moment de la mise en coffret définitive on relie le contact latéral de la prise antenne à la masse sur le panneau métallique avant.

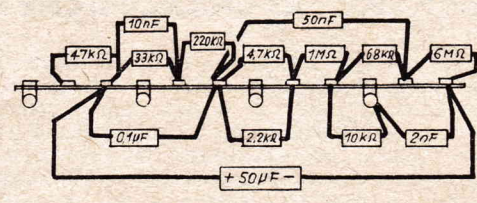
Alignement.

L'alignement se fait de la façon classique de préférence à l'aide d'une hétérodyne ou à défaut en écoutant des stations voisines des points d'alignement. On commence par retoucher l'accord des transfo MF sur 480 KHz. En principe cette retouche doit être faible puisque ces organes ont été pré-réglés en usine. On aligne ensuite la gamme PO. Sur 1 400 KHz on règle le trimmer du CV en commençant par celui de $120 pF$. Sur 574 KHz on règle le noyau du bobinage oscillateur (vert) puis en position « Cadre » l'enroulement PO du cadre. Ensuite en position « Ant » on règle le noyau du bobinage accord PO (bleu). En gamme GO Cadre il suffit de régler la position de l'enroulement GO du cadre sur 160 KHz. En position « GO Ant » on règle sur la même fréquence le noyau du bobinage accord GO (rouge). Comme ces différents réglages peuvent réagir les uns sur les autres il y a lieu, pour obtenir un alignement parfait de les revoir plusieurs fois dans l'ordre que nous venons d'indiquer. Lorsque tout est correct on fait un ultime essai sur stations et on procède à la mise en coffret définitive.

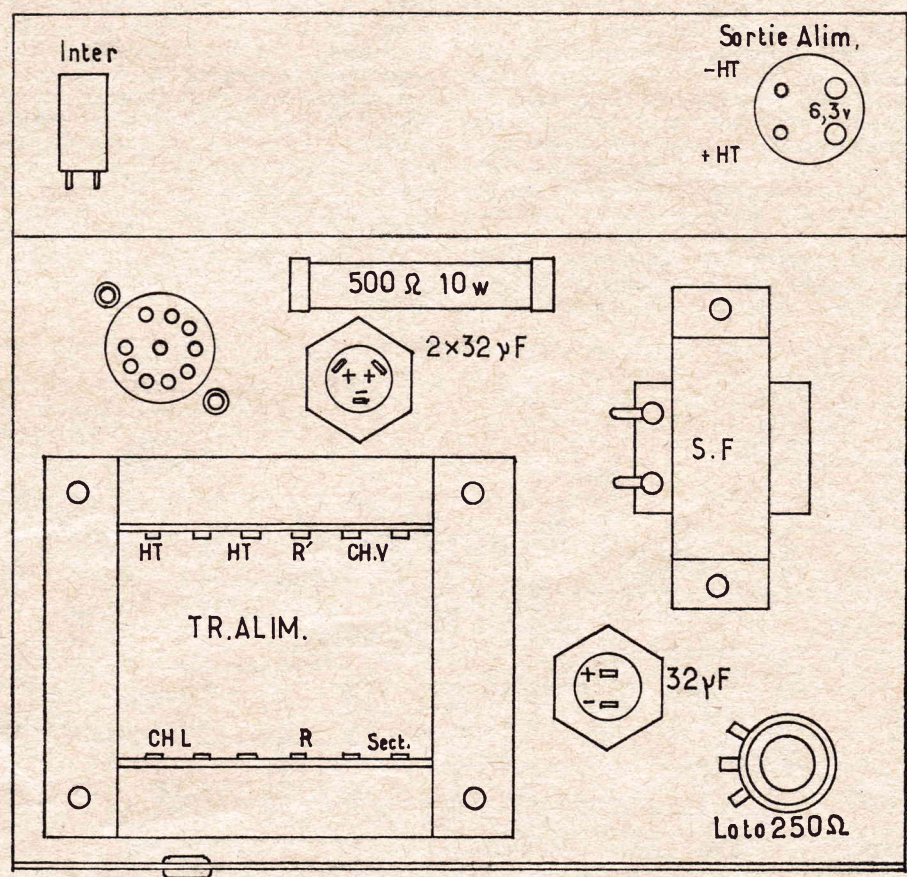
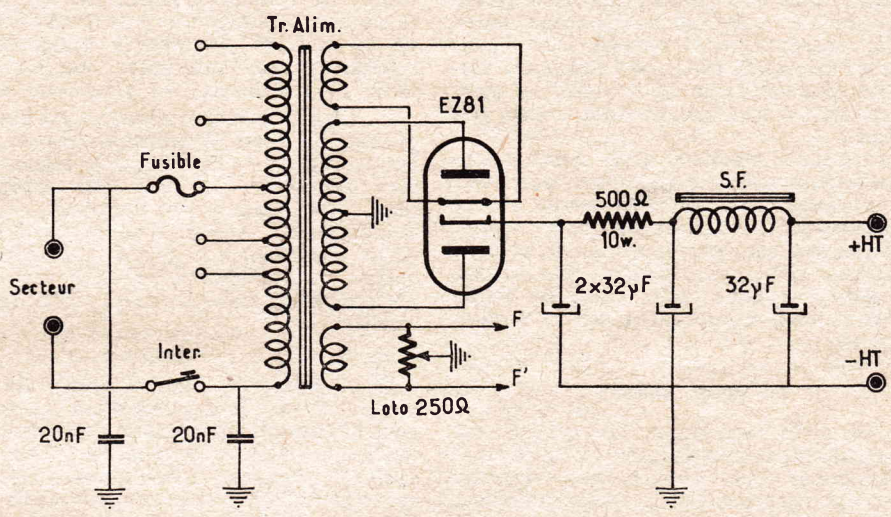
A. BARAT.

PROBLÈME DE CABLAGE (n° 2)

Voici tout d'abord la solution du problème précédent. Nous espérons que vous avez été nombreux à réaliser un câblage correct.



Aujourd'hui il s'agit de câbler l'alimentation dont nous vous présentons le schéma. Nous vous donnons pour cela le plan d'implantation des pièces. C'est sur ce plan ou sur sa copie que vous devez dessiner le câblage comme vous le feriez en réalité. Les points de masse seront soudés au châssis et les circuits filaments seront des lignes torsadées. Au travail. La solution au prochain numéro.



CADNICKEL
50% DE REMISE
Voir publicité pages 15 et 16

EN ÉCRIVANT
AUX ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-VOUS DE
RADIO-PLANS
vous n'en serez que mieux servis...

LA RÉCEPTION SSB L'ADAPTATEUR

par F.9.R.C. A. CHARCOUCHET

Comme nous l'avons dit dans un précédent article, il est possible de recevoir les émissions à bande latérale unique avec un récepteur ordinaire muni d'un oscillateur local, autrement dit, un BFO. Mais ce résultat, s'il est amusant, une fois devient vite lassant et l'on passe à un autre genre d'exercice ; et cela est malheureux parce que la réception BLU permet souvent de recevoir des stations très lointaines travaillant avec ce mode de modulation alors que les autres stations ne sont même pas perçues.

Nous avons retrouvé dans notre documentation un système préconisé dans une revue américaine et que nous avons essayé en son temps. Il n'avait pas alors retenu l'attention et ceci par manque de station travaillant cette modulation. Les temps ont bien changé et maintenant les émissions BLU sont nombreuses sur les bandes « amateur ».

Le signal slicer.

En français découpeur de signal est un complément adaptateur au récepteur conventionnel qui permet de convertir celui-ci en récepteur BLU, à condition que la valeur de la moyenne fréquence soit comprise entre 450 et 500 kHz.

Le système utilisé pour obtenir la courbe de réponse de la BLU est le phase shift autrement dit le changeur de phase. On trouve dans le commerce de tels appareils tout faits mais il est plus intéressant pour un amateur et surtout moins onéreux d'en réaliser un par les moyens du bord, ce qui ne veut pas dire qu'il sera bâclé. Le fonctionnement correct de l'adaptateur dépendra de la qualité des matériaux utilisés et des réglages du phase shift. Nous lui consacrerons donc un chapitre complet.

Le nom de Signal Slicer a été donné à cet adaptateur parce qu'il est capable de ne laisser passer à travers ses circuits qu'une faible partie de la bande passante (ou courbe de sélectivité) du récepteur auquel on ajoute l'adaptateur. Ayant ainsi réduit la bande passante, il est possible de choisir la partie que l'on veut écouter et de ce fait de prendre la bande latérale supérieure ou inférieure, on augmente donc la sélectivité du récepteur normal.

Le Signal Slicer ne réclame pas un grand nombre de tubes, il utilise seulement quatre lampes doubles. Il a aussi le mérite de ne rien demander au récepteur existant et peut être facilement introduit dans un montage déjà réalisé. Il n'est pas complexe et ne demande que peu de pratique pour opérer les réglages. En bref, il répond aux demandes de récepteurs de BLU faciles à réaliser.

Performances :

Ce montage, quand il est relié à un récepteur de communication donne des combinaisons permettant de supprimer 50 % du ORM, quand le récepteur est en position réception modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence ou de phase. Pour la réception des signaux C W plus besoin de BFO, l'hétérodyne locale suffit amplement ; le récepteur BLU avec ses combinaisons permet la réception de la télégraphie, avec une grande sélectivité. Pour la réception de la BLU cet adaptateur fournit la porteuse qui, mélangée avec la moyenne fréquence BLU, peut être démodulée. La sélection de la bande latérale pourra être faite en repérant le bouton du condensateur variable de l'oscillateur local, ce qui permettra de choisir la bande latérale supérieure ou la bande latérale inférieure.

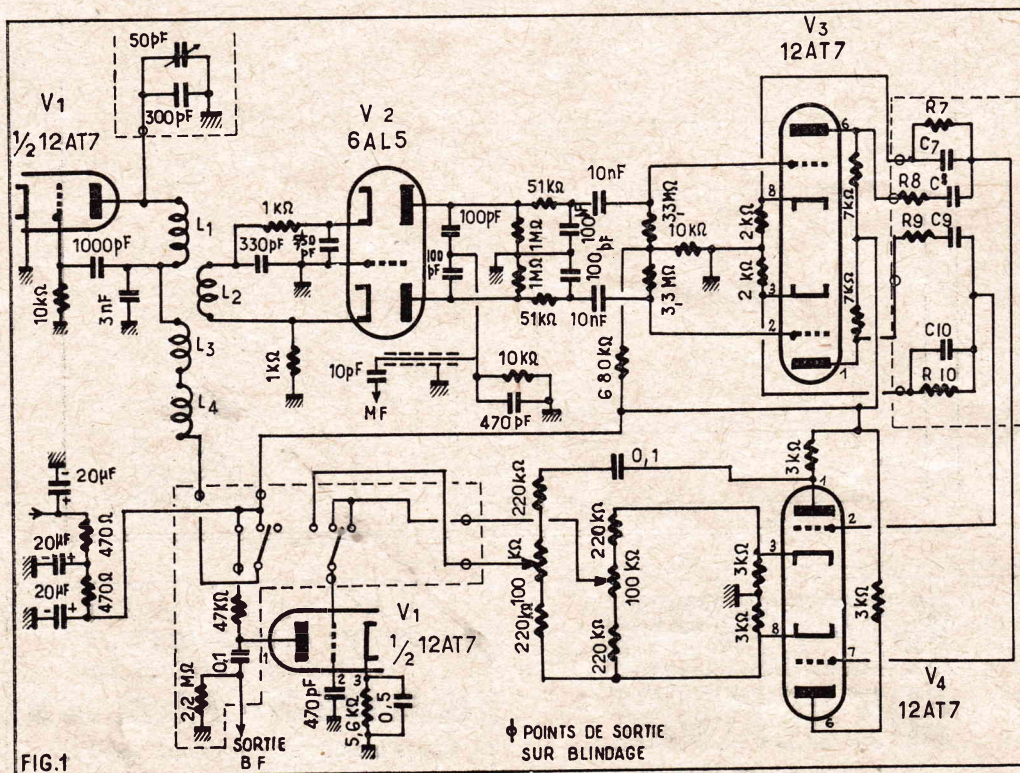


FIG.1

Le schéma complet des circuits est donné par la figure 1. Il peut être monté dans une boîte séparée pour les amateurs possédant déjà un récepteur, ou bien incorporé dans un nouveau récepteur ou encore sur un ancien dans lequel il reste de la place. Dans le cas du montage en boîte séparée, peut posséder sa propre alimentation, même en montage sur un récepteur existant, une alimentation séparée peut être nécessaire si les débits du récepteur sont insuffisants.

Le système a, comme base, deux démodulateurs (détecteurs). Le signal reçu du récepteur (moyenne fréquence 450-500 kHz) est mélangé avec un oscillateur local inclus dans l'appareil. Les sorties des démodulateurs sont appliquées à travers une paire de phase shift dont la sortie est égale à la somme algébrique de : MF BLU — Oscillateur local réglé sur une fréquence supérieure de la MF = signal basse fréquence. Et aussi égal à la différence algébrique de : MF BLU — Oscillateur local réglé sur une fréquence inférieure à MF = Signal BF.

L'adaptateur est composé, d'une double triode 12AT7 V1 utilisée comme oscillateur local lequel fonctionne en colpitt. La sortie de cet oscillateur est couplée aux deux parties d'une double triode V2. La moyenne fréquence est appliquée sur les plaques du démodulateur par un point milieu formé par deux condensateurs. Les sorties du démodulateur sont couplées à une double triode V3, formant une adaptation d'impédance entre les diodes et le phase shift. Les sorties du phase shift sont appliquées à deux sections d'une double triode V4 dont les sorties alimentent la combinaison des circuits R15, R16, R17 et R18, F1, R20. Ces circuits alimentent à travers un interrupteur sélecteur, l'amplificateur basse fréquence qui est assuré par l'autre section de V1. Le déplacement du sélecteur permet de choisir la bande latérale et de repasser le récepteur en position modulation d'amplitude ou en modulation de fréquence.

En position 1 et 2 de l'interrupteur nous avons les deux bandes latérales et en position 3 la réception normale.

Détails de construction.

Le signal slicer peut être construit dans une boîte de 8-12-14 cm. Il serait pratique de se servir d'un châssis composé de deux parties : un cadre formant les côtés du châssis et une plaque constituant le dessus du châssis.

Cette disposition permet un câblage facile des parties actives du montage, laissant les côtés libres pour l'alimentation du jack et le commutateur.

En regardant le schéma 1 on note trois groupes de composants sont entourés d'une ligne pointillée. Ces parties doivent être autant que possible blindées ou au moins ne pas avoir de contact avec d'autres parties du montage. Ces parties, si elles sont blindées, seront installées dans leur boîtier avant d'être montées sur le châssis.

Le phase shift est contenu dans un boîtier d'ancienne moyenne fréquence et le montage est monté sur un support de lampe octal qui permet un démontage rapide et des réglages aisés. Les points de sortie des blindages sont notés sur le schéma par un rond noir. La figure 2 donne la position des éléments sur le châssis.

L'alimentation requiert une haute tension de 250 à 300 V et environ 25 mA pour les filaments 6,3 V 1,5 A. Dans le cas d'une alimentation autonome, il sera nécessaire de prévoir un châssis pouvant recevoir un transformateur, les cellules de filtrage et

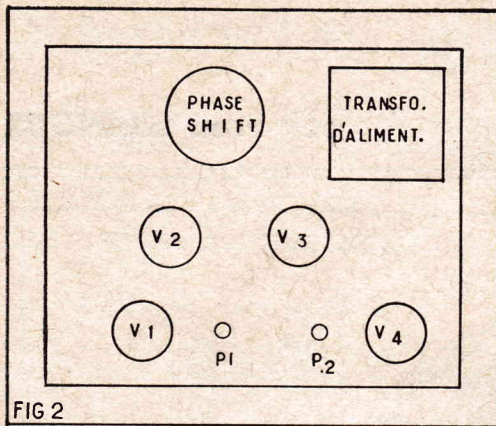


FIG 2

condensateurs. La figure 5 donne une idée de cette alimentation. Les contacts de masse seront parfaits et il est bon de les prévoir avant la peinture du châssis. Il faut aussi assurer un bon contact électrique entre les différentes parties de ce châssis.

Les bobines L1, L2, L3, L4 demandent une explication. Ces quatre selfs sont fabriquées à partir d'une self de choc R100. Ces selfs sont composées de quatre galettes. Chaque galette constitue une self par elle-même. La figure 3, celle-ci donne le procédé de travail. L1, L3, L4 deviennent la self de l'oscillateur, alors que L2 est utilisée comme self de couplage pour l'injection de la tension de l'oscillateur local sur les deux parties des démodulateurs. Il faut procéder avec beaucoup de précaution et de patience pour opérer cette modification. Une self de choc non enrobée de cire isolante est préférable. Pour avoir des connexions suffisamment longues il faut tricher légèrement.

Repérer la connexion extérieure réunissant L3 à L2, prendre une ou deux spires sur L3, couper avec précaution. Cela donne la connexion interne de L2. Opérer de la même façon sur L2 pour obtenir une connexion suffisamment longue pour réunir L1 et L3. Prendre encore un tour sur L2 et vous aurez toutes les sorties nécessaires. Pour réaliser ces manœuvres il faut regarder la self de choc dans le sens où elle est représentée sur la figure. Les connexions, une fois réalisées, isoler et coller avec du vernis haute fréquence ou à la rigueur du vernis à ongles. Après cette opération, monter la self sur une barrette à cosses permettant des branchements courts surtout pour L1 qui doit se trouver le plus près possible de la plaque de la première triode de V1. Ce procédé de montage évite de casser les fils de la self, ceux-ci étant très fragiles, et, donne une bonne rigidité mécanique au montage. L'oscillateur local en a grand besoin.

La connexion réunissant l'adaptateur au récepteur sera un morceau de câble coaxial le plus court possible pour éviter les pertes et le désaccord des circuits moyenne fréquence sur lequel est connecté ce câble.

Composants.

Les qualités de l'adaptateur dépendent de la qualité du matériel entrant dans sa construction. La précision des résistances est très importante et il faut la respecter.

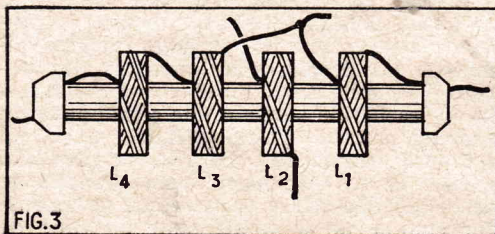


FIG.3

Lorsque rien n'est recommandé, on peut utiliser des résistances de 5 ou 10 % sans inconvénient. Même des résistances à 20 % peuvent être incluses dans le montage à condition que leur valeur soit vérifiée avec un appareil sérieux et que celle-ci corresponde à la valeur demandée sur le schéma.

Les condensateurs du phase shift seront de bonne qualité. On pourra utiliser des condensateurs de récupération dans le genre de ceux qui étaient montés sur les anciens récepteurs de radio, dans les moyennes fréquences et dans les blocs d'accord. Mais de toute façon, il faudra prendre un modèle ayant comme base un petit carré de stéatite et comme isolant du mica. Tous les isolants anciens sont à bannir, leur qualité étant par trop déficiente.

Pour la confection de L1, L2, L3, L4, il est important d'utiliser une self R100 nationale si possible, il faut tout au moins utiliser une self ayant une valeur égale à 2,5 mH.

Les condensateurs seront des micas lorsque cela sera spécifié. Aussi bien que lorsque l'on spécifie mica ou céramique ou encore papier. Pour certaines valeurs une tolérance est donnée il faut aussi la respecter. Le contacteur BLU, normal, sera lui aussi de bonne qualité sans mauvais contact et à enclenchement franc.

Réglage des circuits.

A l'exception de l'alignement du phase shift que nous verrons plus loin aucun autre réglage n'est nécessaire pour le fonctionnement de l'adaptateur.

Réglage du phase shift.

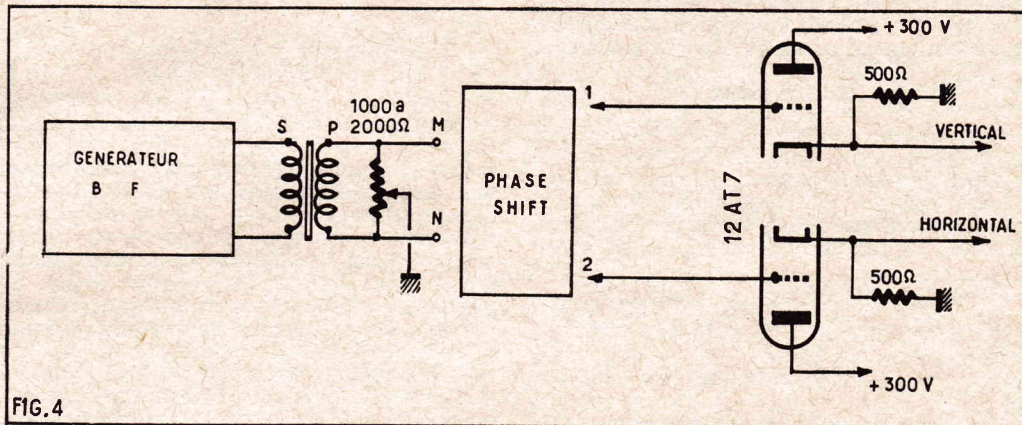


FIG.4

Ce réglage est grandement facilité lorsque le circuit n'est pas monté sur le châssis. C'est pour cela que celui qui nous a servi de modèle était monté sur une plaquette isolante laquelle était montée sur un support octal permettant des vérifications rapides et donnait une bonne rigidité aux circuits.

Les résistances R7 et R8, R9 et R10 respectivement de 133 330 et 100 000 Ω seront vérifiées consciencieusement. Dans le doute sur les valeurs de ces résistances, il est préférable d'opérer un double contrôle de leur valeur, et si possible de le confier à une personne ayant l'habitude. On peut être certain d'obtenir un bon fonctionnement si l'on se conforme à la nomenclature qui préconise des résistances étalonnées à 1 %.

De toute façon il faudra conserver le rapport de 4/3 entre les deux valeurs.

L'accord du phase shift consiste seulement dans le réglage des quatre capacités. La méthode de réglage sera exposée plus loin.

Pour opérer le réglage il faut posséder un générateur basse fréquence capable de couvrir les fréquences comprises entre 225 et 2 750 périodes par seconde. La forme de l'onde doit être bonne et sans distorsion. Il nécessite en plus un oscilloscope. Ces deux appareils ne sont pas toujours à la disposition des amateurs, mais il est encore assez facile de se faire prêter ceux-ci pour une période assez brève.

Connecter la sortie de l'oscillateur basse fréquence à travers un transformateur de rapport 1/3 aux bornes d'un potentiomètre de 1 000 ou 2 000 Ω, le curseur étant à la masse (fig. 4).

Ajuster le curseur de façon que les deux tensions entre la masse et les deux extrémités du potentiomètre soient égales mais de sens opposés, le curseur du potentiomètre sera à ce moment sensiblement au centre de la piste.

Pour chercher ce point on peut se servir de l'oscilloscope, mais avec un voltmètre on fait un aussi bon travail.

Sur l'oscilloscope la variation du potentiomètre déplace le balayage vertical de telle façon que le spot se trouve en fin de course à égale distance du centre de l'écran. Vous aurez trouvé de cette façon le vrai point milieu du potentiomètre.

Prendre temporairement une 12AT7 montée en cathode follower (fig. 4) avec 500 Ω dans chaque cathode. Bien repérer les points M et N ainsi que les points 1 et 2 sur le schéma et sur le montage. Il serait très astucieux de prévoir des pinces crocodiles ou tout au moins des connexions facilement déplaçables, de nombreuses manœuvres étant à effectuer au cours du réglage. Les broches 3 et 8 de la 12AT7 seront branchées respectivement à l'amplificateur horizontal et vertical de l'oscilloscope, tandis que la masse de celui-ci sera réunie à la masse du montage et au point milieu du potentiomètre.

Dans un prochain article nous verrons en détail le réglage et la mise en fonctionnement de l'adaptateur.

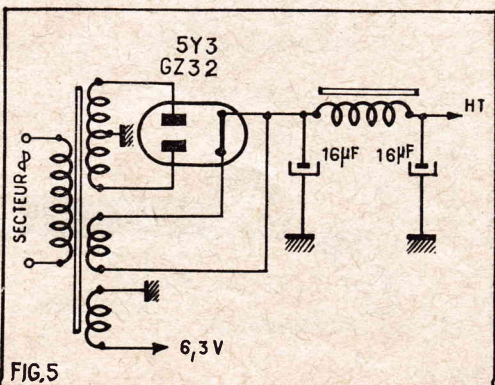


FIG.5

CIRCUITS INTÉGRÉS

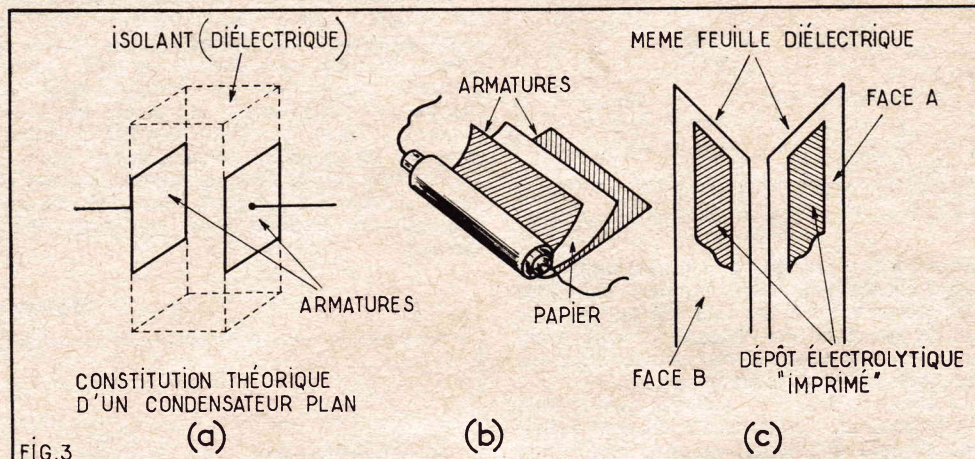
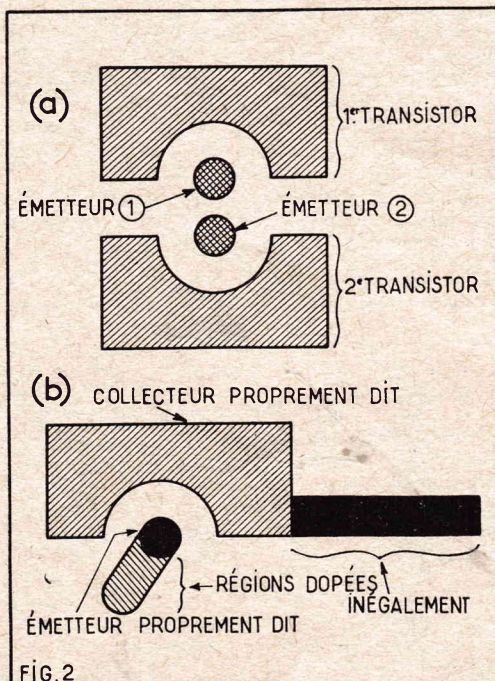
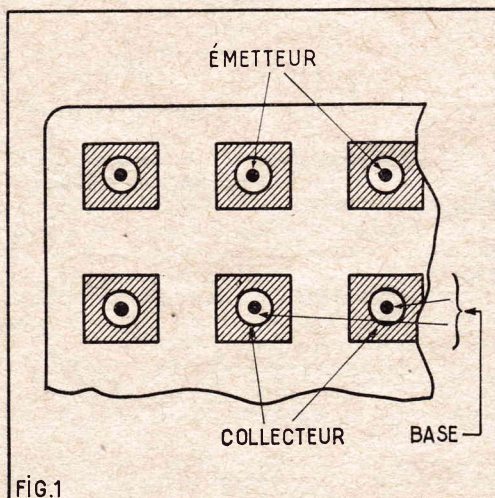
par Fred KLING

Nous ne désirons nullement prendre parti dans la querelle des tenants du tube à vide par opposition aux fervents du transistor ; nous ne chercherons pas davantage à nous lancer dans des prophéties quant aux chances de survie des lampes, mais si nous plaçons les débats sur le plan des avantages, il est certain que les semi-conducteurs en présentent au moins trois : encombrement extra-réduit, consommation en puissance des plus faibles et, enfin, absence quasi totale de dissipation de chaleur. Ce sont toutes ces qualités que l'on a depuis — relativement — longtemps cherché à mettre à profit dans les dispositifs que l'on désigne en une traduction très approximative, par le vocable « circuits intégrés ».

Les modules.

Aux débuts des applications de la semi-conduction, on s'était, à juste titre, borné à substituer tout simplement des transistors à des lampes en conservant inchangée toute la suite des pièces détachées associées. Il aurait, d'ailleurs, été difficile de procéder

(1) Voir les n°s 185 et suivants de *Radio-Plans*.

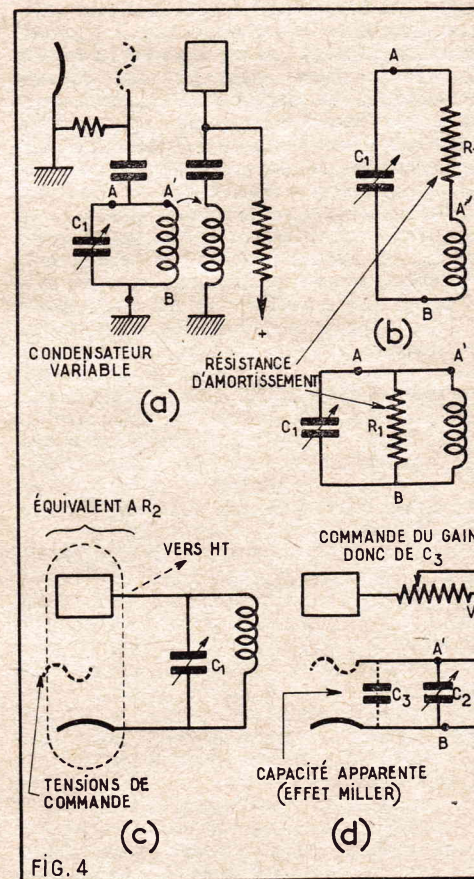


autrement puisque, d'une part, l'apparition des circuits imprimés est postérieure au développement réel — des transistors à jonction — et que, d'autre part, aucun organe spécial « miniature » n'existait encore à l'époque. Les types « planar » (fig. 1) que nous avons vus avec quelques détails, relèvent déjà bien plus de la photographie que de la physique électronique. Ils ne représentent pourtant que les derniers maillons d'une longue chaîne qui partait de la double idée qu'il devait être possible de fabriquer les transistors sur des plaques photo-sensibles elles-mêmes et que, si l'on pouvait modifier de cette façon-là la conductibilité de certaines zones, on devait être en mesure également d'y créer de véritables résistances. On renoncera, par exemple, à toute résistance matérielle proprement dite de charge ou de polarisation d'un émetteur et on se bornera (fig. 2) à prolonger la zone qui formerait l'électrode elle-même et à la doper inégalement pour obtenir la valeur ohmique requise. Ou encore, on créera la polarisation de la base directement au moment de la formation du mono-cristal par adjonction d'impuretés.

Les capacités posent, elles, moins de problèmes encore, puisqu'elles constituent, pour ainsi dire, chronologiquement, la première étape des éléments imprimés (par photo, ferait-on bien d'ajouter) : certaines de leurs variantes n'étaient-elles pas obtenues en métallisant (fig. 3) les deux faces d'un isolant plutôt qu'en partant de deux armatures réelles que l'on aurait séparées par un diélectrique ? Pour les « intégrer » dans nos circuits, il suffirait souvent de modifier la composition de la matière conductrice des circuits imprimés ou de faire appel à des alliages spéciaux.

Les oscillateurs.

C'est très certainement dans ce domaine des oscillations en général et des bobines à self-induction, prévues pour de très hautes fréquences en particulier, que de tels circuits présentent un intérêt immense. Les versions, dans lesquelles on les trouve maintenant assez couramment, sinon dans le commerce, du moins dans les réalisations industrielles de quelque importance, prennent la forme d'un bloc compact dont les seuls liens avec le reste du montage vont à l'alimentation en tensions continues et aux étages qui précèdent ou qui suivent. Or, la régularité des fabrications, déjà impérieuse dans bien des domaines,



se passe effectivement au premier plan chaque fois que l'on désire obtenir des fréquences d'oscillation rigoureusement identiques, quels que puissent être les aléas d'une chaîne de fabrication et nous songeons, en citant cet exemple, aux éléments d'accord, « tuners » des bandes supérieures réservées à la télévision, par exemple de la deuxième chaîne française.

Certes, les circuits imprimés appliqués aux seuls bobinages, nous avaient déjà rapprochés de ce but : les circuits intégrés minent les dernières irrégularités qui auraient pu subsister d'un spécimen à l'autre, là où les fils de sortie d'une résistance présentent autant d'effet selfique que... self proprement dite. Et l'on va plus encore en se dispensant bien souvent de cette self elle-même en montant le transistor comme on le ferait pour un tube

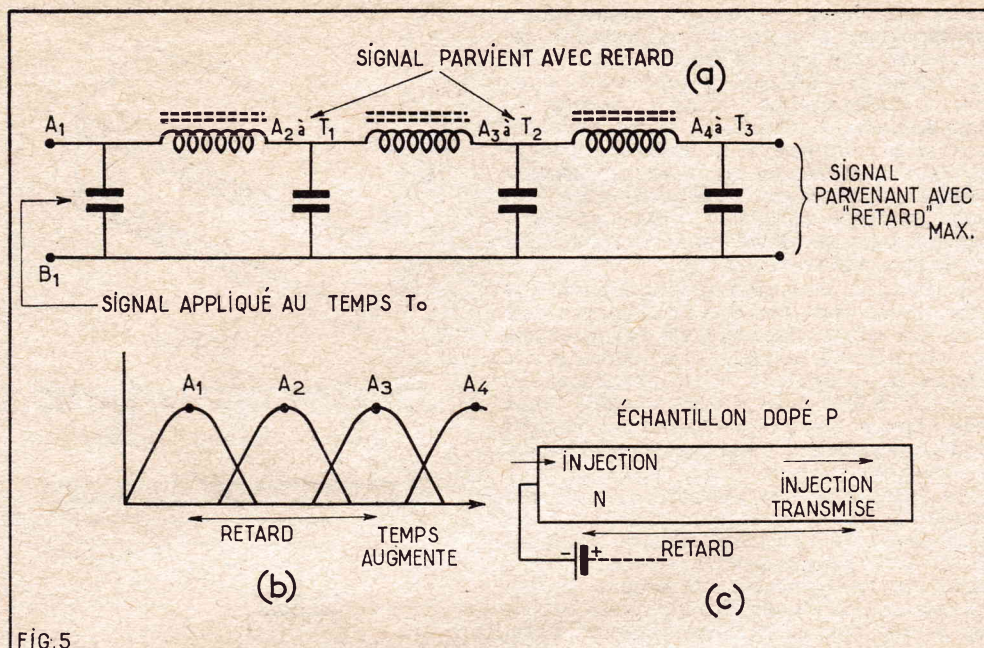


FIG. 5

réactance (fig. 4) : de même que celui-ci joue souvent le rôle réel de la capacité d'accord d'un circuit oscillant, de même nous considérons un transistor monté de cette façon-là comme une véritable inductance. Un tel ensemble pourrait bien être amené à osciller en effectuant de son circuit de sortie à celui de l'entrée un report d'énergie de phase et d'élongation convenables.

Et c'est en faisant encore appel aux propriétés de la semi-conduction que l'on pourrait réaliser ces deux conditions au moyen d'une ligne à retard, dans laquelle ce retard est rattaché (fig. 5) au temps nécessaire à des minoritaires pour traverser une matière de la quatrième colonne, dopée avec les polarités voulues ; bref, la encore, l'ensemble peut être réalisé en une seule étape lors de la fabrication du transistor lui-même. Voyons pour cela le cas typique du...

Thyristor.

Conçu comme un transistor classique et comportant comme lui 3 électrodes et autant de sorties, il s'en distingue cependant, ce qui ne se voit pas extérieurement, par la constitution de son collecteur, ou plus exactement par le dispositif qui relie ce collecteur à la sortie et au reste du montage. Nous pouvons donc y distinguer deux zones, dont l'une (fig. 6), le collecteur proprement dit, remplit son rôle habituel, alors que l'on ne songerait guère à en attribuer un à l'autre. Le collecteur est en effet rattaché à une plaquette au moyen d'une soudure à base de plomb et d'étain, donc d'une matière incluse dans la colonne IV et électro-négative par rapport au dopeur-P du collecteur lui-même.

Tant que le courant du collecteur reste inférieur à une valeur, fixée à l'avance et en dépendance directe des conditions de fabrication, ce transistor se comporte comme tous les autres : tout accroissement du courant du collecteur résulte du déplacement d'un grand nombre de trous (fig. 6b) provenant, indirectement, de la région de la base. Ici, en présence d'un fort I_c , la soudure du collecteur fait fonction d'un véritable dopeur N ; les électrons ainsi libérés repoussés par le potentiel négatif de la batterie-collecteur- B_1 se dirigent vers la base, qui les absorbe et qui voit ainsi son propre courant augmenter. Tant que la tension de B_1 n'est pas abaissée, le courant du collecteur et celui de la base conservent cette valeur qui peut être ramenée également à la valeur initiale en agissant précisément sur le courant de la base. Autrement

dit, un thyristor équivaut à une véritable mémoire, et une mémoire bi-stable, puis-

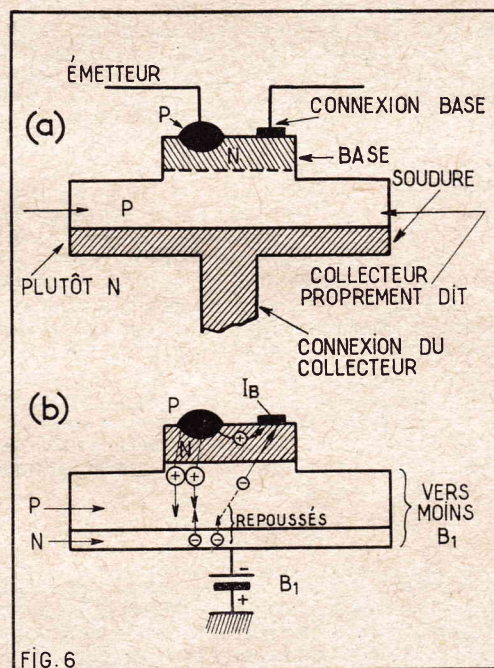


FIG. 6

qu'il suffit effectivement d'une impulsion appliquée à la base pour faire passer le collecteur de l'état de forte conductibilité

à un courant pratiquement nul et on retrouve effectivement là une ressemblance certaine avec les thyristors à gaz, bien connus.

Si les thyristors se rattachent bel et bien aux circuits intégrés dont nous nous occupons ici, c'est qu'on peut effectivement en incorporer toute une suite dans un barreau de germanium unique qui jouera ainsi (fig. 7), à la fois, le rôle de collecteur, comme on le comprend, et de ligne à retard. En effet, l'application d'un potentiel négatif à ce barreau compense partiellement les nombreux trous qui traversent l'un de ces thyristors, dont le courant-collecteur diminue alors, modifiant de proche en proche l'état mi-stable atteint par chacun des autres transistors. Il a effectivement suffi d'une seule impulsion pour la voir se propager tout au long de la ligne de retard, avec l'effet amplificateur que l'on peut imaginer aisément.

Les uni-jonctions.

... autres variantes de transistors, faciles à incorporer aux circuits intégrés, bien qu'il s'agisse plutôt d'une diode un peu particulière qui se composerait (fig. 8a) d'un émetteur unique, généralement du type-P, et de deux bases, B_1 et B_2 , connectées aux extrémités d'une même et seule plaquette, dopée par conséquent « N ».

Si les deux pôles d'une batterie I sont appliqués l'un à B_2 , l'autre à B_1 , reliée conventionnellement à la masse, on trouverait (fig. 8b) à l'intérieur de cette plaquette, à mi-chemin entre ces deux bases, donc dans la région EX, la moitié de ce potentiel par rapport toujours à la masse. Il ne faut, en effet, pas perdre de vue qu'un tel échantillon semi-conducteur constitue bien, comme son nom le laisse entendre, un élément résistif, le long duquel ces potentiels se répartissent, tout comme le ferait un quelconque pont diviseur. La situation de cette jonction ressemble, en tous points, à la polarisation inverse d'une diode, comme le confirme le passage d'un courant (faible et en sens inverse de celui que nous espérons obtenir par la suite) dû uniquement aux minoritaires.

Faisons maintenant apport à l'émetteur d'un potentiel compris entre zéro, potentiel de la masse, et une valeur qui dépend, d'une part, de la proportionnalité longueur-résistivité à l'intérieur du barreau et, d'autre part, de l'emplacement de l'émetteur le long de la distance qui sépare B_1 de B_2 . Dès que la jonction E- B_1 reçoit un potentiel supérieur à cette valeur, à l'aide, par exemple, d'une impulsion extérieure, nous verrons (fig. 8f) un courant important de trous circuler vers B_1 et modifier la prédominance des trous dans cette région. Pour être plus précis, il faudrait même partir de l'idée que le barreau doit, en l'absence

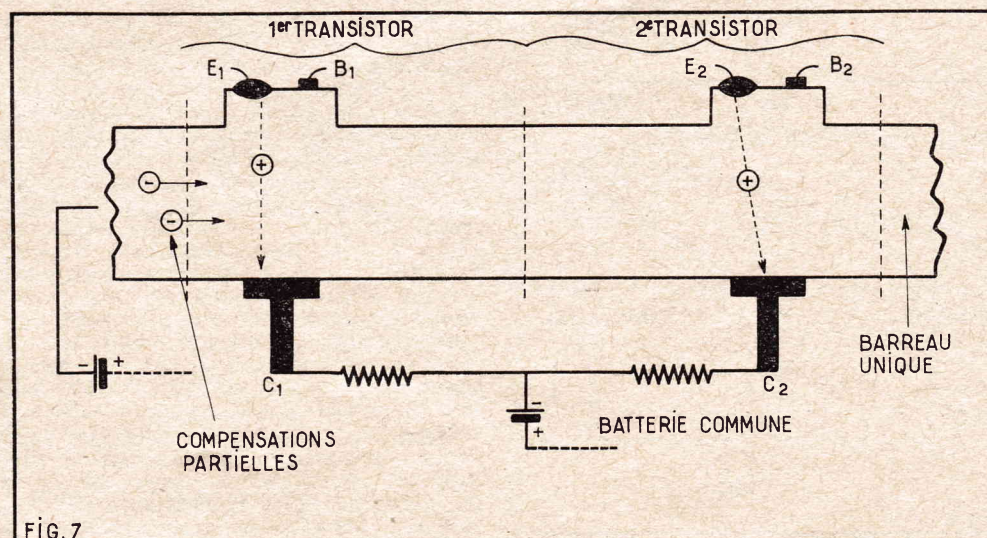
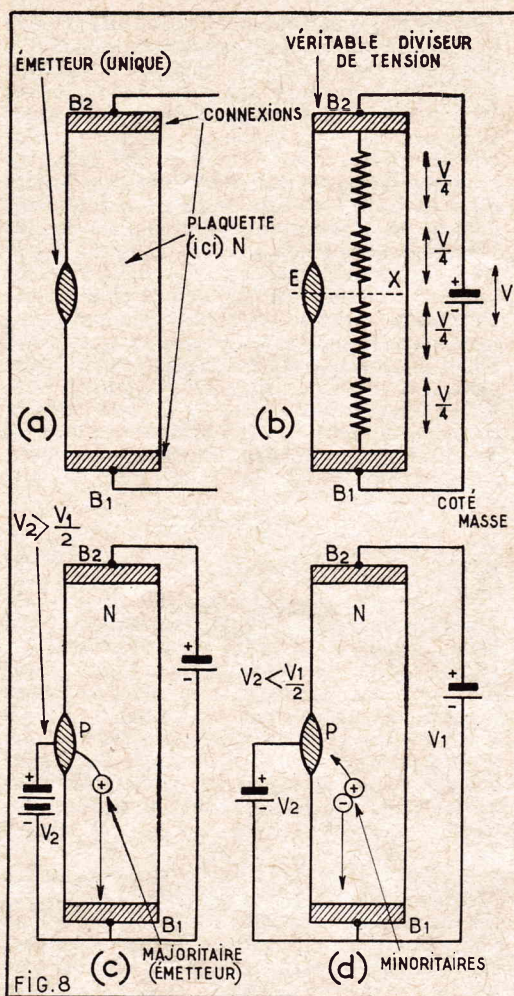


FIG. 7



d'événements extérieurs, rester électriquement neutre et admettre que la polarisation directe, appliquée à l'émetteur injecte bien des trous dans le barreau, mais que ceux-ci se trouvent compensés à chaque instant par un mouvement de ces électrons qui sont majoritaires entre B_1 et B_2 . Donc, là encore, blocage suivi d'une conductibilité intense et instantanée.

La courbe caractéristique (fig. 9a) rend parfaitement compte de l'ensemble — et

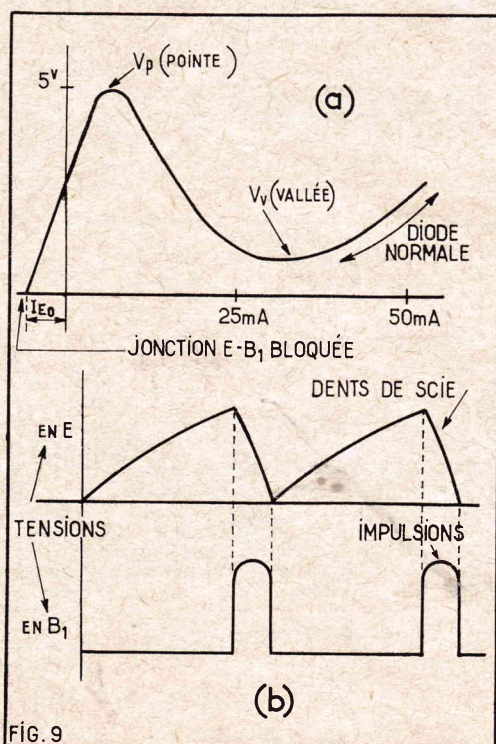


FIG. 9

même du détail — de ce phénomène : confirmation, d'abord, d'une première région croissante partant du courant inverse I_{E0} (jonction $E-B_1$ bloquée) reflète d'un flux de minoritaires; ensuite, pointe V_p pour laquelle le transistor passe brusquement à la conduction, le potentiel propre de l'émetteur diminuant assez rapidement jusqu'à un minimum, la tension-vallée V_v ; enfin, une zone semblable à une caractéristique directe de diode, zone qui ne nous préoccupe nullement ici.

Si donc les événements pris séparément ressemblent bien à ce que nous trouverions dans une diode classique, ils présenteront tout de même la double particularité d'une somme de potentiels constante entre B_2 et B_1 et d'une zone « d'amorçage » dont notre figure 9a qui contient des valeurs numériques réelles, rend fort bien compte. Ce n'est évidemment pas à une pile ou à toute autre source de tension continue, que l'on fera appel pour actionner ce transistor et les courants portés en abscisse résultent plutôt de la décharge d'un condensateur à partir du moment où sa propre charge dépasse le potentiel en EX : le signal engendré à ses bornes prendra l'allure d'une dent de scie.

Si cette variante se prête, elle aussi, parfaitement à des réalisations « intégrées », c'est que l'on part encore (fig. 10) d'une — unique — plaquette N que l'on dopera positivement sur ses deux faces, en la soumettant à une atmosphère gazeuse de bore. En incisant deux couches sur les trois ainsi créées, on fait effectivement apparaître toute une suite de transistors uni-jonction, reliés entre eux par des bases B_1 et B_2 associées pour ainsi dire en série. Par le contrôle précis du dopage, on accroîtra d'ailleurs cet effet en rendant les zones qui font face aux émetteurs moins riches en donneurs, ou encore en y enlevant un peu de matière (région x, y) : on exploite ainsi accessoirement l'effet de déplétion variable déjà utilisé dans les diodes à capacité variable.

Ce qu'il y a de remarquable dans cette situation, somme toute peu spectaculaire à première vue, c'est qu'un ensemble comportant 10 diodes et tous les organes extérieurs qui s'y rattachent ne couvrent guère qu'une surface de 1 à 2 cm^2 !

Les thyratrons.

L'effet thyatron, tel qu'il pourrait résulter d'une analyse étymologique, nous l'avons bien attribué, aussi bien aux thyristors qu'aux transistors uni-jonction, UJT en abrégé, mais pour autant, nous n'avons pas vraiment analysé les thyratrons semi-conducteurs proprement dits qui utilisent généralement du silicium comme matériau de base.

Formant souvent le complément évident et naturel des UJT dont ils complètent et améliorent les réactions aux transitoires, on les désigne également avec de légères variantes par les noms de thyratrons-solide, diode contrôlée, tristor, redresseur commandé, transistor PNP.

C'est ce dernier qui semble le mieux introduire le principe même de leur fonctionnement. On peut, en effet, les décomposer (fig. 11a) en deux transistors distincts, l'un PNP, l'autre NPN, qui comporteraient comme élément de couplage commun et direct la jonction NP centrale : cette équivalence conduit à deux situations bien différentes, suivant que la zone I reçoit (!) une tension positive et IV l'extrémité négative du même générateur ou inversement.

Dans ce dernier cas, seuls des minoritaires traversent les jonctions 1 et 2, mais en atteignant les zones II et III, ils y enfoncent les majoritaires (fig. 11b), propres à ces zones et ils ne contrarient pas

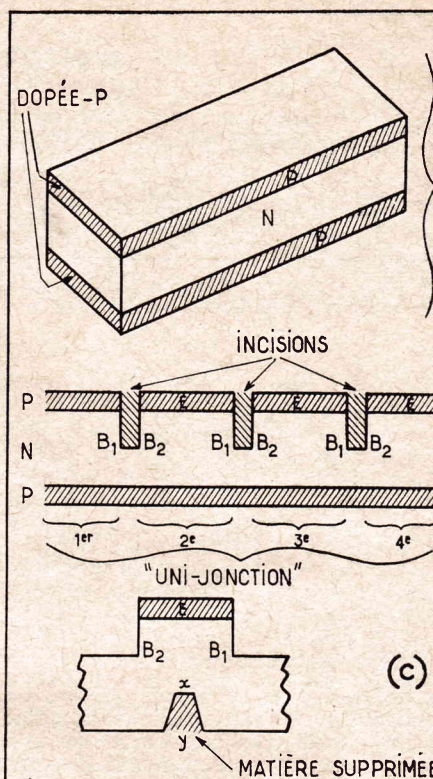


FIG. 10

l'apparition du courant inverse qui existait entre I et IV, si II et III correspondu à un simple court-circuit. C'est là la région OO' de notre figure qui confirme bien, de O' en O'' la ressemblance de ces thyratrons — qui ne valent pas l'être encore à ce stade de l'explication — avec des diodes, disons à deux jonctions : la jonction 2 atteindra le

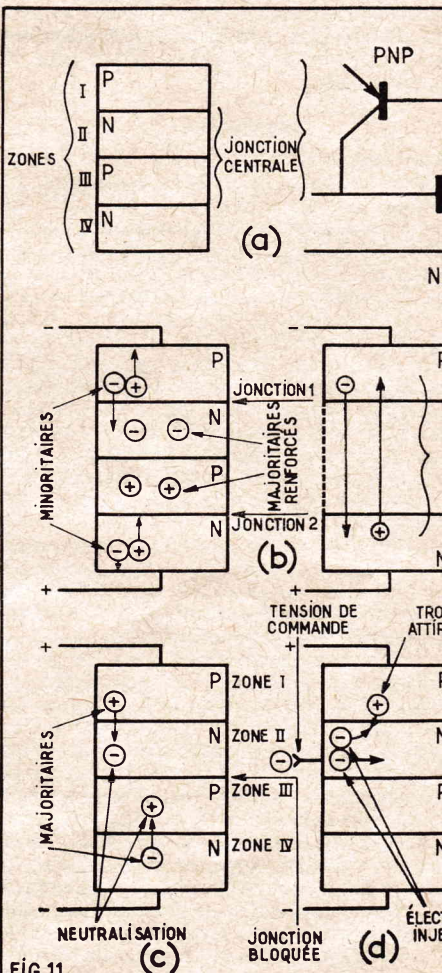
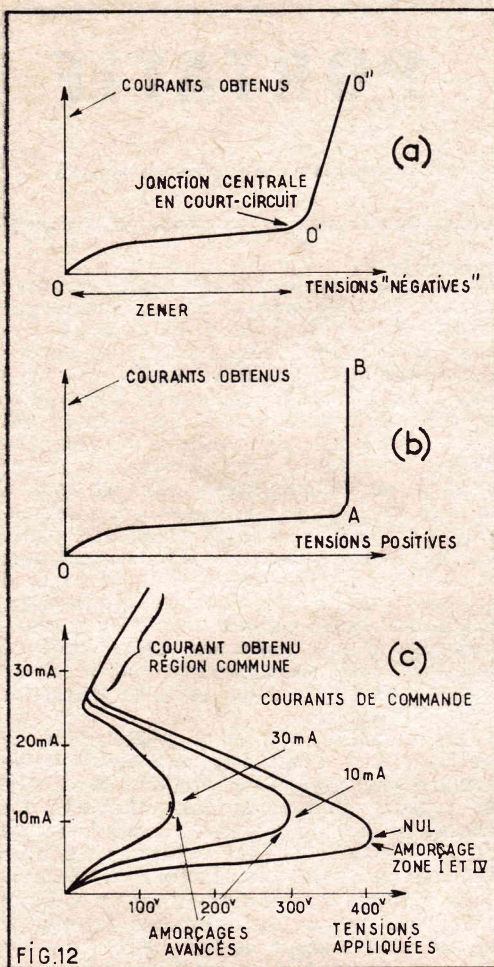


FIG. 11



court-circuit au moment où sa conduction passera brusquement à un maximum soit encore aux environs de sa tension-Zener.

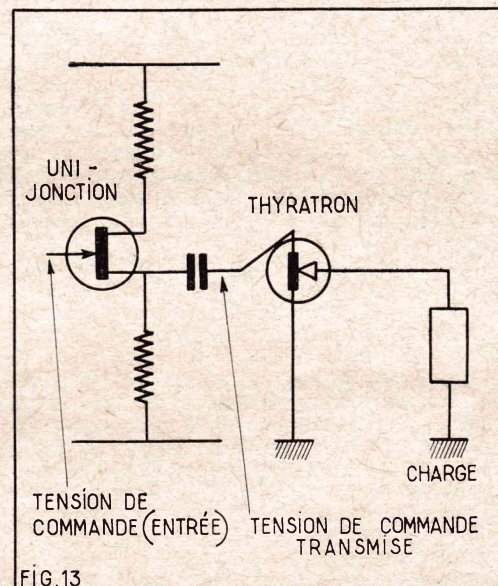
Voyons maintenant la deuxième situation possible (fig. 11c) : la zone I reçoit un potentiel positif (et IV le pôle négatif associé) ; ce sont maintenant les majoritaires de I (des trous) et de IV (des électrons) qui vont vers la jonction 2 en bloquant celle-ci très sérieusement.

Premier moyen de déblocage : augmenter la différence de potentiel extérieure jusqu'à ce que l'apport de majoritaires en augmentant considérablement la densité provoque littéralement le claquage de cette jonction et la fasse passer instantanément à l'état de conduction directe. Nous obtenons

ainsi (fig. 12b) la région AB (d'ailleurs déportée vers la gauche, si nous avons tenu compte de tous les détails de fonctionnement : à une très faible augmentation de la tension directe correspond un courant qui atteint alors presque des valeurs infinies ; la partie OA, elle, ne diffère guère de la courbe de redressement d'une diode normale... qui ne serait pas des meilleures.

Mais l'effet thyatron permet précisément de se contenter de valeurs de commande bien plus faibles pour atteindre le même résultat, à condition d'en affecter la diode centrale (indifféremment par son extrémité N ou même P). Choisissons une tension négative appliquée à la zone II : il en résulterait, d'abord (fig. 11d) un nouvel apport d'électrons, ensuite l'attraction d'un nombre égal de trous provenant essentiellement de la zone I et enfin une augmentation du courant total. Puisqu'il s'agit bien d'une diode, on peut l'assimiler à une résistance — élevée lors de la non-conduction, faible dans l'autre éventualité — et on peut caractériser les potentiels nécessaires par des courants de commande : on constate l'apparition de points, tels que A, pour des tensions totales, dues à la batterie I, de plus en plus faibles au fur et à mesure que le courant de commande augmente.

Notre figure 12c contient des valeurs numériques parfaitement valables et elle fait bien ressortir une autre propriété capitale de ce genre de thyatron : il faut réduire à zéro la tension extérieure pour le « désamorcer » à nouveau.



Thyatron et UJT.

De cette interprétation des faits découle déjà une idée évidente d'association de ces deux types de semi-conducteurs : le transistor UJT délivrera (fig. 13a) ou fournira la tension de commande et le dispositif à déclencher sera inséré entre les extrémités du thyatron (zones I et IV).

Nous avons pu constater que, pour détruire l'état de non-conduction du thyatron, il fallait inverser l'ensemble des polarités primitives et pas seulement l'une d'elles. Lors de la polarisation directe, la région centrale ne recevra que des majoritaires, trous provenant de la zone P et électrons, issus de la région dopée N. Pour ces porteurs, la jonction « du milieu » joue le rôle de base et de collecteur dans chacun de ces transistors fictifs ; les trous de I atteindront donc cette base dans l'espoir de gagner la zone III, collecteur de ce premier ensemble.

Si nous continuons cette comparaison

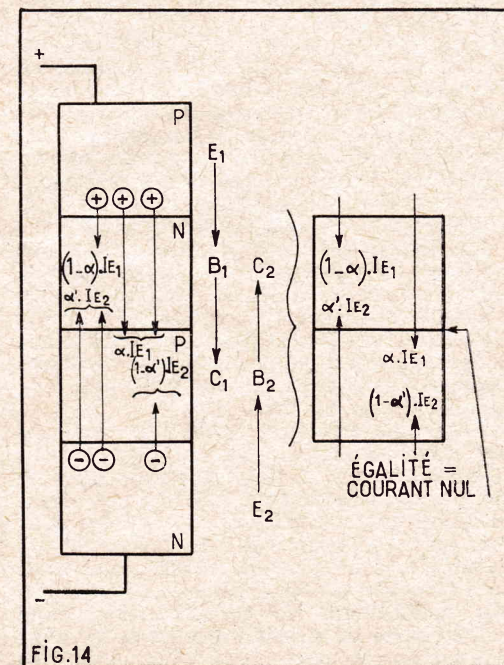
avec des transistors classiques, procédé parfaitement valable et nullement introduit ici pour la beauté ou la simplification de nos démonstrations — nous pourrions dire encore que l'émetteur étant le circuit d'entrée de tout le dispositif, l'ensemble se comporte comme un montage à base commune auquel on pourrait donc associer « alpha », gain en courant (ou plutôt en charges électriques). Les trous qui ne dépassent pas cette base, parce qu'ils referment le circuit ou qu'ils sont neutralisés par les majoritaires de la base, représentent ainsi la fraction « $1 - \alpha$ », soit des trous émis par l'émetteur, soit des trous qui atteignent la zone IV.

Cette dernière est, elle aussi, polarisée de façon à libérer (fig. 14) ses propres majoritaires qui finissent, eux aussi, dans les zones II et III, respectivement collecteur et base de ce dernier transistor. Bref, primo dans II, nous rencontrerons $1 - \alpha$ trous provenant de l'émetteur et α' électrons de la zone IV (α' étant le gain en courant de ce deuxième transistor virtuel), secundo, le courant résultant pourrait s'annuler si les trous et les électrons s'équilibrent ou encore si

$$1 - \alpha = \alpha' \text{ ou } \alpha + \alpha' = 1$$

Ce sera là l'équilibre le plus instable que puisse atteindre le dispositif, puisqu'un léger accroissement de l'un ou l'autre provoquerait la réapparition d'un courant mesurable de I en IV et il suffit donc de modifier légèrement les conditions de conduction.

C'est là qu'interviendra à nouveau le transistor uni-jonction à la base I, duquel on prélèvera les tensions, redressées par cette jonction, pour les transmettre à la base de commande du thyatron. On compliquera même le principe, tout en simplifiant la réalisation, en renonçant à des potentiels de polarisation continus et en les remplaçant tout simplement par des tensions provenant — pourquoi pas ? — du secteur électrique. Comme le but de tout redressement est d'obtenir une valeur moyenne qui ne soit pas nulle, si on observe le signal pendant une période entière, on pourrait introduire un déphasage constant (fig. 15) entre la tension d'alimentation du thyatron et la tension de commande de l'uni-jonction ; on avancerait ainsi le moment de la conduction pour ne pas dire de l'amorçage et on assisterait au passage d'un courant pendant toute la durée où les deux signaux traversent leur alternance positive.



Achetez chaque mois
RADIO-PLANS
chez le même marchand

C'est une certitude
de toujours le trouver.

CADNICKEL
50% DE REMISE

Voir publicité pages 15 et 16

COMBINÉ RADIO-PHONO PORTATIF à transistors

En version « à lampes », la formule du combiné radio-phono est courante. Elle consiste, vous le savez, à adjoindre à un récepteur une platine tourne-disque, les deux étant placés dans le même meuble. La partie BF du récepteur étant, au moment voulu, commutée sur la sortie de la cellule lectrice du PU, permet la reproduction phonographique. Un ensemble de cette sorte fait donc office à la fois de récepteur et d'électrophone. Une telle association est également valable avec les transistors. Surtout depuis l'apparition sur le marché de platine tourne-disques pouvant être alimentées par piles. On peut ainsi obtenir un ensemble portatif comme celui que nous allons décrire, extrêmement séduisant par ses possibilités multiples. Ce combiné radio-phono peut en effet com-

me nous venons de le dire servir de récepteur radio sensible et musical ou d'électrophone. Il peut être alimenté par pile, ce qui lui confère l'autonomie indispensable à tout appareil portatif. Il peut être aussi alimenté par le secteur en remplaçant les piles par une alimentation qui fait partie de notre description. On réalise ainsi une sérieuse économie lors du fonctionnement en appartement.

La partie BF de ce montage a été particulièrement soignée ainsi que nous le verrons par la suite et procure dans tous les cas une reproduction fidèle et agréable.

Pour terminer cette présentation, signalons que la partie électronique de ce combiné utilise des modules précablés et préréglés qui rendent sa construction accessible à tous.

Le schéma (fig. 1).

Le récepteur, du type superhétérodyne, est composé d'un étage changeur de fréquence de deux étages amplificateurs MF, d'un étage détecteur et de l'amplificateur BF. L'alimentation générale se fait sous 9 V.

L'étage changeur de fréquence est équipé d'un transistor Drift AF117. Les gammes couvertes sont les gammes PO et GO normalisées, dont la réception se fait sur cadre ferrite incorporé de 21 cm de longueur. Les diverses commutations se font par le bloc à touches qui contient également les bobinages oscillateurs pour les deux gammes. Ce bloc comporte 4 poussoirs : PO, GO, PU et RADIO. Sur le schéma, nous avons représenté la constitution interne de ce bloc, aussi allons-nous examiner le fonctionnement avec quelques détails.

En réception GO, seul l'enroulement GO du cadre est en service. Il est accordé par la cage « acc » (280 pF) du condensateur variable. L'attaque de la base du transistor se fait par l'extrémité de l'enroulement tandis que la prise d'adaptation d'impédance est à la masse. En réception PO l'enroulement GO reste en service, mais l'enroulement PO est placé en parallèle sur lui. L'attaque de la base du transistor se fait alors par la prise d'adaptation de l'enroulement PO. L'ensemble des deux enroulements est accordé par la cage « acc » du CV. Notons encore qu'en gamme GO l'enroulement du cadre est shunté par un trimmer C. En PO ou en GO le signal capté par le cadre est transmis à la base de l'AF117 par un condensateur de 47 nF.

La polarisation de cette base se fait par un pont constitué par une 33 000 Ω côté — 9 V et une 6 800 Ω côté masse (+ 9 V). L'émetteur est relié à la masse par une résistance de 2 200 Ω . Dans ces conditions, la tension sur cette électrode est normalement de 1,3 V et la différence de potentiel base-émetteur de 0,15 V.

Le même bobinage oscillateur est utilisé pour les deux gammes. Il comprend 3 enroulements. L'un est inséré dans le circuit collecteur de l'AF117; un autre est placé entre l'émetteur et la masse avec du côté émetteur un condensateur de liaison de 10 nF. Le sens relatif de ces deux enroulements est tel qu'il assure l'entretien des oscillations. Le troisième détermine la fréquence de l'oscillation locale et pour cela est accordé par la cage « Osc » (120 pF)

du condensateur variable. Dans cette forme la bande de fréquence produite par l'oscillateur assure la réception de la gamme PO. En réception GO le CV est shunté par un condensateur fixe C. Le circuit collecteur de l'AF117 contient également le primaire du transfo MF1. A noter que pour ce transfo et pour les suivants, le raccordement du primaire se fait à l'aide d'une prise d'adaptation d'impédance. Signalons encore que la fréquence d'accord de ces organes de liaison MF est 455 kHz. Nous arrivons ainsi à l'amplificateur MF qui est un des modules précablés et préréglés dont nous avons parlé.

Les deux étages amplificateurs MF sont équipés par des transistors Drift AF127. La base du premier AF127 est attaquée par l'enroulement de couplage du transfo MF1. La polarisation est appliquée au point froid de cet enroulement. Elle est obtenue par une résistance de 100 000 Ω côté — 9 V et une 4 700 Ω venant du circuit détection. Il est bien évident que cette disposition constitue un système régulateur anti-fading : la 4 700 Ω formant avec un condensateur de 10 μ F la cellule de constante de temps. La résistance de stabilisation d'effet de température du circuit émetteur fait 470 Ω . Elle est découplée par un condensateur de 0,47 μ F. La tension base-émetteur est alors de 0,28 V. Le circuit collecteur de ce premier étage contient le primaire du transfo MF2 et une résistance de découplage de 2 200 Ω .

Le transistor AF127 du second étage MF a sa base attaquée par l'enroulement de couplage de MF2. Le pont de polarisation est formé d'une 47 000 Ω côté — 9 V et une 4 700 Ω côté masse. Ce pont est découplé par un condensateur de 0,47 μ F. La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 470 Ω . Elle est découplée par un condensateur de 10 nF. Le circuit collecteur contient le primaire du transfo MF3 et une cellule de découplage formée d'une résistance de 2 200 Ω et d'un condensateur de 0,47 μ F.

Pour cet étage, la tension émetteur est 0,35 V et la tension base-émetteur 0,28 V.

L'enroulement de couplage du transfo MF3 attaque une diode OA81 qui assure la détection. L'étage détecteur est chargé par le potentiomètre de volume de 50 000 Ω shunté par un condensateur de 10 nF. La liaison entre cette charge et la cathode

de la diode s'effectue par l'intermédiaire d'une cellule de blocage HF constituée d'une résistance de 2 200 Ω et un condensateur de 25 nF. Cette liaison est établie par le commutateur PU-RADIO qui, comme nous l'avons déjà signalé, fait passer de celui du bloc d'accord. En position cette liaison est supprimée et le potentiomètre de volume qui constitue en l'entrée de l'amplificateur BF est relié à la tête de lecture « AG3306 » du tourne-disque « DG2026 », qui équipe cet ensemble. En même temps, le commutateur interrompt la liaison entre le cadre et le CV accordant ainsi toute réception impossible. La liaison de la cellule se fait par l'intermédiaire d'une résistance de 150 000 Ω qui évite son amortissement par la faible impédance d'entrée du premier transistor préamplificateur.

En parallèle sur le potentiomètre volume, il y a un dispositif de contrôle de tonalité qui permet de modeler la courbe de réponse globale de l'amplificateur. Ce circuit est constitué par un potentiomètre de 50 000 Ω monté en résistance variable en série avec un condensateur de 0,1 μ F.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque à travers une résistance de 1 000 Ω et un condensateur de 2,5 μ F la base du premier transistor préamplificateur : OC71. Et nous abordons là l'examen de l'amplificateur BF qui est en réalité second module précablé.

Le pont de polarisation de base de l'OC71 est formé d'une 100 000 Ω et d'une 150 000 Ω allant à la masse. La 100 000 Ω est reliée non pas au — 9 V mais au collecteur du transistor et crée ainsi une contre-réaction sur cet étage. La résistance de compensation du circuit émetteur fait 3 900 Ω et est découplée par un condensateur de 64 μ F. Ce circuit collecteur est chargé par une 3 900 Ω . Ce circuit collecteur attaque la base d'un second OC71 qui équipe l'étage driver par un condensateur de 2,5 μ F. La tension sur l'émetteur du premier OC71 est de 2,75 V et la tension base-émetteur de 0,1 V. La polarisation de base de l'OC71 à l'étage driver est obtenue à partir de la tension émetteur de l'OC71 précédent appliquée par une résistance de 6 800 Ω . Le circuit émetteur de l'OC71 de l'étage driver contient une résistance de 220 Ω en série avec une 22 Ω , cette dernière étant placée du côté de la masse. Cet ensemble est découplé par un condensateur de 320 μ F. Selon cette disposition, la tension émetteur est de 2,2 V et la tension base-émetteur de 0,15 V. Le circuit collecteur est chargé par le transfo BF destiné à attaquer le push-pull final.

Cet étage final est équipé de 2 OC71 utilisés en classe B. Les bases de ces transistors sont attaquées par le secondaire du transfo driver. Leur polarisation est appliquée au point milieu de ce secondaire. Elle est obtenue par la résistance de 220 Ω d'émetteur de l'OC71 précédent. Sa valeur est 0,2 V. Les circuits émetteurs comportent une résistance de compensation commune de 2,2 Ω et la tension base-émetteur 0,15 V. Les condensateurs de 22 nF prévus entre collecteur et base de chaque OC71 évitent toute oscillation indésirable. Le transformateur de sortie assure l'adaptation de la bobine mobile du HP (2,5 Ω) aux circuits collecteur.

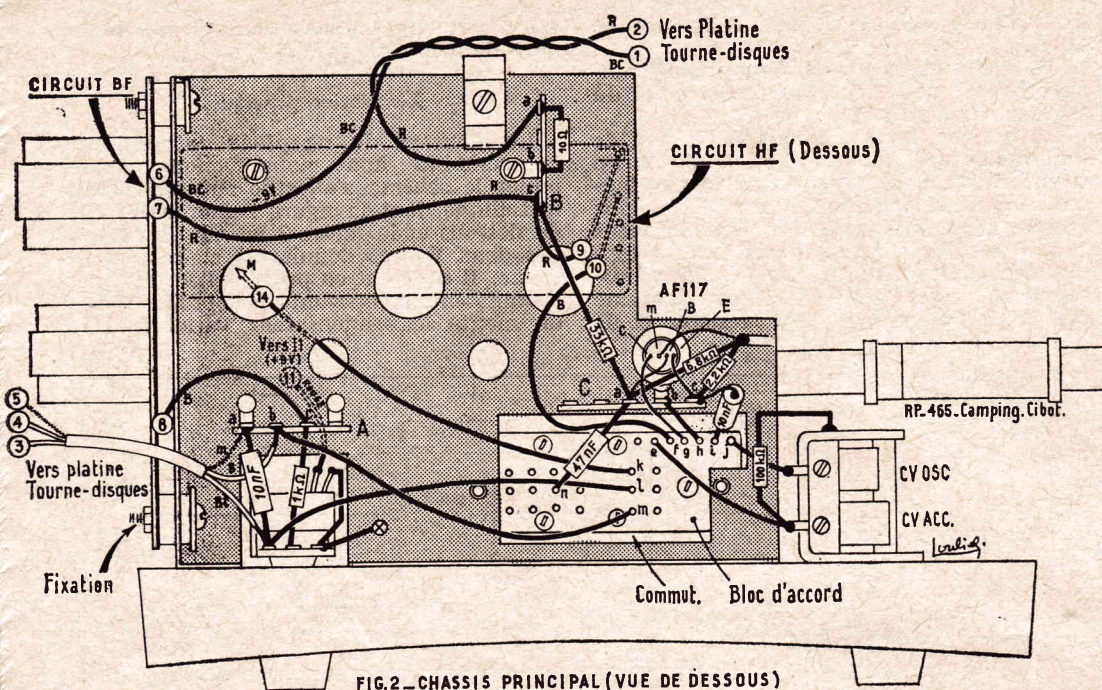


FIG.2 - CHASSIS PRINCIPAL (VUE DE DESSOUS)

potentiomètre de volume de 50 000 Ω avec interrupteur. Sur la face du dessous, on fixe derrière ce potentiomètre le relais A sur les boulons en prévoyant de l'autre côté des cosses. On met également en place le relais C dans la position qui est indiquée. Sur l'autre face (voir fig. 3) on met en place le bloc d'accord le circuit HF. Ces deux organes sont fixés chacun par deux boulons sur lesquels on a soin de prévoir des entretoises de manière à éloigner les circuits imprimés de la tôle du châssis et à éviter ainsi de désastreux

court-circuits. Le circuit BF se fixe comme on peut le voir sur les plans, sur le côté du châssis. Sur une des fixations du circuit HF on prévoit sous le châssis le relais B. On termine cet équipement par la mise en place du cadre. Tout ceci ne présente aucune difficulté et se dispense de commentaires plus approfondis.

On passe ensuite au câblage. On relie la cage accord du CV au point e du bloc d'accord et la cage « oscillateur » au point j. Entre la cage « accord » et la masse on soude une résistance de 100 000 Ω . Entre le point n du bloc d'accord et la cosse a du relais C on soude un condensateur de 47 nF. Sur cette cosse a du relais on soude une résistance de 6 800 Ω qui va à la masse sur le châssis et une de 33 000 Ω dont l'autre fil est soudé sur la cosse c du relais B. Le point f du bloc d'accord est connecté au point c du circuit HF. On relie le point h du bloc à la patte b du relais C. Entre le point i et la cosse c du relais on dispose un condensateur de 10 nF. On soude une résistance de 2 200 Ω entre la cosse c du relais et le châssis. La cosse c du bloc est reliée à la masse ainsi que la cosse a du cadre. La cosse b du cadre est reliée au point b du bloc, les cosses c et d sont réunies et

reliées au point d du bloc. Enfin les cosses e et f du cadre sont connectées respectivement aux points a et p du bloc.

On effectue ensuite les liaisons relatives au circuit HF : On connecte le point b du châssis, le point d à la cosse c du relais et le point a au point k du bloc d'accord.

On relie au châssis une extrémité potentiomètre de volume et une cosse l'interrupteur. L'autre extrémité du potentiomètre est connectée au point l du bloc. Entre cette extrémité et la patte a du relais A on soude un condensateur de 10 nF. On dispose une résistance de 1 000 Ω entre le curseur et la cosse c du relais. La cosse du relais A est reliée au point m du bloc d'accord.

Il convient alors de brancher le circuit BF. Pour faciliter la compréhension, la face de ce circuit côté connexions est donnée à la figure 4 qui complète la représentation des figures 2 et 3. Le point a de ce circuit est relié à une des cosses de masse prévues sur le châssis. Le point b est réuni à la cosse c du relais A et le point c à la cosse du relais B. Lors de la mise en coffret l'HP sera branché par un cordon souple entre les points e et f. Par un cordon souple à deux conducteurs on branchera respectivement les broches - et + du bouchon de raccordement de la batterie d'alimentation au point d du circuit et à la cosse encore libre de l'interrupteur.

Sur le relais B on soude une résistance de 10 Ω entre la cosse a et la patte b. On soude un des conducteurs d'un cordon torsadé sur la cosse a de ce relais et l'autre conducteur sur le point d du circuit HF. Ce cordon qui sert à l'alimentation du moteur sera soudé sur les cosses a et b du relais D de la platine comme le montre la figure 5.

Les fils relatifs au circuit BF doivent être soudés avant la fixation définitive de ce circuit car ensuite, ils seront difficilement accessibles.

On met en place le transistor AF117 comme indiqué. On soude : son fil C sur le point g du bloc, son fil M sur le châssis, son fil B sur la cosse a et son fil E sur la cosse c du relais C.

Le potentiomètre de tonalité de 50 000 Ω est monté sur une petite équerre prévue sur la platine tourne-disque. Entre son curseur et la cosse b du relais E, on soude un condensateur de 0,1 μ F. Par un cordon blindé à deux conducteurs on relie l'extrémité du potentiomètre de tonalité à l'extrémité du potentiomètre de volume qui a déjà reçu le condensateur de 10

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

« CAMPING » RADIO-ELECTROPHONE (7 transistors)



2 GAMMES D'ONDES (PO-GO). Cadre ferrite 200 mm. Commutation Radio-PU - HP de 170 mm - 10 000 gauss. **Tourne-disques « Philips »** 4 vitesses. Moteurs 9 V. Puissance modulée : 1 W. Alimentation 6 piles 1,5 V (Alimentation secteur adaptable).
Élégante mallette gainée. Dim. : 330 x 240 x 150 mm.

CET ELECTROPHONE SE DÉCOMPOSE EN 3 ÉLÉMENTS

- câblés et réglés, faciles à assembler.
- ★ **CHASSIS RADIO et PU**, complet, câblé et réglé, sans HP et sans piles, avec les accessoires de fixation dans le coffret... **120.40**
- ★ **PLATINE TOURNE-DISQUES « Philips »** 9 V, spécialement équipée pour le modèle « Camping »... **95.20**
- ★ **MALLETTE** bois gainée avec HP, cordon, boîtier à piles, piles, trappe, visserie... **57.40**

Le Radio-Electrophone « CAMPING », complet, en éléments câblés et réglés... **273.00**
(EN ORDRE DE MARCHÉ... 295.00)

● **ALIMENTATION SECTEUR** en pièces détachées. Prix... **29.50**

C'EST UNE RÉALISATION

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

Voir nos publicités, p. 2 et 4 de couverture.

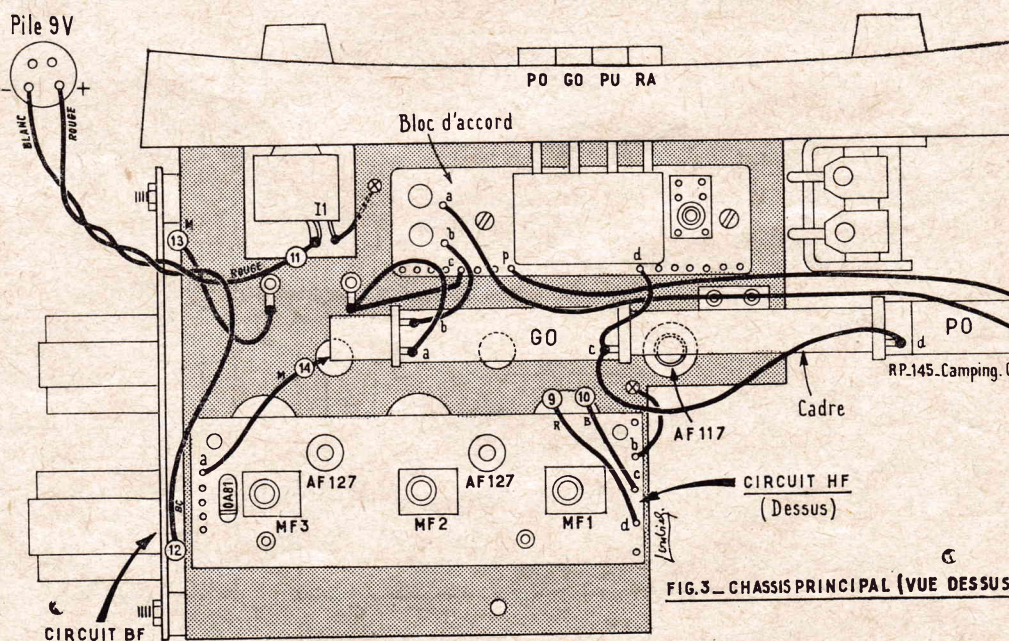


FIG.3 - CHASSIS PRINCIPAL (VUE DESSUS)

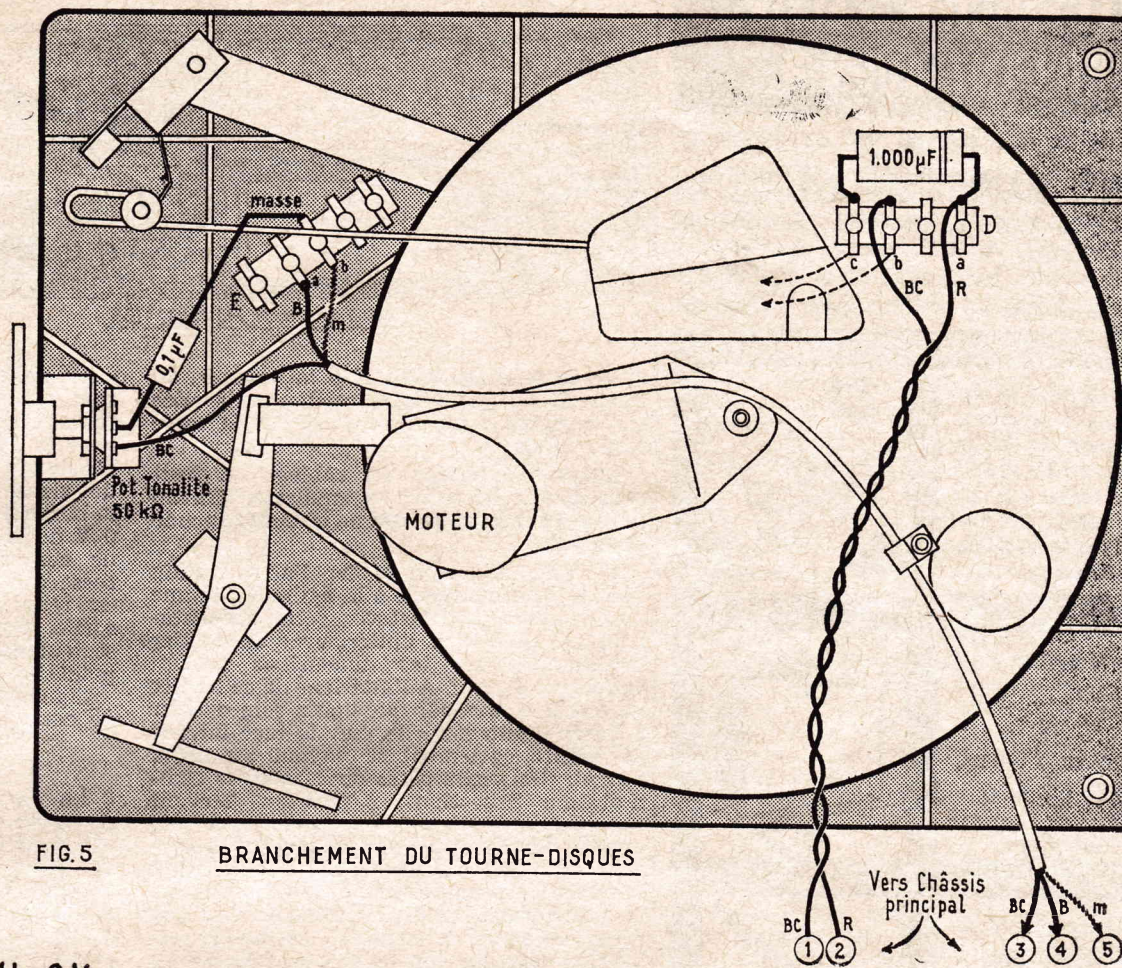


FIG. 5

BRANCHEMENT DU TOURNE-DISQUES

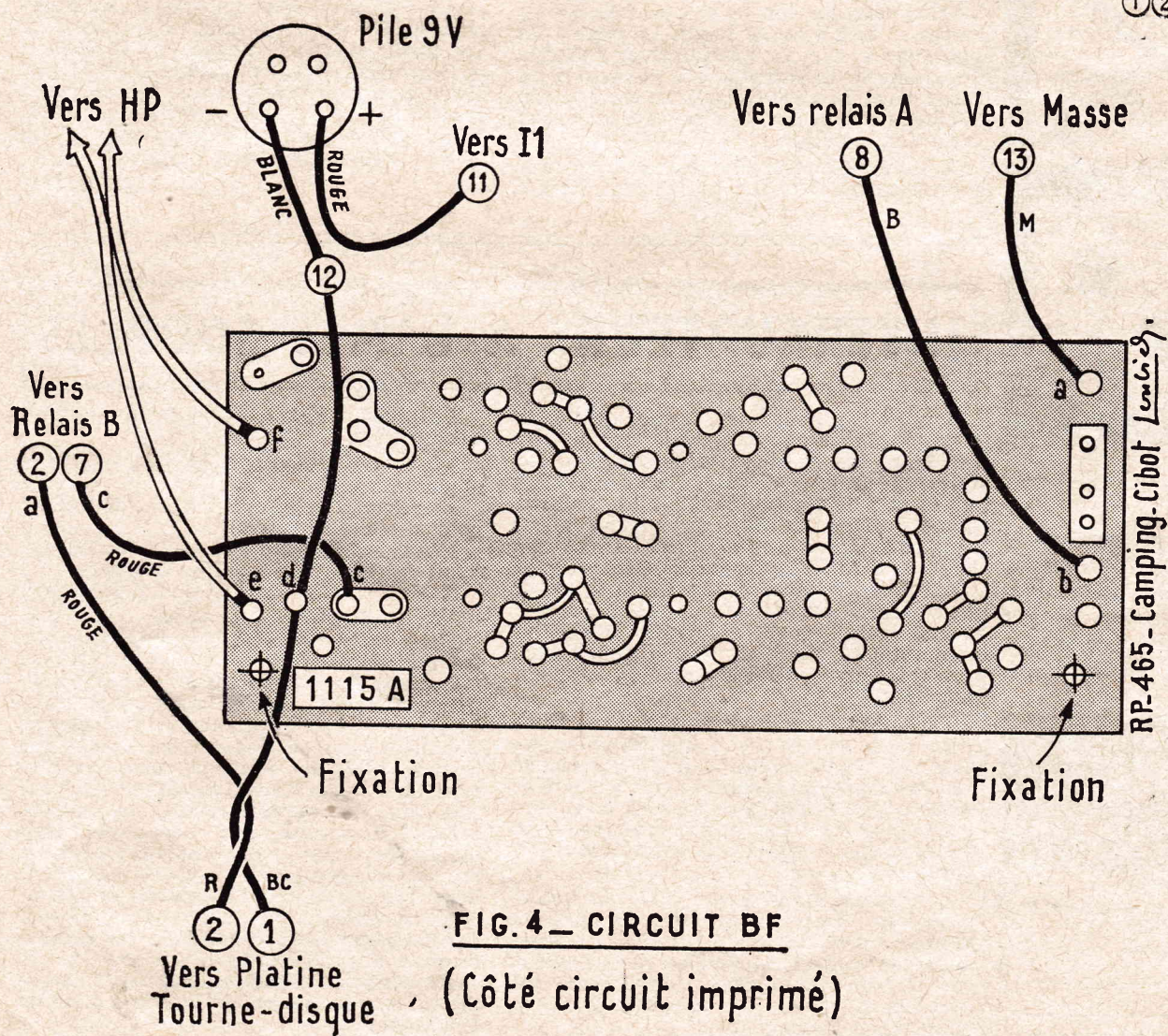


FIG. 4 - CIRCUIT BF

(Côté circuit imprimé)

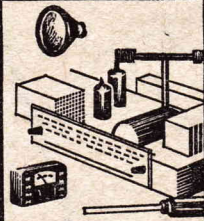
TECHNICIEN D'ELITE... BRILLANT AVENIR...

...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

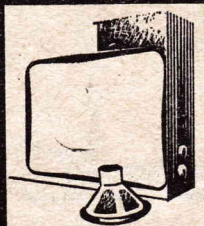
RADIO-TV-ELECTRONIQUE

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.



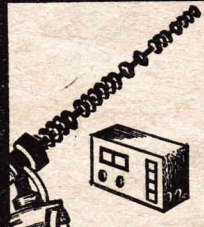
TECHNICIEN

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-MERMOZ 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 51
(ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi _____

NOM _____

ADRESSE _____

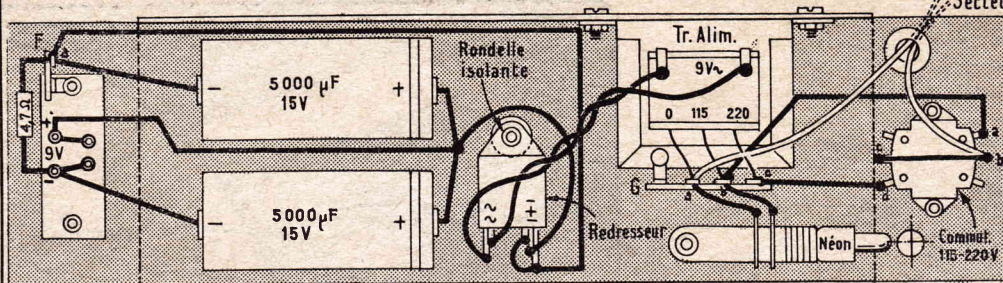


FIG. 6 - BOITIER ALIMENTATION

et la cosse *a* du relais E à la cosse *b* du relais A. La gaine de ce cordon est soudée sur la patte *a* du relais A et sur la cosse *b* du relais E.

Après vérification du câblage on peut procéder à la mise en mallette, travail purement mécanique qui ne présente aucune difficulté.

Il reste encore à câbler l'alimentation dont le plan est donné à la figure 6. Comme vous pouvez le constater cette alimentation est réalisée à l'intérieur d'un boîtier métallique dont les dimensions sont : 195 x 70 x 35 mm. A l'intérieur de ce boîtier on fixe le redresseur que l'on a soin d'isoler à l'aide d'une rondelle. Sur la face interne on monte également le voyant au néon. Sur un des petits côtés on dispose le commutateur 2 sections, 2 positions servant de répartiteur de tension. Sur le petit côté opposé on place la prise de sortie à 4 broches. Sur une des vis de fixation on met le relais F sur un des grands côtés on monte le transformateur d'alimentation. Sur son étrier on soude le relais G. On soude respectivement les fils 0, 115 et 220 sur les cosse *a*, *b* et *c* de ce relais. On réunit les paillettes *b* et *c* du commutateur 115-220. On connecte la paillette *a* à la cosse *b* du relais G et la paillette *d* à la cosse *c*. On connecte le voyant au néon entre les cosse *a* et *b* de ce relais.

A l'aide de deux fils torsadés, on relie l'enroulement 9 V du transfo aux bornes

« Alternatif » du redresseur. Les bornes sont réunies et connectées à la cosse *a* du relais F. Entre cette cosse et les broches — 9 V de la prise de sortie on soude une résistance de 4,7 Ω. On relie les pôles des deux condensateurs 5 000 µF-15 V la borne + du redresseur et aux broches — 9 V de la prise de sortie. Le pôle — de ces condensateurs est connecté à la cosse *a* du relais F et le pôle — de l'autre est réuni aux broches 9 V de la prise de sortie. Pour terminer on soude le cordon secteur entre la cosse *a* du relais G et la paillette *b* du commutateur 115-220.

Signalons que la tension de sortie à 17 V de cette alimentation est de 17 V.

Mise au point.

La mise au point de cet appareil se résume à peu de chose puisque les transformateurs MF sont pré-réglés et qu'il n'y a pas à d'y retoucher. Il suffit donc d'aligner les circuits HF. Pour cela, il est préférable d'utiliser une hétérodyne, mais à défaut on peut parfaitement procéder sur des émissions. On commence par régler les trimmers du CV sur 1 400 kHz, en gamme MF. On ajuste ensuite le noyau de l'oscillateur et l'enroulement PO du cadre sur 574 kHz. Enfin on ajuste l'enroulement GO du cadre sur 160 kHz. Il n'y a pas lieu sur ce genre de retoucher l'oscillateur qui trouve automatiquement aligné.

A. BARAT

INTERRUPTEURS A LAMES SOUPLES

La SEPE dans le cadre des activités de la Division des Composants Electronique de la Compagnie Thomson Houston présente une nouvelle série de dispositifs : des interrupteurs à lames souples (I.L.S.). Ils sont appelés à jouer un rôle important en exécutant la fonction de commutation dans une large variété d'équipements électroniques et électro-mécaniques. Les I.L.S. trouvent leur emploi partout où il est nécessaire d'avoir un dispositif à haute vitesse de commutation petit et simple permettant une très longue durée d'emploi sans aucun entretien.

Un interrupteur à lames souples se compose de deux lames métalliques plates de base réluctance animées magnétiquement par un aimant permanent ou par un électro-aimant. Ces lames sont scellées dans une ampoule de verre remplie de gaz neutre et sec sous une pression approximative d'1/2 atmosphère.

Les lames, de longueur égale, se superposent au centre du cylindre de verre en laissant entre elles un espace d'air formant ainsi un contact unipolaire normalement ouvert. Selon les modèles, le traitement des contacts est obtenu par une diffusion d'or, d'argent ou de rhodium.

Quelques-uns de leurs avantages sont les suivants :

Vie en pleine charge : plus de 20 millions d'opérations.

Pourcentage de défauts : moins de 0,01 % pour 1 million d'opérations.

Résistance de contact : moins de 50 mΩ (pour les I.L.S. de 5 cm de longueur).

Résistance d'isolement : plus de 500 000 Ω.

Vitesse d'opération : moins d'une microseconde.

Température ambiante de fonctionnement : jusqu'à 150°C.

Position de fonctionnement : quelconque.

Les applications des I.L.S. sont nombreuses et il est impossible d'en donner une liste complète. Disons simplement que leurs qualités les désignent pour l'emploi dans les appareils de commutation téléphonique, les calculateurs, les appareils de contrôle industriel, etc. Les applications domestiques sont aussi très nombreuses : jouets, réfrigérateurs, machines à laver, interrupteurs de sécurité, contrôle de l'éclairage de nuit, commutation d'interphone, commutation de HP, contrôle de tous les disques, dispositif anti-vols, etc.

Ils seront fabriqués en France et distribués commercialement dans un délai de 6 à 9 mois.

Analyse pratique d'un récepteur TV en couleurs

SYSTÈME SECAM (1)

par M. LÉONARD

Etude du tube cathodique.

En première partie de cet article, nous continuons l'étude du tube cathodique trichrome à masque.

Lorsque ce tube est monté dans le téléviseur complet, il remplit les mêmes fonctions qu'un tube blanc et noir avec, en plus, les fonctions particulières imposées par la télévision en couleurs.

Les éléments régissant le fonctionnement du tube cathodique sont ceux qui se trouvent à son intérieur et ceux montés à l'extérieur, en particulier sur le col du tube.

Les éléments intérieurs peuvent être classés en deux catégories : ceux constituant l'ensemble des canons et ceux constituant l'écran et le masque. Ces derniers ont été décrits dans notre précédente étude.

L'ensemble des canons forme un montage rigide et mis au point avec précision. Dans chaque canon on trouve les éléments habituels d'un canon de tube cathodique normal : filament, cathode, grille 1, grille 2, grille 3 (concentration), grille 4 (voir fig. 19). Au-dessus de la grille 4 se trouvent les trois pièces polaires de convergence des faisceaux et au-dessus de ces pièces on a disposé l'assemblage de getter qui a à peu près la forme d'un cercle maintenu par plusieurs colonnettes.

Les fonctions de ces éléments sont :

Filament : chauffe la cathode. Le filament est du type 6,3 V 0,6 A ou autre valeur de courant selon le type du tube.

Cathode : produit les rayons cathodiques.

Grille 1 : c'est le wehnelt, c'est-à-dire la grille de commande. Le signal VF est appliqué entre la cathode et la grille 1, l'un de ces électrodes étant, en alternatif, à la masse. La grille 1 doit être polarisée négativement par rapport à la cathode. Plus la polarisation de grille est négative, moins le spot est lumineux. Pour une certaine valeur négative, de polarisation, il y a extinction du spot. La luminosité peut être réglée en modifiant la tension entre grille 1 et cathode.

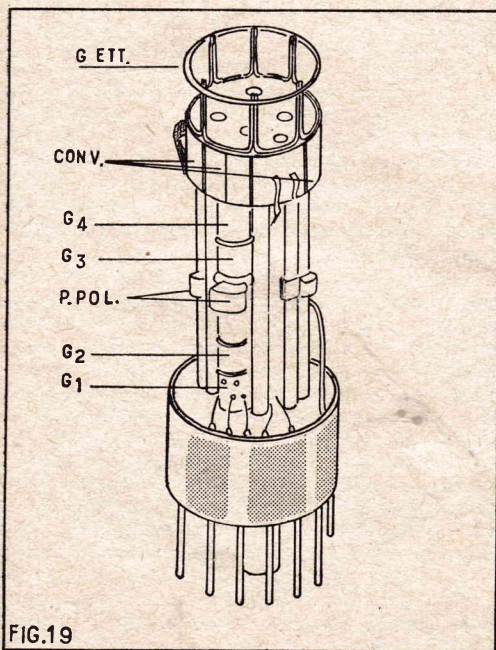


FIG.19

Grille 2 : grille d'accélération. Elle est portée à une tension positive par rapport à la cathode de l'ordre de 200 V. En fait, la tension de la grille 2 varie notablement lorsque la polarisation de la grille 1 est modifiée. Ainsi, lorsque la tension E_{g1} varie de 0 à -70 V, celle de la grille 2 varie de 130 à 370 V, par exemple, pour certain type de tube.

Grille 3 : concentration. Il s'agit évidemment de concentration électrostatique. La tension à appliquer à cette grille est relativement élevée de l'ordre de 4 000 V et sa valeur n'est pas critique.

Grille 4 : cette électrode est reliée en même temps que l'anode finale à la couche intérieure conductive du ballon et portée à la THT de l'ordre de 25 kV.

Le culot d'un tube cathodique trichrome possède 14 broches dont certaines ne sont pas utilisées ou supprimées. Les branchements sont : broches : 1 et 14 filaments, 2 : grille 1 du canon rouge, 3 : grille 2 du canon rouge, 4 : cathode du canon rouge, 5 : cathode du canon vert, 6 : grille 1 du canon vert, 7 : grille 2 du canon vert, 8 : n'existe pas, 9 : grilles 3 des trois canons reliées ensemble, 10 : n'existe pas, 11 : grille 2 du canon bleu, 12 : grille 1 du canon bleu, 13 : cathode du canon bleu. D'autres dispositions du branchement du culot sont possibles.

Passons maintenant aux éléments extérieurs disposés autour du col du tube.

La figure 20 montre le tube avec les éléments extérieurs associés.

De bas en haut, à droite :

A : socle (culot) du tube dans son support.

B : assemblage d'aimant latéral.

C : réglage d'aimant latéral.

D : bobines de convergence et pièces polaires.

E : connexion d'anode finale THT.

De bas en haut, à gauche :

G : aimant de pureté avec son dispositif de réglage.

H : réglage magnétique de la convergence statique.

I : fixation des bobines de déviation.

J : ensemble des bobines de déviation. Le courant total cathodique est de l'ordre de 1,5 mA.

Voici quelques détails sur les bobines de déviation. En principe, elles sont analogues à celles d'un tube blanc et noir et ont la même fonction. Elles font dévier simultanément les trois faisceaux suivant un mouvement en dents de scie, verticalement et horizontalement.

L'angle de déviation verticale est de l'ordre de 50° et celui de déviation horizontale de 70°. Les caractéristiques des bobines de déviation sont, dans certaines réalisations les suivantes : bobine de déviation verticale, $L = 120$ mH, $R = 55 \Omega$, sensibilité 0,5 A crête à crête pour $\alpha = 55^\circ$; bobine de déviation horizontale $L = 12$ mH, $R = 7 \Omega$, sensibilité 1,7 A pour $\alpha = 70^\circ$.

Le réglage de pureté est disposé comme le montre la figure 13 de notre précédent article.

On voit que les deux pièces qui sont des aimants en forme de disques disposés parallèlement, entourent le col vers l'emplacement des canons. Le réglage de pureté per-

met de compenser une certaine imprécision de la mise en place des trois canons dans le col du tube. Grâce à ce réglage, lorsque l'ensemble des trois faisceaux forme les 3 spots, on peut amener chaque faisceau sur le « phosphore » qui correspond à sa couleur. Le maximum d'action du réglage de pureté est obtenu lorsque le flux magnétique de l'ensemble des deux disques-aimants est maximum. La rotation d'un disque par rapport à l'autre permet de faire varier ce flux.

Le positionnement des faisceaux cathodiques est également possible en agissant sur les bobines de déviation qui peuvent glisser sur le col du tube.

Passons maintenant à la suite de l'étude des diverses parties du récepteur TV en couleurs.

Nous décrirons successivement le récepteur de son à modulation d'amplitude, le récepteur à modulation de fréquence avec son système de commande automatique de fréquence (CAF) et l'amplificateur basse fréquence.

Réception du son.

Dans le téléviseur en couleurs, toutes les possibilités de réception étant envisagées au point de vue des standards des émissions à reproduire, il a été nécessaire de prévoir les deux systèmes de réception de son existant actuellement : son à modulation d'amplitude et son à modulation de fréquence.

Il est évident, d'autre part, que dans un appareil commercial, construit en vue de l'emploi dans un endroit déterminé, il ne sera pas nécessaire de le munir de tous les dispositifs existants. Il est vrai, toutefois, que le système multistandards présente l'avantage de permettre à l'utilisateur de se servir de son appareil n'importe où. Il serait en effet peu agréable pour une personne qui change de localité de ne plus pouvoir profiter de la mise de fonds faite dans les divers appareils qu'il possède. Ce qui est justifié pour un multistandard

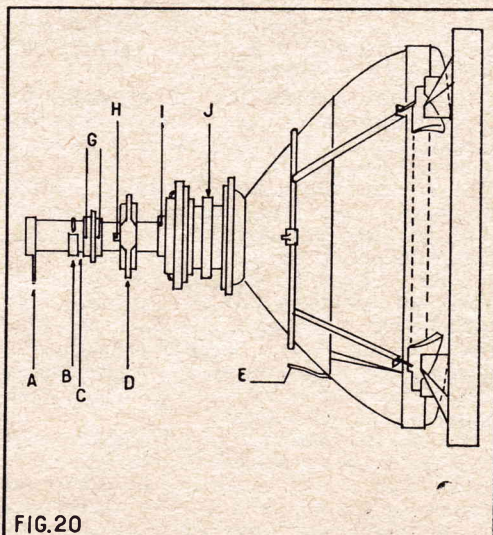
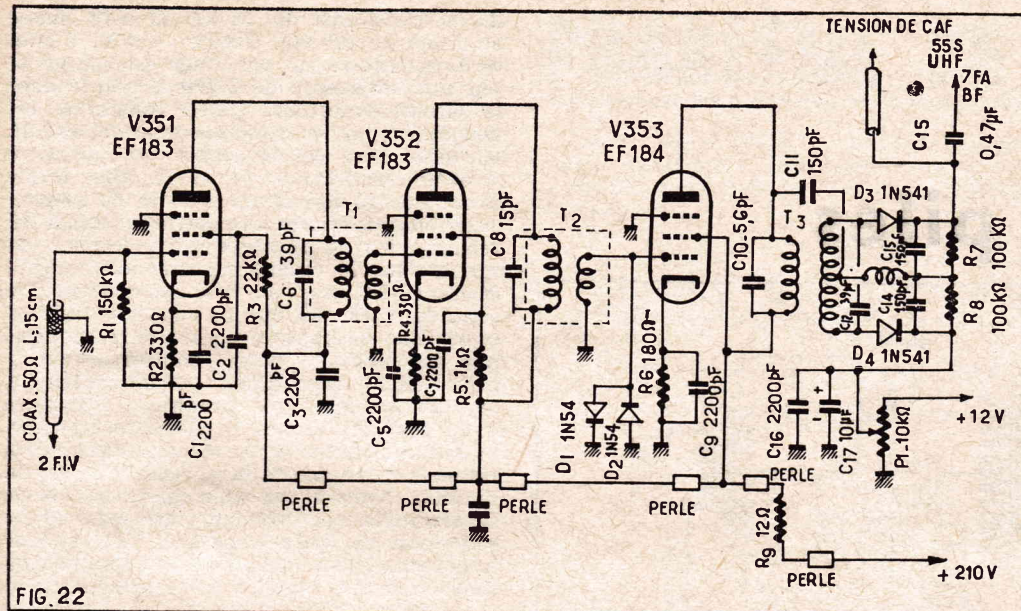


FIG.20

(1) Voir le n° 207 et suivants de Radio-Plans.



Cet amplificateur à 3 étages MF n'est pas soumis à l'action de la CAF.

La résistance de fuite R_1 est reliée, par conséquent, à la masse et la polarisation est assurée par le circuit cathodique R_2 C_1 . La grille 3 est reliée à la masse tandis que l'écran est alimenté par R_3 . Les condensateurs de découplage C_1 et C_2 sont de 2 200 pF. La liaison entre V351 et V352 (une EF183 également) est réalisée par ce transformateur T_1 à primaire accordé par C_6 de 39 pF et diverses capacités parasites.

Cette valeur élevée de C_6 permet d'obtenir la largeur de bande convenable. Le retour du circuit de plaque aboutit à la ligne positive avec découplage par perle et par condensateur C_3 de 2 200 pF. Le retour du secondaire est relié à la masse.

Le montage de la seconde lampe MF, V352, est analogue pour ces circuits de cathode C_5 R_4 et d'écran C_7 R_5 . Il en est de même du circuit de plaque avec le primaire de T_2 , accordé par C_8 et découplé par perle et C_4 de 2 200 pF.

Le secondaire de T_2 attaque la grille de la troisième amplifcatrice MF son. On remarquera que le retour de ce secondaire est à la masse tandis que la grille de la lampe V353 est également reliée à deux diodes D_1 et D_2 , l'une inversée par rapport à l'autre.

Ces diodes, du type 1N541, servent à la limitation de l'amplitude du signal MF appliqué à la lampe V353 et par conséquent, également du signal appliqué au discriminateur.

Si le signal MF est, à un moment donné, tel que la grille soit positive par rapport à la masse, il en est de même de l'anode de la diode D_1 dont la cathode est à la masse. La diode D_1 est par conséquent conductrice et amortit le secondaire de T_2 . Plus l'amplitude est grande, plus l'amortissement est prononcé, ce qui constitue l'effet limiteur pour les crêtes positives du signal MF.

De la même manière, la diode D_2 agit pour les crêtes négatives car pour celles-ci, la cathode de D_2 devient négative par rapport à l'anode qui est à la masse, ce qui amortit également le secondaire. Lorsque l'une des diodes est conductrice, l'autre est bloquée car l'anode est négative par rapport à la cathode.

Le montage de la troisième amplifcatrice MF, V353, est analogue aux deux précédents mais cette lampe est une EF184 à pente fixe.

Dans le circuit de plaque de V353 on trouve le primaire du bobinage du discriminateur T_3 .

Ce discriminateur est du type Foster-Seeley symétrique. On y retrouve les éléments caractéristiques de ce montage :

le condensateur C_{11} entre plaque de V353 et le point milieu du secondaire, les condensateurs d'accord C_{10} et C_{12} des enroulements primaire et secondaire de T_3 qui doit être un filtre de bande avec courbe correspondant au couplage transitionnel.

Chaque extrémité du secondaire est reliée à une anode de diode 1N541. Les deux diodes sont, dans le montage Foster-Seeley, orientées dans le même sens. Le signal BF apparaît aux bornes de R_7 + R_8 shuntées par C_{13} et C_{14} de faible capacité. Du point a il est transmis par C_{15} de 0,47 μ F au point 7 FA qui est l'extrémité supérieure du potentiomètre de réglage de volume indiqué sur le montage de l'amplificateur à modulation d'amplitude (voir figure précédente à droite).

Circuit de CAF.

La commande automatique d'accord est appliquée au tuner UHF. Le lecteur voudra bien se reporter à l'article publié dans notre numéro de janvier 1965, page 37, schéma figure 4. Sur ce schéma, à droite, on trouve la ligne L_4 à laquelle est couplé un fil L relié d'une part à une diode à capacité variable (varicap) D , et, d'autre part à une bobine d'arrêt. La tension de CAF qui est appliquée à la diode D est polarisée à l'envers par cette tension. Lorsque la

tension de CAF varie, il en est de même de la capacité représentée par la diode D . Comme cette capacité est en série avec L , couplé à L_4 , la fréquence d'accord du circuit oscillateur varie.

Revenons maintenant au schéma de l'amplificateur MF son à modulation de fréquence (fig. 22) de la présente étude.

Lorsque l'accord du tuner est correct, il fournit les deux signaux MF : image et son, ce dernier sur 39,2 MHz. Ce signal, à modulation de fréquence parvient au discriminateur. Les composantes continues dues au redressement par les diodes D_3 et D_4 apparaissent sur R_7 et R_8 . Elles sont de polarité opposée et égales de sorte que si l'on considère les points a et b , la tension entre a et b est $E_8 + E_7 = 0$, E_8 étant la tension aux bornes de R_8 et E_7 , celle aux bornes de R_7 . On a $E_8 = -E_7$, donc leur somme est bien nulle.

Si l'accord en UHF est incorrect, le signal MF son n'est plus égal à 39,2 MHz, mais à une valeur supérieure ou inférieure. On démontre que dans ce cas, le discriminateur, qui est toujours accordé sur 39,2 MHz, ne fournit plus deux tensions E_7 et E_8 égales mais différentes, par exemple $E_7 > -E_8$ donc $E_7 + E_8 > 0$, autrement dit le point a est positif par rapport au point b .

La tension du point a est appliquée à la diode varicap à l'aide du câble coaxial et (voir fig. 4 de notre étude page 37, R.-P. Janvier 1965) transmise par la résistance de 100 k Ω . L'accord de l'oscillateur est alors modifié et corrigé.

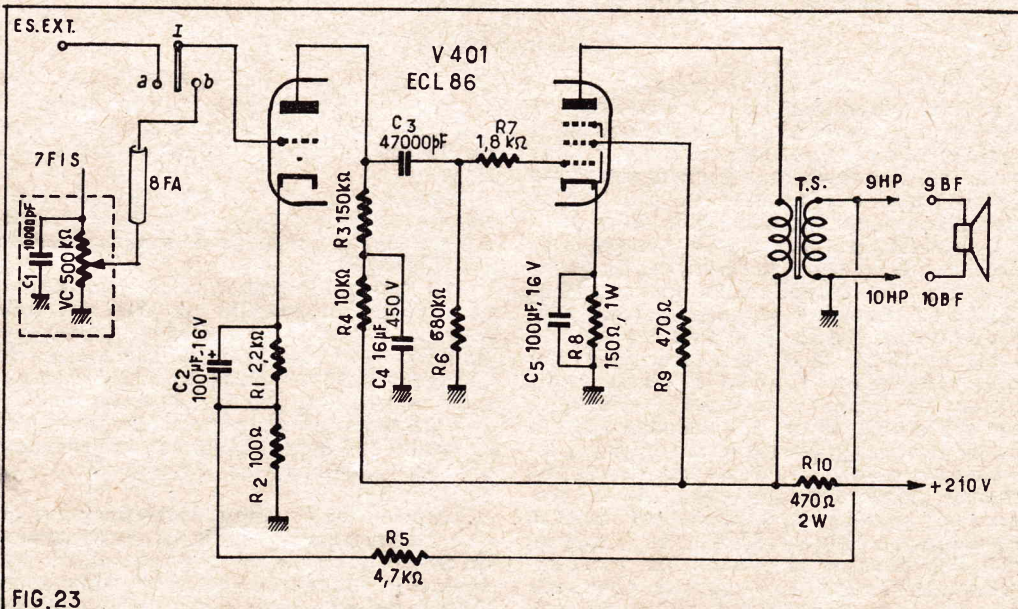
Le réglage du circuit de CAF, lorsque l'accord est exact, est réalisé par le potentiomètre P_1 qui fixe le potentiel du point b par rapport à la masse. L'examen du schéma montre que ce potentiel doit être de quelques volts positifs par rapport à la masse. Un découplage du point b est assuré, par C_{17} de 10 μ F et C_{16} de 2 200 pF.

On remarquera que ce système de CAF utilisant le récepteur de son et son discriminateur, corrige la fréquence de l'oscillateur UHF et, par conséquent, aussi bien l'accord du son que celui de l'image.

On a utilisé le récepteur son parce qu'il est plus sélectif que celui d'image, ce qui donne un réglage CAF plus précis et en raison de la présence du discriminateur qui est nécessaire pour créer la tension de correction CAF.

Pour un récepteur de son AM, il serait nécessaire de lui adjoindre, pour la CAF, un discriminateur, en plus de son détecteur AM normal.

(Suite page 44.)



Électrophone à transistors alimenté par piles

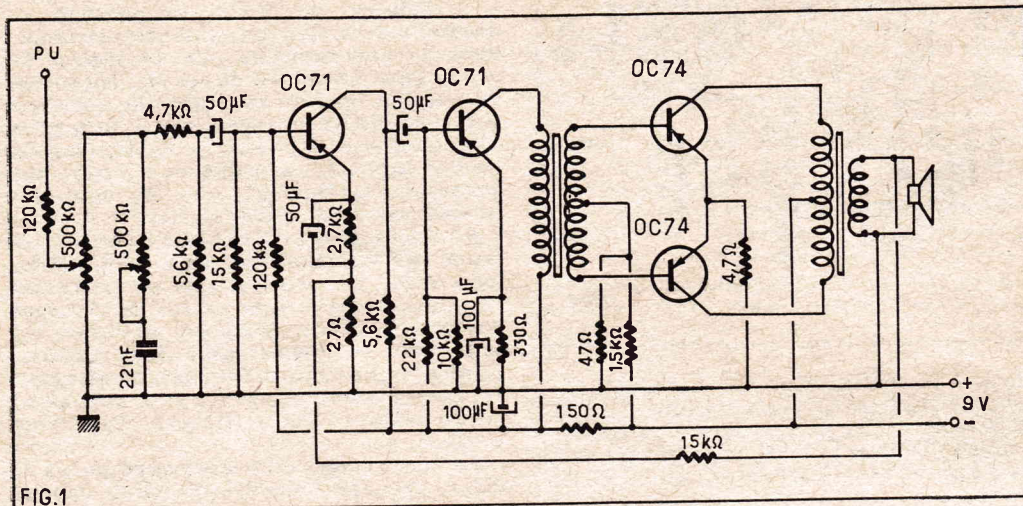


FIG. 1

L'électrophone portable classique, c'est-à-dire alimenté par le secteur comporte une servitude dont l'énoncé peut paraître une vérité de Lapalisse. Il ne peut être utilisé qu'à un endroit desservi par le réseau électrique. Il faut bien avouer que cela réduit ses possibilités d'emploi. En effet, actuellement beaucoup de personnes vont, en fin de semaine, pique-niquer à la campagne ou font du camping et dans ce cas ne disposent pas du secteur. Doivent-ils se priver pour autant d'écouter leurs enregistrements favoris ? Assurément non et, comme on le sait, les transistors apportent là encore une solution élégante. Il faut également considérer qu'un amplificateur à transistors tel que celui destiné à l'équipement d'un électrophone met en œuvre des pièces miniatures donc de faible poids. Cela contribue à obtenir un appareil extrêmement léger et par conséquent facile à porter ce qui est une qualité non négligeable.

Nous avons signalé le cas des promeneurs et des vacanciers mais il y a bien d'autres catégories de gens qu'un électrophone à piles intéresse. Nous ne citerons que les marins et les habitants de points isolés non desservis par le secteur (ils sont

L'entrée de l'amplificateur est constituée par un potentiomètre de volume de $500\,000\ \Omega$. La cellule piézo électrique de la platine est branchée entre le curseur et la masse, la liaison avec le curseur se faisant à travers une résistance de $120\,000\ \Omega$. Aux bornes du potentiomètre de volume est branché un dispositif de contrôle de tonalité de conception classique. Il s'agit, en effet, d'un potentiomètre de $500\,000\ \Omega$ monté en résistance variable (curseur relié à une extrémité) en série avec un condensateur de 22 nF . Il est bien évident qu'avec cette disposition lorsque le curseur est tourné de façon à ce que la résistance présentée soit nulle, le condensateur de 22 nF se trouve en shunt sur le potentiomètre de volume et dérive à la masse une grande proportion des courants de fréquences aiguës. La tonalité est donc à prédominance grave. Au fur et à mesure que l'on déplace le curseur du potentiomètre de tonalité la résistance augmente et avec elle l'impédance présentée aux

peu nombreux mais il y en a encore).

L'électrophone que nous allons décrire est destiné à procurer une reproduction agréable, donc aussi fidèle que possible, des enregistrements modernes. Pour cela ses composants ont été sélectionnés avec soin. La platine dont, bien sûr, le moteur est alimenté par la batterie de piles incorporée est une Melodyne. Son moteur puissant malgré sa faible consommation assure un entraînement sans pleurage de tous les disques même ceux de grand diamètre. La cellule piezo électrique qui l'équipe possède une courbe de reproduction extrêmement satisfaisante.

Si la platine a son importance, il en est de même de l'amplificateur. Grâce à l'utilisation d'un push-pull de OC74 en sortie on obtient une puissance de l'ordre du watt ce qui, dans tous les cas, est extrêmement confortable. Il faut bien considérer qu'un tel appareil n'est pas destiné à la sonorisation de grandes salles. Cet amplificateur comporte des circuits de correction simples, mais efficaces qui contribuent à la fidélité de reproduction. Enfin il actionne un haut-parleur de qualité qui constitue le dernier maillon de cette chaîne.

Le schéma (fig. 1).

fréquences aiguës par le dispositif. Les courants de ces fréquences sont donc de moins en moins atténués et le timbre général de l'audition devient progressivement plus aigu.

Notons avant de poursuivre que l'alimentation se fait sous 9 V. Cette tension est obtenue à l'aide de 6 piles torches de 1.5 V en série.

Sur l'ensemble potentiomètre de volume et dispositif de tonalité est placé un diviseur de tension composé d'une résistance de $4\,700\ \Omega$ et une $5\,600\ \Omega$ côté masse. Ce diviseur réduit la valeur du signal d'entrée maximum délivré par la cellule du pick-up qui, en raison de son importance, risquerait de saturer l'amplificateur ce qui créerait à pleine puissance une distorsion inadmissible.

Le point de jonction des résistances de ce pont attaque à travers un condensateur de 50 μ F la base d'un transistor OC71 qui équipe le premier étage préamplificateur. Cette base est polarisée par un pont formé

d'une résistance de 15 000 Ω côté ma et d'une de 120 000 Ω côté — 9 V. L'e de température sur cet étage est comp par une résistance de 2 700 Ω placée d le circuit émetteur. Cette résistance, découplée par un condensateur de 50 Y en série avec cet ensemble côté mass y a une résistance de 27 Ω . Elle for avec une 15 000 Ω un circuit de con réaction qui reporte une partie du signal recueilli sur le secondaire du transfo sortie dans le circuit d'entrée de l'am ficateur. Le sens de branchement sur secondaire est tel que ce report se fait opposition de phase avec le signal appli par le pick-up. Cette contre réaction pour effet de réduire considérabl les distorsions qui prennent naiss dans tous les étages et dans le trans mateur de sortie. Il en résulte une am ration importante de la qualité de la re duction. Vous savez sans doute que c amélioration est obtenue au prix d réduction du gain mais cela n'a auc importance car les étages préampli teurs ont été calculés en conséquence permettent malgré l'atténuation provo par le circuit de contre réaction d'ob la puissance de sortie signalée plus h

Le circuit collecteur du premier C est chargé par une résistance de 5 600 Ω . Ce circuit collecteur attaque par un condensateur de liaison de 50 μF la base d'un transistor OC71 qui équipe un second étage préamplificateur. La base est polarisée par un pont composé d'une résistance de 10 000 Ω côté masse et une de 22 000 Ω côté +9 V. La résistance de compensation d'effet de température du circuit émetteur fait 330 Ω et est découplée par un condensateur de 50 μF . Le circuit collecteur est chargé par le primaire du transformateur Driver destiné à l'attaque du push-pull final. La ligne +9 V commune aux deux étages préamplificateurs contient une

DEVIS DE L'

ÉLECTROPHONE

"WEEK-END 1000"

décrit ci-contre



- | | | |
|---|---|---|
| 1 | mallette bois gainé (dimens. : 350 x 280 x 120 mm)..... | 3 |
| 1 | platine Melodyne 44 P..... | 8 |
| 1 | châssis 2 pièces..... | 1 |
| 1 | transfo driver et 1 transfo de sortie..... | 1 |
| 1 | jeu de 4 transistors..... | 1 |
| 1 | haut-parleur 17 cm inversé..... | 2 |
| 1 | ensemble de petit matériel..... | |

L'ensemble complet en pièces détachées, pris en une seule fois.....	180
L'appareil complet en ordre de marche	220
Prix	

Expéditions immédiates contre mandat à la com

NORD-RADIO

139, rue La Fayette, Paris (10^e)

Autobus et métro : gare du Nord.

C.C.P. PARIS 12 977-29.

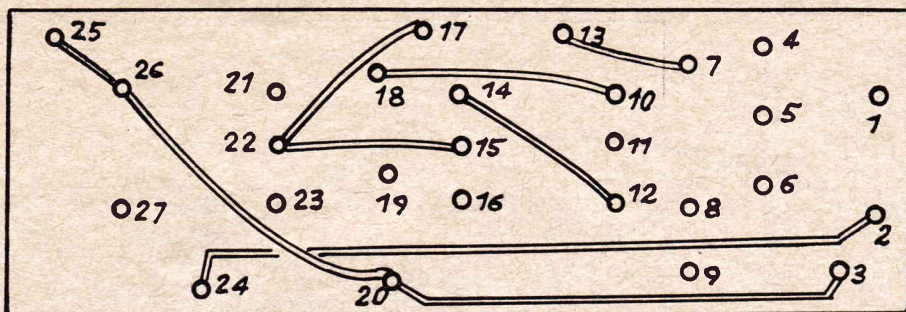


FIG. 2

lule de découplage composée d'une résistance de 150Ω et d'un condensateur de $100 \mu F$.

Comme nous l'avons déjà dit le push-pull final met en œuvre deux transistors de puissance moyenne OC74. Ces transistors sont utilisés en classe B qui est une classe économique puisque la consommation est proportionnelle à la puissance de sortie. De plus c'est elle qui permet d'obtenir avec un type de transistor donné la puissance maximum.

Le secondaire du transfo Driver comporte une prise médiane. Chaque extrémité de cet enroulement attaque la base d'un OC74 différent. La polarisation de ces bases est commune et appliquée au point médian du secondaire du transfo. Pour obtenir la valeur de polarisation correspondant à la position convenable du point de fonctionnement le pont est constitué par une résistance de 47Ω côté masse et par une de 1500Ω côté $+9V$. Les circuits émetteurs contiennent une résistance commune de compensation d'effet de température. Elle est de $4,7 \Omega$. Le haut-parleur de 3 à 5Ω d'impédance de bobine mobile est adapté par un transfo de sortie qui pour cette impédance branchée à son secondaire doit présenter entre les extrémités de son primaire (collecteur à collecteur) une impédance moyenne de 93Ω .

Le moteur de la platine est alimenté par la même batterie de piles que l'amplificateur. Etant destiné à être alimenté en

courant continu ce moteur est du type à collecteur. Or, aux contacts entre ce collecteur et les charbons il se produit des étincelles. Qui dit étincelles dit parasites. Un antiparasitage sérieux a été prévu par le constructeur mais étant donné la ligne d'alimentation avec l'amplificateur ces parasites sont quand même transmis par cette ligne et se traduisent par un grésillement dans le HP si on ne prend pas les précautions nécessaires. Ces précautions consistent à placer comme il a été fait dans la ligne d'alimentation du moteur une cellule de filtrage composée d'une self à deux enroulements et d'un condensateur de $500 \mu F$. L'arrêt automatique de la platine sert d'interrupteur général.

Réalisation pratique.

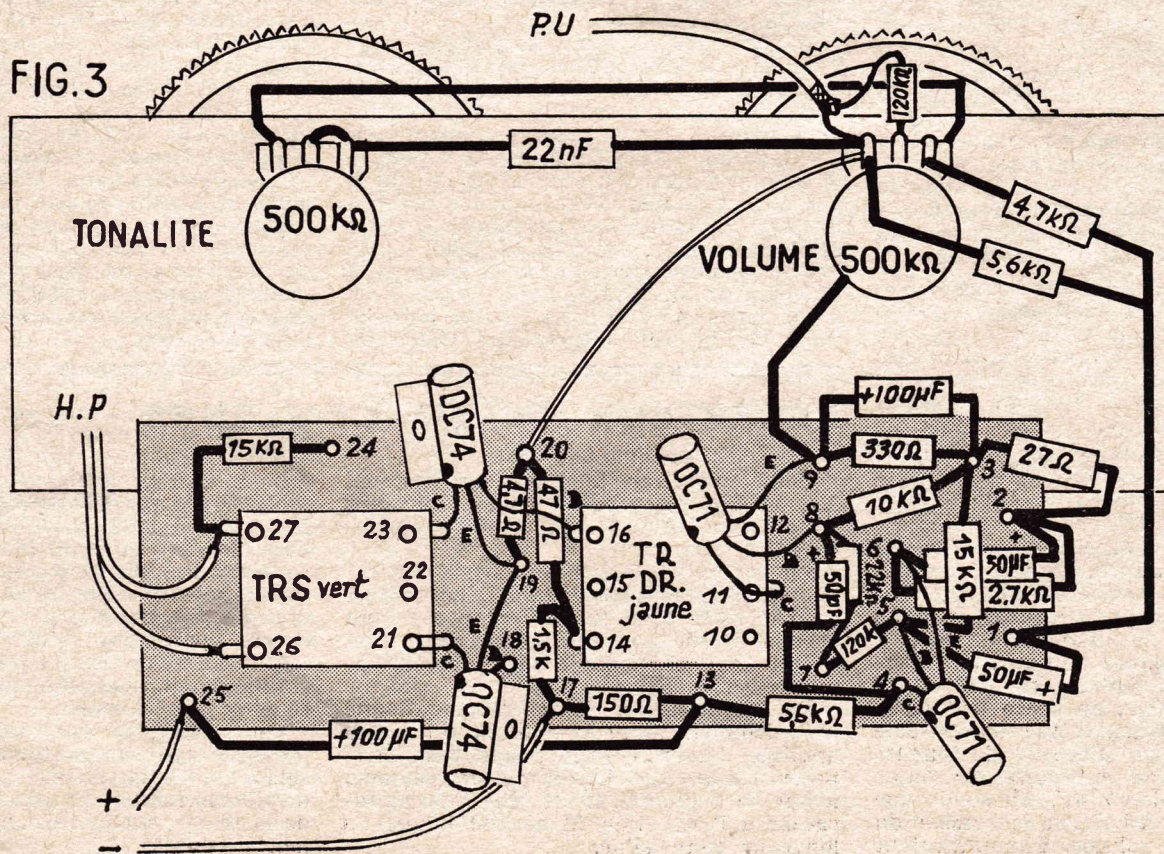
La majeure partie de l'amplificateur est réalisée sur une petite plaquette de bakélite de 120×40 mm sertie de cosses. La figure 2 montre une face de cette plaquette et la figure 3 l'autre face. Le travail commence par le câblage de cette plaquette. Sur la face de la figure 3 on dispose les transformateurs Driver et de sortie. Il est facile de les différencier, le driver est jaune et possède 6 picots de sortie; le transfo de sortie est vert et comporte 5 picots. En ce qui concerne l'orientation: elle est très facile à déterminer pour le transfo de sortie en raison du nombre différent des picots disposés de chaque côté. Pour le transfo

driver les picots situés sous l'inscription S.G.D.G. doivent correspondre aux cosses 10, 11 et 12. Les picots étant engagés dans les cosses on effectue la soudure sur l'autre face.

Sur la face de la figure 2 on relie par des connexions isolées les cosses 3, 20, 25 et 26, ce qui constitue la ligne de masse qui correspond aux $+9V$. On connecte ensemble les cosses 15, 22 et 17. On relie les cosses 10 et 18 puis les cosses 14 et 12 et enfin les cosses 20 et 24. Sur la face de la figure 3 on soude une résistance de 15000Ω entre les cosses 5 et 3, une résistance de 120000Ω entre les cosses 5 et 7. On réunit par une connexion les cosses 7 et 13. On soude une résistance de 150Ω entre les cosses 13 et 17 et un condensateur de $100 \mu F$ entre les cosses 13 et 25. Son pôle $+$ doit être tourné du côté de la cosse 25. Tous les éléments que nous venons d'indiquer doivent être placés contre la plaque de bakélite.

On soude une résistance de 2700Ω en parallèle avec un condensateur de $50 \mu F - 10V$ entre les cosses 2 et 6, le pôle $+$ du condensateur étant relié à la cosse 2. On dispose une résistance de 27Ω entre les cosses 2 et 3 et un condensateur de $50 \mu F - 10V$ entre les cosses 1 et 5 (pôle $+$ à la cosse 5). Ces 4 éléments doivent avoir leur corps placé perpendiculairement par rapport à la plaque de bakélite. Contre cette plaque on soude une résistance de 5600Ω entre les cosses 4 et 13, une de 330Ω entre les cosses 3 et 9, une de 10000Ω entre les cosses 3 et 8 et une de 22000Ω entre les cosses 7 et 8. On soude encore un condensateur de $50 \mu F - 10V$ entre les cosses 4 et 8, son pôle $+$ étant tourné du côté de la cosse 8. On dispose un condensateur de $100 \mu F - 16V$ entre les cosses 3 et 9, le pôle $+$ étant en liaison avec la cosse 3. Cet élément doit être placé perpendiculairement par rapport à la plaque de bakélite.

Entre les cosses 14 et 20 on place une résistance de 47Ω , le corps contre la plaque de bakélite. Entre les cosses 14 et 17 on soude perpendiculairement à la plaque de bakélite une résistance de 1500Ω . On soude encore une résistance de $4,7 \Omega$



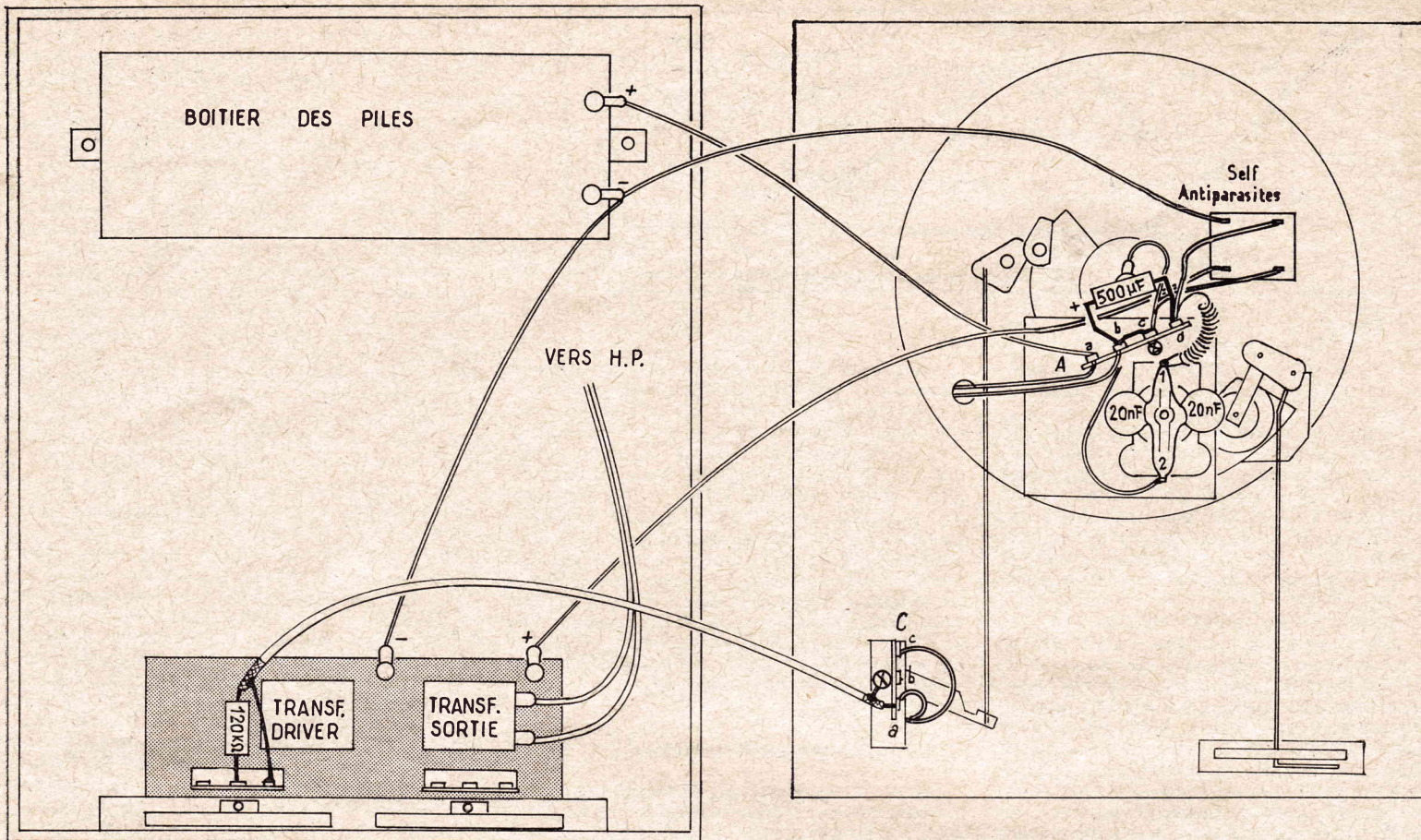


FIG. 4

entre les cosses 19 et 20 et une de 1 500 Ω entre les cosses 24 et 27.

Ceci terminé on peut mettre en place les transistors. Rappelons que pour les types utilisés le fil collecteur est repéré par un point de couleur sur le boîtier, le fil du milieu correspond à la base et le troisième à l'émetteur. Pour éviter de chauffer les jonctions lors de la soudure on laisse à ces fils une longueur de 20 mm environ. On soude le fil « Emetteur » d'un OC71 sur la cosse 9, le fil « Base » sur la cosse 8 et le fil « Collecteur » sur la cosse 11. Pour le second OC71 on soude le fil « Emetteur » sur la cosse 6, le fil « Base » sur la cosse 5 et le fil « Collecteur » sur la cosse 4. Un OC74 « Emetteur » soudé sur la cosse 19, son fil « Base » soudé sur la cosse 16 et son fil « Collecteur » sur la cosse 23. Pour le second OC74 on soude son fil « Emetteur » sur la cosse 19, son fil « Base » sur la cosse 18 et son fil « Collecteur » sur la cosse 21.

Sur la plaque métallique représentée à la figure 4 on monte les deux potentiomètres de 500 000 Ω , celui de volume et celui de tonalité. Les axes de ces pièces sont coupés à 10 mm du canon; dessus on monte des boutons molletés de 55 mm de diamètre. Cette plaque métallique qui est pliée de manière à permettre le passage des boutons molletés possède à sa partie inférieure deux équerres sur lesquelles on boulonne la plaque de bakélite que l'on vient de câbler.

On relie une extrémité du potentiomètre de volume à la cosse 20. L'autre extrémité est connectée à une extrémité du potentiomètre de tonalité. Entre cette cosse extrême du potentiomètre de volume et la cosse 1 de la plaque de bakélite on soude une résistance de 4 700 Ω . Entre cette cosse 1 et l'autre cosse extrême on place une résistance de 5 600 Ω . Entre cette cosse extrême et le curseur du potentiomètre de tonalité réuni à la seconde extrémité on soude un condensateur de 22 nF. On soude une résistance de 120 000 Ω sur le curseur du potentiomètre de volume. L'amplificateur

est alors terminé. On dispose sur les OC74 des clips de refroidissement.

Cet amplificateur est vissé contre un côté du corps de la valise comme le montre la figure 4. De cette façon les boutons molletés dépassent légèrement du bord de cette valise et peuvent être manœuvrés facilement avec un doigt. Presque à l'opposé de l'amplificateur, sur une fenêtre prévue dans le fond de la valise on fixe le boîtier de matière moulée destiné à recevoir les piles torches.

Il faut alors effectuer les liaisons entre l'amplificateur, le boîtier à piles et la platine tourne-disques qui sont indiqués à la figure 4. On aura soin de prévoir les fils suffisamment longs pour permettre une manipulation facile. On connecte le pôle — du boîtier *a* piles à la cosse 17 de l'ampli et à la cosse *d* du relais A de la platine tourne-disques. A travers un enroulement de la self antiparasite, on relie le pôle + du boîtier de piles à la cosse *a* du relais A et la cosse 25 de l'ampli aux cosses *b* et *c* du relais A à travers l'autre enroulement de la self antiparasite. Entre les

cosse *d* et *c* de ce relais on dispose un condensateur de 500 μF — 9 V, le pôle + étant placé du côté de la cosse *c*. La liaison entre le pick-up et l'entrée de l'amplificateur se fait par câble blindé. A une extrémité le conducteur de ce câble est soudé sur la cosse *a* du relais C et la gaine sur la patte *b* de ce relais. On relie ensemble les cosses *a* et *c* à son autre extrémité. Le conducteur de ce câble est soudé sur la résistance de 120 000 Ω du potentiomètre de volume, la gaine est soudée sur la cosse extrême qui a été reliée à la cosse 20.

Le haut-parleur est fixé dans le couvercle de la valise. Sa bobine mobile est reliée par un cordon souple à deux conducteurs aux cosses 26 et 27 de l'ampli.

Lorsque tout est terminé la platine est montée dans le corps de la valise à l'aide de suspensions souples prévues aux quatre angles.

Bien que cet appareil ne nécessite normalement aucune mise au point il est bon de procéder à un essai avant le montage définitif dans la valise. L'écoute du disque permet de se rendre compte du bon fonctionnement.

A. BARAT

RÉCEPTEUR TV EN COULEURS

(Suite de la page 4)

Amplificateur BF.

Pour compléter le récepteur de son, AM ou FM, on a prévu un amplificateur BF pouvant suivre l'un ou l'autre des montages MF son.

La figure 23 donne le schéma de cet amplificateur n'utilisant qu'une seule lampe double V401 type ECL86 composée d'un élément triode préamplificateur de tension et un élément pentode amplificateur de puissance.

Le potentiomètre de 500 k Ω mentionné précédemment dose la tension du signal appliqué à la grille de la triode. Comme le potentiomètre est disposé sur le panneau avant de l'appareil, il est relié à l'amplificateur à l'aide d'un fil coaxial blindé de longueur convenable.

Ce fil n'aboutit pas directement à la grille mais à un commutateur I qui permet d'utiliser l'amplificateur de deux manières. En position *b*, la grille est connectée au potentiomètre et reçoit le signal fourni par la détectrice AM ou le discriminateur FM tandis qu'en position *a*, la grille peut recevoir un signal extérieur provenant d'une source quelconque de BF.

Une entrée de signal extérieur est prévue sur l'appareil. L'amplificateur est de schéma tout à fait classique.

On notera la contre-réaction systématique de Tellegen qui comporte l'application du signal de sortie, prélevé sur le secondaries du transformateur TS, au circuit de cathode de la triode, sur la résistance R_2 de 100 k Ω non découplée.

MONTAGES ALIMENTÉS SUR TENSIONS ÉLEVÉES

par
N.-D. NELSON

Bases de temps sur tension élevée.

D'une manière générale, il était admis qu'un appareil à transistors devait fonctionner sous une tension relativement réduite, le maximum usuel étant de 12 ou 15 V. La réduction de la tension d'alimentation présente un intérêt lorsqu'il s'agit d'alimenter l'appareil sur piles ou, même, sur accumulateurs.

Dans le cas des téléviseurs à transistors à grand écran, par exemple 59 cm de diagonale ou plus, l'alimentation en watts devient plus importante et de ce fait, l'emploi de piles serait extrêmement onéreux. La solution du problème, pour les appareils d'appartement est d'adopter le secteur comme source d'alimentation.

Si l'on fait appel au courant électrique alternatif du secteur, on profite de nombreux avantages dont les principaux sont :

1° A l'aide de transformateurs et redresseurs on peut obtenir n'importe quelle tension continue. Il est aussi facile d'obtenir 30 V, 40 V, 100 V, etc., que 6 ou 12 ou 15 V.

2° Une augmentation de la consommation de quelques dizaines de watts ne pose aucun problème d'ordre économique.

Des fabricants de transistors ont pu établir de nouveaux transistors qui, avec des tensions d'alimentation plus élevées, par exemple 36 V donnent de meilleurs résultats, notamment dans les étages de puissance des bases de temps, lignes et image.

Parmi ces nouvelles applications nous avons choisi deux bases de temps, proposées par les laboratoires de la RCA pour l'emploi de leurs transistors, spécialement étudiés pour les fonctions qui leur sont assignées.

Base de temps lignes.

Le schéma de cette base de temps est donné par la figure 1. On y trouve trois transistors PNP, une diode à vide et trois diodes semi-conductrices.

L'alimentation est de 36 V montée entre la ligne positive et la ligne négative.

Le transistor Q_1 sert d'oscillateur blocking. Le transistor Q_2 est l'élément de l'étage intermédiaire d'adaptation tandis que Q_3 est le transistor final de puissance. La redresseuse V_1 à vide permet d'obtenir la T.H.T. de 19 kV nécessaire à un grand tube cathodique de 110-115°.

Cette base de temps est synchronisée par l'intermédiaire d'un comparateur de phase. Il semble que dans tous les montages TV à transistors, même pour moyenne et faible distance, on adopte la synchronisation par comparateur de phase de préférence à la synchronisation directe.

La tension de réglage fournie par le comparateur de phase est appliquée à la base de Q_1 par l'intermédiaire de la résistance R_1 et l'enroulement primaire P du transformateur-oscillateur de blocking.

La fréquence de l'oscillation de relaxation est déterminée par les valeurs des éléments R, C et L, et par la polarisation de la base de Q_1 . Cette polarisation provient de deux sources, la tension du com-

parateur de phase et celle réglable par le potentiomètre P_1 de 10 k Ω monté en résistance. Il est donc possible de régler la fréquence avec P_1 et de commander la correction de fréquence par le comparateur de phase.

Le blocking est du type à couplage entre base et collecteur à l'aide des enroulements P pour la base et S pour le collecteur.

Deux autres enroulements sont associés à P et S. L'enroulement T, non couplé à P permet l'accord de l'oscillateur à l'aide du condensateur C_3 de 10 000 pF tandis que l'enroulement Q, couplé à S permet de transmettre le signal engendré par l'oscillateur, au transistor intermédiaire Q_2 .

L'émetteur de Q_1 est polarisé par R_5 relié à la ligne positive et découplé par C_4 de 50 μ F 12 V relié à la ligne négative qui, dans ce montage a été choisie comme ligne de masse également ce qui signifie que si cette base de temps est construite sur un châssis métallique, celui-ci serait relié à la ligne négative.

Le transistor Q_1 est, par conséquent, monté en émetteur commun.

Le transistor Q_2 est monté en collecteur commun, ce qui se reconnaît à la mise à la ligne négative du collecteur. Le signal est ensuite transmis par le transformateur T_2 à la base du transistor final Q_3 monté également en collecteur commun.

Les sens des divers enroulements sont indiqués sur le schéma par des points qui précisent les débuts des enroulements.

Le signal à courant en dents de scie à la fréquence lignes est obtenu entre émetteur et collecteur de Q_3 . Les circuits de sortie comportent la bobine de déviation horizontale L_v couplée à l'émetteur par un condensateur C_7 de 4 μ F et le primaire du trans-

formateur de sortie T_3 à plusieurs secondaires. L'un désigné par « blank. » (blanking) peut être utilisé pour l'effacement du retour du spot pour les lignes ou pour l'application du signal local au comparateur de phase.

Le secondaire CAG est utilisable pour un système de commande automatique de gain verrouillé. Pour les deux autres enroulements, leur emploi est indiqué sur le schéma. L'enroulement F sert à chauffer le filament du redresseur à vide de THT, V_1 dont l'anode reçoit la tension à impulsions à redresser.

La THT continue est prise entre le filament de V_1 et la masse. Le filtrage est assuré par le condensateur de l'ordre de 1 000 pF constitué par les couches de graphite, intérieure et extérieure du ballon de verre du tube cathodique.

Les impulsions entre collecteur et émetteur de Q_3 atteignent des valeurs élevées de l'ordre de 200 V et plus. Elles peuvent être utilisées directement pour obtenir des tensions d'alimentation continues après redressement par diodes.

Ainsi, la totalité de la tension de sortie donne après redressement par D_1 et filtrage par C_6 , une tension continue de + 220 V par rapport à la masse. Cette tension servira généralement à l'alimentation des anodes de concentration électrostatique et d'accélération du tube cathodique. Après réduction à 100 ou 150 V, cette tension pourra également alimenter l'étage final de l'amplificateur VF.

La diode D_2 est la diode de récupération parallèle associée au transistor final Q_3 .

On remarquera le condensateur C_{11} de 250 μ F 40 V monté entre la ligne positive et la ligne négative.

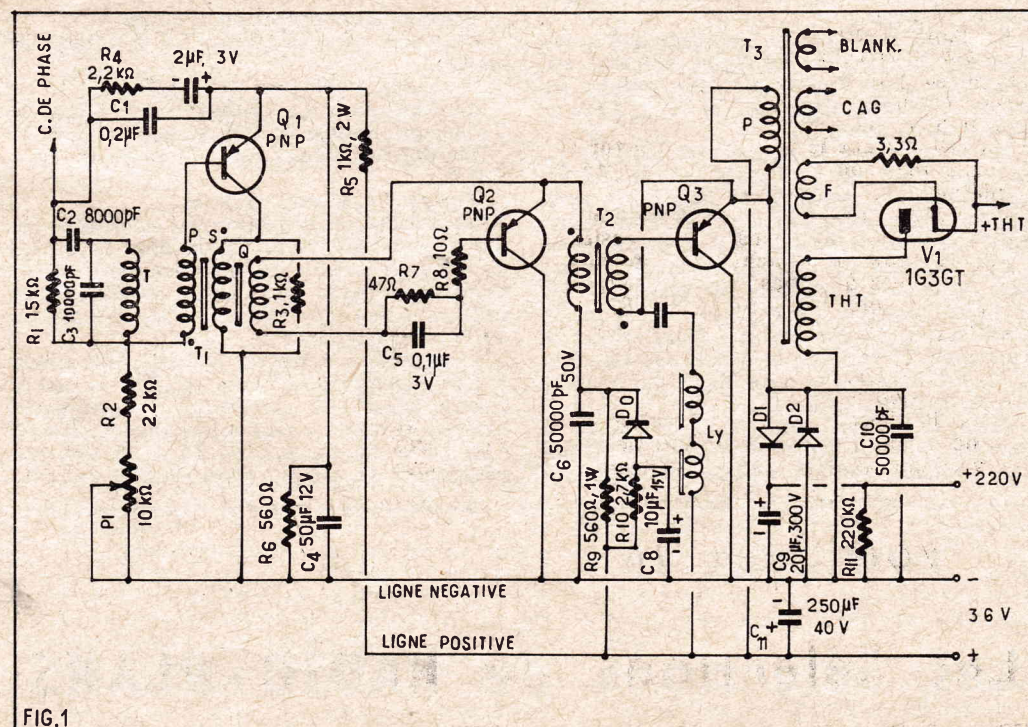


FIG.1

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

La bobine de déviation L_v se compose de deux demi-bobines disposées de part et d'autre du tube et dont la forme épouse celle du tube et du ballon. Son coefficient de self-induction total est de $200 \mu\text{H}$ et sa résistance est de 4Ω . Elle est prévue pour le standard 525 lignes américain et convient parfaitement pour tous les standards européens 625 lignes : français, belges, européen.

La bobine L_v fait corps avec la bobine de déviation verticale et constitue le bloc de déviation.

Le transformateur-oscillateur bloking comporte 135 spires à l'enroulement de collecteur et 45 et 35 spires respectivement pour les enroulements T et R. Les trois enroulements sont exécutés en bobinage trifilaire.

L'enroulement T est bobiné séparément. Il comporte 350 spires de fil divisé sur un noyau spécial permettant le réglage de la self-induction.

Caractéristiques de fonctionnement.

Cette base de temps fonctionne dans les conditions suivantes :

Tension d'alimentation : + 36 V.

Energie de pointe dans L_v : 2,5 millijoules.

Puissance alimentation : 15 W.

Puissance alimentation avec courant de $200 \mu\text{A}$: 18 W.

Tension de pointe de collecteur : 260 V.

Courant crête à crête dans L_v : 10 A.

THT sans courant cathodique : 18 kV.

THT avec courant de $200 \mu\text{A}$: 17 kV.

Temps de retour : 11,5 μs .

Les transistors et les diodes utilisés dans ce montage sont $Q_1 = 2N2614$, $Q_2 = \text{TA2188}$, $Q_3 = \text{TA1928A}$, $D_1 = 1N295$, $D_2 = 1N3755$, $D_3 = \text{TA1115}$ tous RCA.

La puissance alimentation totale est 15 W pour l'étage final et 1,5 W pour l'oscillateur et le driver. La diode à vide est du type 1G3GT.

Base de temps image.

Habituellement les bases de temps image à transistors comportent 3 transistors : l'oscillateur, le driver et le transistor final de puissance. Dans la base de temps RCA de la figure 2 le driver est remplacé par deux transistors Q_2 et Q_3 connectés par liaison directe.

La ligne positive du montage est indiquée sur le schéma. La ligne négative est constituée par l'ensemble des points de masse. L'alimentation est de 38 V avec le négatif à la masse.

En considérant le premier transistor Q_1 , du type PNP on voit qu'il est monté en oscillateur de relaxation blocking avec couplage entre base et collecteur, l'émetteur étant « commun » relié ici à la ligne positive.

Les signaux de synchronisation image sont appliqués à la base du transistor Q_1 au point commun du primaire de T_1 et de la résistance R_2 de $100 \text{ k}\Omega$. Pour régler la fréquence on agit sur la résistance variable R_3 de $100 \text{ k}\Omega$ en série avec R_2 ce qui modifie la polarisation de la base de Q_1 .

Dans la liaison entre le blocking et la base de Q_2 on a inséré un circuit de linéarité verticale dont le réglage s'effectue en

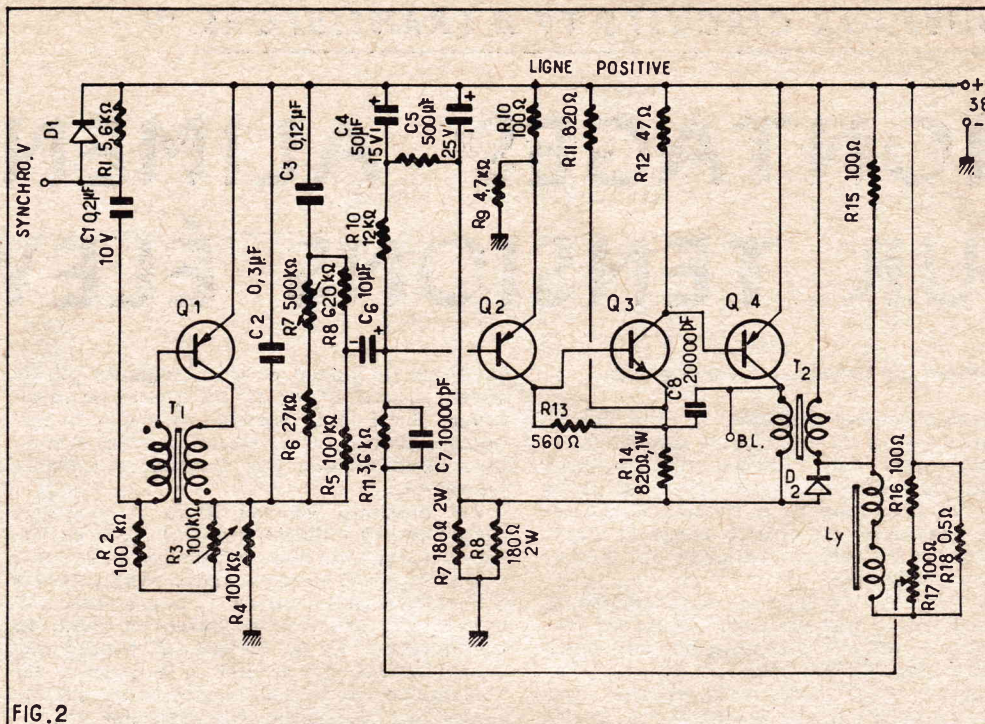


FIG. 2

agissant sur R_7 de $500 \text{ k}\Omega$. On voit que ce circuit du type RC est constitué par R_7 , R_8 et C_6 dont les caractéristiques sont modifiées par R_7 . Le signal est transmis par C_6 de $10 \mu\text{F}$ à la base de Q_2 qui est polarisée par un diviseur de tension dont la branche positive est constituée par R_{11} , R_{17} , R_{16} , R_{15} et la branche négative par R_{10} , R_9 et R_7 , R_8 .

On remarquera que ce diviseur constitue également un circuit de contre-réaction entre la bobine de déviation L_v et la base de Q_2 .

Le transistor Q_2 est monté en émetteur commun. Cet émetteur est rendu négatif par rapport à la ligne positive par le diviseur de tension R_9 , R_{10} . Comme $R_{10} = 100 \Omega$ et $R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$, la polarisation de cet émetteur est assez faible.

Entre le collecteur de Q_2 et la base de Q_3 on trouve une liaison directe. Il en est de

même entre le collecteur de Q_3 et la base du transistor final Q_4 .

On notera que les transistors Q_1 , Q_2 , Q_3 sont des PNP, mais Q_4 est un NPN. Les polarisations correctes des électrodes de Q_1 et Q_4 sont assurées par des résistances R_{13} , R_{14} , R_{11} , R_{12} . Le transistor final Q_4 est monté en émetteur commun.

Le signal à courants en dents de scie fourni par le collecteur de Q_4 , transmis au secondaire du transformateur adaptateur et appliqué à la bobine de déviation.

Grâce aux circuits de correction de contre-réaction, on obtient la linéarité de déviation du spot.

Pour l'effacement du retour de balayage haut du spot on a prévu le point (Blanking) sur le collecteur de Q_4 . Comme le gain de l'amplificateur dépend de la contre-réaction, R_{17} , qui dose celle-ci, de réglage de hauteur de l'image.

Conditions de fonctionnement et bobinages.

Tension d'alimentation : + 38 V.
Puissance alimentation : 7,5 W (étage de sortie).

Puissance collecteur Q_4 : 3 W.

Courant dans L_v crête à crête : 1,2 A.

Courant moyen de l'étage final : 0,18 A.

Tension de retour sur collecteur de Q_4 : 130 V.

Temps de retour : 800 μs .

La bobine de déviation L_v , composée de deux demi-bobines et faisant bloc de déviation avec la bobine de déviation horizontale mentionnée plus haut, a un coefficient de self-induction de 16 mH . Sa résistance en continu est de 5Ω .

L'oscillateur blocking possède 100 spires à l'enroulement de base et 200 spires à l'enroulement de collecteur. Le transformateur de sortie a 400 spires au primaire et 115 spires au secondaire. Il va de soi que cette base de temps, étant étudiée pour la

déviations image convient telle quelle tous les standards.

Sa fréquence nominale de fonctionnement est toutefois 60 Hz car elle a été étudiée pour le standard américain mais elle fonctionnera sur 50 Hz (standards européens) sans modification, en ajustant convenablement le réglage de fréquence R_3 de $100 \text{ k}\Omega$.

Les transistors et diodes de cette base de temps, tous des RCA sont : $Q_1 = 2N2614$, $Q_2 = 2N2614$, $Q_3 = 2N2647$, $Q_4 = \text{TA2083}$, $D_1 = 1N2326$, $D_2 = 1N3755$.

Caractéristiques des transistors.

Quelques transistors parmi ceux figurant dans les schémas des bases de temps tout à fait récents. Nous donnons les caractéristiques principales aux tableaux I et II ci-après :

VOIR PAGE 10

Les Sélections de **RADIO-PLANS**

CADNICKEL
50% DE REMISE

Voir publicité pages 15 et 16

Tableau I. Caract. maxima à + 55°C ambiants.

Paramètres	TA1928A	TA2083	TA2188	TA1115 diode	Unités
Tension coll. à émett.....	— 320	— 200	— 100	—	volts
Tension émett. à base.....	—	— 0,5	— 0,5	—	volts
Courant de base.....	+ 4, — 1	+ 0,5	+ 0,5	—	ampères
Courant de collecteur.....	— 10	— 3	— 3	—	ampères
Dissipation de collect.....	5	10	3	—	watts
Temp. de jonct. coll.....	+ 85	+ 85	+ 85	—	°C
Tempér. de stockage.....	—65 à +85	—65 à +85	—65 à +85	—65 à +85	°C
Tens. inv. de crête.....	—	—	—	320	V
Courant direct de crête.....	—	—	—	10	ampères

Tableau II. Caract. électriques à 25°C temp. amb.

Paramètre	Symbole	Conditions	TA1928A	TA2083	TA2188	TA1116	Unités
Point « breakdown » min. coll.-base.....	BV_{cbx}	$I_c = -5 \text{ mA}$, $V_{eb} = -5 \text{ V}$	—	— 200	— 100	—	Volts
Point « breakdown » min. coll.-base.....	BV_{cbx}	$I_c = -25 \text{ mA}$, $V_{eb} = -5 \text{ V}$	— 320	—	—	—	Volts
Point émetteur-base.....	BV_{eb0}	$I_c = 0$, $I_e = 100 \text{ mA}$	— 2	—	—	—	Volts
Conv. sat. max. coll.....	$V_{ce}(\text{sat})$	$V_{cb} = -10 \text{ V}$, $I_e = U$	— 200	— 200	— 200	—	μA
Tens. sat. max. coll.....	$V_{ce}(\text{sat})$	$I_c = -6 \text{ A}$, $I_b = -400 \text{ mA}$	— 1,5	—	—	—	V
Tens. sat. max. coll.....	$V_{ce}(\text{sat})$	$I_c = -50 \text{ mA}$, $I_b = -5 \text{ mA}$	—	— 1	—	—	V
Tens. typique continue émetteur-base.....	V_{be}	$I_c = -6 \text{ A}$, $I_b = -400 \text{ mA}$	— 1	—	—	—	V
Tens. typique continue émetteur-base.....	V_{be}	$I_c = -0,7 \text{ A}$, $I_b = -20 \text{ mA}$	—	0,5	0,5	—	V
Rés. thermique max.....	θ_{jc}	—	1,5	1,5	1,5	—	°C/W
Tens. inverse min.....	V_r	$I_r = 1 \text{ mA}$	—	—	—	320	V
Courant inv. max.....	I_r	$V_r = 10 \text{ V}$	—	—	—	150	μA
Tens. directe max.....	V_f	$I_f = 7 \text{ A}$	—	—	—	0,77	V
Temps max. de commutation....	t_{off}	—	1,2	—	—	—	μs

Alimentation 40 V-1 A.

L'alimentation des deux bases, sur secteur nécessiterait un système composé d'un transformateur abaisseur suivi d'un redresseur et d'un circuit de filtrage donnant à la sortie 38 V sous 35 W environ ce qui correspond à un courant de 1 A environ.

Bien que les montages des bases de temps, décrits plus haut n'ont été analysés qu'à titre documentaire et non pour être réalisés, il est intéressant également, d'indiquer un schéma d'alimentation pouvant convenir à un montage de ce genre. Le schéma de la figure 3 est de conception SESCO et proposé par cette société française. Il est réalisable sans difficulté et peut servir également dans tout autre application nécessitant 40 V sous 1 A environ, facile à réduire à 38 V ou moins.

Le branchement au secteur de cette alimentation peut être effectué directement en reliant les points a' et b' au secteur mais celui-ci doit être de 117 V. Ce montage est le plus économique et le plus simple mais présente plusieurs inconvénients.

1° On ne trouve pas partout un secteur de 117 V.

2° La sécurité d'isolement présentée par un transformateur n'existe pas.

3° Il est difficile de régler correctement la tension de sortie, même manuellement si celle du secteur présente des variations. Nous recommandons le montage avec transformateur. Ce sera un modèle de 100 W dont le primaire aura plusieurs prises permettant l'adaptation aux diverses tensions usuelles des secteurs.

Le secondaire prévu pour 117 V (ou 115 ou 120 V) sera alors branché aux points a' et b'. Il est sans importance que la tension secondaire soit légèrement différente de

117 V, mais essentiel, à ce que cette tension une fois fixée, soit maintenue constante.

La résistance R_1 sert de protection à l'ensemble des diodes redresseuses et de réductrice de tension. Le redressement s'effectue à l'aide du pont constitué par les quatre diodes identiques D_1 à D_4 .

On filtre la tension redressée à l'aide du circuit RC constitué par C_1 - C_2 R_2 . La résistance R_3 constitue une charge supplémentaire permettant, en la modifiant, d'ajuster la tension de sortie à la valeur exigée par exemple 35, 38 ou 40 V.

Voici les valeurs des éléments : TA : transformateur 100 W, primaire à prises, secondaire 115 ou 117 ou 120 V 1 A environ ;

diodes : quatre 1N538 ; R_1 = résistance bobinée de 5 Ω 20 W ; R_2 = résistance bobinée de 75 Ω 100 W ; R_3 = résistance bobinée à collier de 1 000 Ω 2 W ; C_1 = 100 μF électrochimique tension de service 150 V ; C_2 = 300 μF électrochimiques tension de service 50 V.

La tension d'ondulation obtenue à la sortie de cette alimentation est 1 % de la tension totale.

Pour la mise au point, on établira provisoirement une charge R_L équivalente au circuit à alimenter.

Dans le cas du montage considéré, la tension doit être de 38 V et le courant de 1 A ce qui donne une résistance :

$$R_L = 38/1 = 38 \Omega$$

dont la puissance est :

$$P = 38 \cdot 1 = 38 \text{ W}$$

et par mesure de sécurité on adoptera un modèle bobiné de 50 W ou plus. On branchera cette résistance à la sortie du redresseur c'est-à-dire entre les points marqués + et —.

Les points a' et b' devront être alimentés sur la tension choisie entre 115 et 120 V alternatif 50 Hz. En utilisant le transformateur à prises, on branchera le primaire sur la prise correspondant à la tension du secteur. Soit 110 V par exemple cette tension. Si ce branchement donne 125 V au secondaire, on essaiera la prise suivante : 120 ou 130 V jusqu'à obtention d'une tension au secondaire aussi proche que possible de 117 V et dans les limites 115-120 V.

Un voltmètre sera branché ensuite à la sortie en parallèle sur R_L . D'après les indications de ce voltmètre, on agira sur la valeur ajustable de R_3 jusqu'à obtention de la tension désirée. Il ne faut en aucun cas que la valeur de R_3 descende au-dessous de 900 Ω . On peut aussi, agir sur R_2 . Si la tension de sortie est trop élevée on peut augmenter la valeur de R_2 , de quelques ohms. Il est également possible d'agir sur le choix des prises du primaire, à condition que la tension aux points a' b' ne soit jamais supérieure à 120 V mais elle pourrait être inférieure à cette valeur.

On peut aussi augmenter R_1 mais non la diminuer. En général, si le matériel utilisé est conforme aux indications données et si la charge d'utilisation (R_L ou le montage auquel R_L est équivalent) consomment le courant prévu sous la tension prévue, l'ajustage de la tension de sortie ne portera que sur de très faibles écarts par rapport à la tension désirée.

Amplificateur pour oscilloscope.

Les mesures sont indispensables dans tous les travaux de conception, construction,

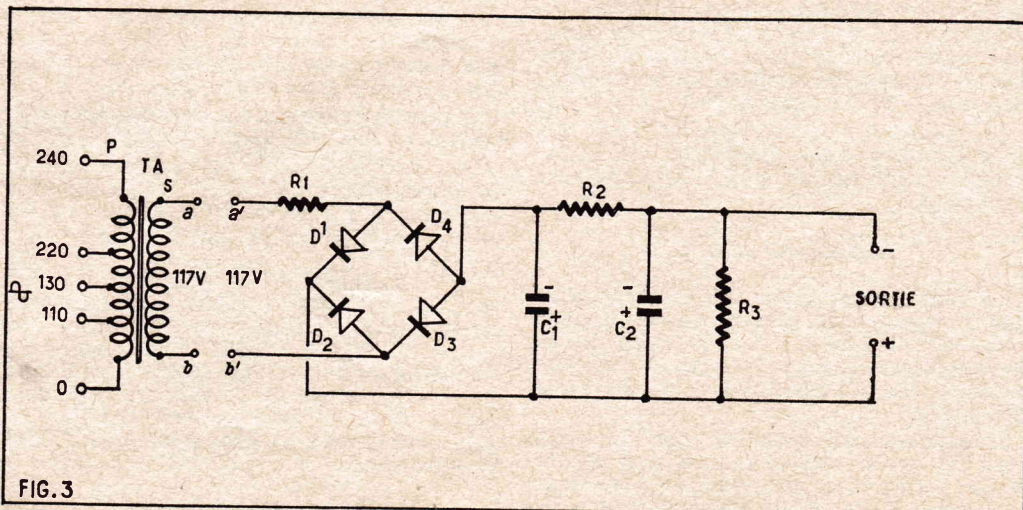


FIG. 3

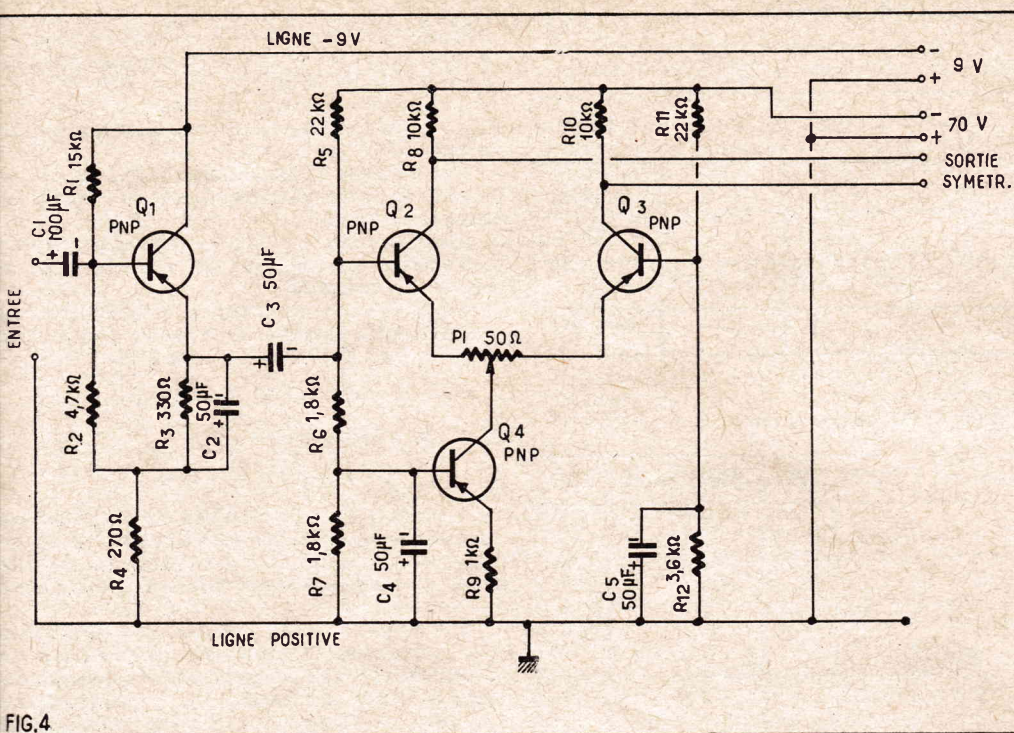


FIG. 4

mise au point et dépannage, surtout lorsqu'il s'agit d'appareils aussi complexes que les téléviseurs dont les différentes parties sont réalisées d'après toutes les techniques de l'électronique générale.

L'oscilloscope, notamment, est indispensable pour la vérification de la forme des signaux existant en divers points du téléviseur. La mise au point d'une base de temps ne peut être effectuée que très difficilement sans examen des oscillogrammes.

Dans la technique des transistors des plus récents on a étudié également des circuits pour oscilloscopes. Nous donnons à la figure 4 le schéma d'un amplificateur de déviation verticale d'oscilloscope utilisant un tube de 7 cm de diamètre, par exemple le DG7-11 qui convient très bien et peut être balayé facilement en raison de sa sensibilité et de la valeur de la tension de sortie fournie par l'amplificateur. Cet amplificateur permettra l'examen des signaux d'une base de temps verticale de téléviseur.

Tous les transistors du montage de cet amplificateur sont fabriqués par la Radio-technique. Ce sont des transistors au silicium PNP type BCY31. Le montage fonctionne sur la tension relativement élevée de 70 V ce qui est indispensable si l'on veut obtenir de l'amplificateur une tension de sortie élevée. Dans le cas présent cette tension de sortie est de 100 V, donc de beaucoup supérieure à la tension d'alimentation, ce résultat ayant été obtenu grâce à un montage symétrique à deux transistors dont chacun fournit la moitié de la tension, c'est-à-dire 50 V chacun.

Ce dispositif est analogue à celui des amplificateurs vidéo-fréquence des téléviseurs de transistors dont l'étage final est symétrique.

Analyse du schéma.

Le premier transistor est le préamplificateur recevant le signal à amplifier par l'intermédiaire de C_1 . La présence de ce condensateur et aussi celle de C_3 , ne permettent que l'amplification des signaux alternatifs.

L'émetteur est polarisé par $R_3 + R_4$ mais R_3 seule est découplée par C_2 de 50 μ F. La base est polarisée par le diviseur de tension R_1-R_2 et on remarquera que R_2

est reliée au point commun de R_3 et R_4 du circuit d'émetteur. Le collecteur est connecté directement à la ligne négative.

Ce montage en collecteur commun permet d'augmenter la résistance d'entrée du transistor ce qui est toujours nécessaire dans ce genre de montages dont l'entrée ne doit pas perturber le fonctionnement de la source de signaux à analyser.

La sortie sur l'émetteur de Q_1 fournit le signal qui est transmis par C_3 au transistor Q_2 monté en émetteur commun.

On voit que la base de Q_2 est polarisée par le diviseur de tension constitué par R_6 vers la ligne - 70 V et R_7 vers la masse (ligne positive). Le signal amplifié apparaît sur le collecteur qui constitue une des sorties symétriques de l'amplificateur.

Le déphasage est réalisé à l'aide du montage différentiel de Q_2 et Q_3 . Le courant nominal de collecteur de Q_2 et Q_3 doit être de 2,5 mA en l'absence de signal. On a remplacé la résistance d'émetteur par le transistor Q_4 monté en « émettodyne » constituant un générateur de courant constant sans nécessiter une alimentation supplémentaire à tension élevée.

La sécurité d'emploi de ces transistors est augmentée par ce procédé car la chute de tension dans le transistor est inférieure à celle qui aurait été produite par une résistance pure.

Il est nécessaire, en vue d'une bonne symétrie, de choisir Q_2 et Q_3 de façon que leurs paramètres soient aussi proches que possible, notamment h_{21e} et V_{be} .

L'asymétrie en régime continu est compensée par le potentiomètre P_1 de 50 Ω .

On peut considérer Q_2 comme monté en émetteur commun et Q_3 monté en base commune. L'impédance d'entrée de Q_2 est donnée par l'expression :

$$R_i = 2 r_{bb'} + h_{21e} (2 r_e + R_{p01})$$

ou $R_{p01} = 50 \Omega$ (P_1). Dans le cas du transistor choisi, BCY31, on a $h_{21e} = 35$, $r_{bb'} = 125 \Omega$, $r_e = 10 \Omega$ et en remplaçant les paramètres par leur valeur on trouve $R_i = 2700 \Omega$ ce qui représente une résistance d'entrée relativement élevée. Le gain total de tension de l'ensemble de l'étage symétrique est :

$$A_v = h_{21e} \cdot 2 R_L / R_i$$

avec $R_L = 10000 \Omega = R_8$ ou R_{10} . On trouve $A_v = 260$ fois ce qui correspond à 48,3 dB de tension. La largeur de bande de cet amplificateur est supérieure à 50 kHz.

L'étage à transistor Q_1 à collecteur commun a une résistance d'émetteur $R_4 = 270 \Omega$. Il n'amplifie pas en tension mais permet l'adaptation à une source de résistance de sortie élevée.

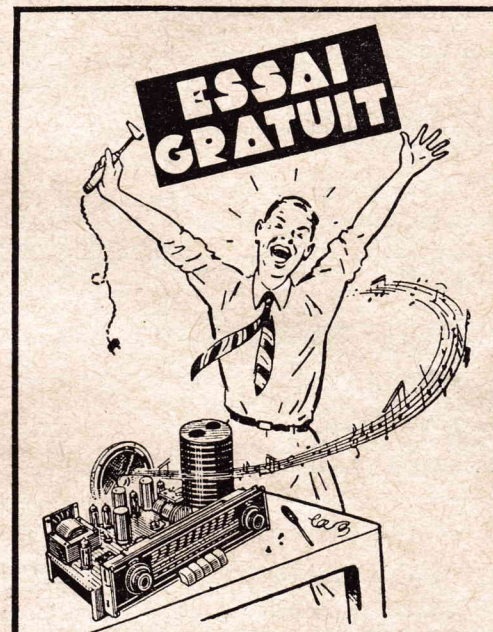
En comptant sur un gain de tension global de 200 fois seulement, la tension de sortie étant de 100 V crête à crête, il faut appliquer à l'entrée une tension crête à crête de l'ordre de 0,5 V.

Références :

(1) Bases de temps : Document RCA-Radio Equipment, 121-8/64-8.

(2) Alimentation : Manuel Thomson-Lesco Radio-Réception.

(3) Amplificateur : Applic. des semi-conducteurs, n° XII (La Radio technique).



J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION grâce à L'ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation. Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes. Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété. Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

*première
leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 20.00 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

**ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio-Télévision
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2^e)**

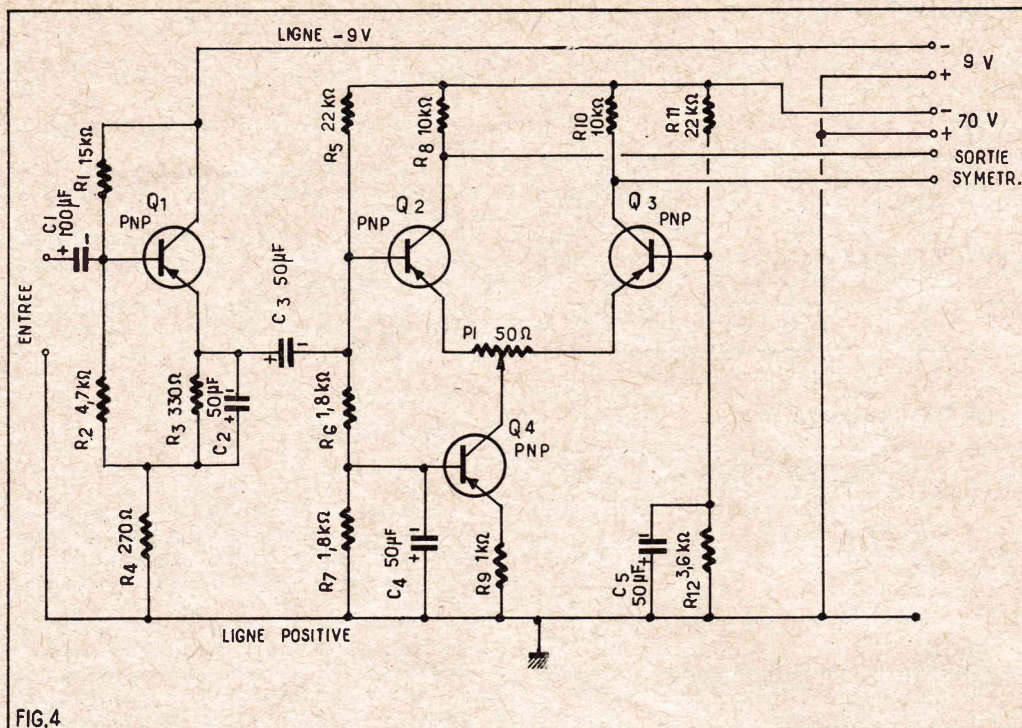


FIG. 4

mise au point et dépannage, surtout lorsqu'il s'agit d'appareils aussi complexes que les téléviseurs dont les différentes parties sont réalisées d'après toutes les techniques de l'électronique générale.

L'oscilloscope, notamment, est indispensable pour la vérification de la forme des signaux existant en divers points du téléviseur. La mise au point d'une base de temps ne peut être effectuée que très difficilement sans examen des oscillogrammes.

Dans la technique des transistors des plus récents on a étudié également des circuits pour oscilloscopes. Nous donnons à la figure 4 le schéma d'un amplificateur de déviation verticale d'oscilloscope utilisant un tube de 7 cm de diamètre, par exemple le DG7-11 qui convient très bien et peut être balayé facilement en raison de sa sensibilité et de la valeur de la tension de sortie fournie par l'amplificateur. Cet amplificateur permettra l'examen des signaux d'une base de temps verticale de téléviseur.

Tous les transistors du montage de cet amplificateur sont fabriqués par la Radio-technique. Ce sont des transistors au silicium PNP type BCY31. Le montage fonctionne sur la tension relativement élevée de 70 V ce qui est indispensable si l'on veut obtenir de l'amplificateur une tension de sortie élevée. Dans le cas présent cette tension de sortie est de 100 V, donc de beaucoup supérieure à la tension d'alimentation, ce résultat ayant été obtenu grâce à un montage symétrique à deux transistors dont chacun fournit la moitié de la tension, c'est-à-dire 50 V chacun.

Ce dispositif est analogue à celui des amplificateurs vidéo-fréquence des téléviseurs de transistors dont l'étage final est symétrique.

Analyse du schéma.

Le premier transistor est le préamplificateur recevant le signal à amplifier par l'intermédiaire de C_1 . La présence de ce condensateur et aussi celle de C_3 , ne permettent que l'amplification des signaux alternatifs.

L'émetteur est polarisé par $R_3 + R_4$ mais R_3 seule est découplée par C_2 de 50 μ F. La base est polarisée par le diviseur de tension R_1-R_2 et on remarquera que R_2

est reliée au point commun de R_5 et R_6 du circuit d'émetteur. Le collecteur est connecté directement à la ligne négative.

Ce montage en collecteur commun permet d'augmenter la résistance d'entrée du transistor ce qui est toujours nécessaire dans ce genre de montages dont l'entrée ne doit pas perturber le fonctionnement de la source de signaux à analyser.

La sortie sur l'émetteur de Q_1 fournit le signal qui est transmis par C_3 au transistor Q_2 monté en émetteur commun.

On voit que la base de Q_2 est polarisée par le diviseur de tension constitué par R_5 vers la ligne - 70 V et $R_6 + R_7$ vers la masse (ligne positive). Le signal amplifié apparaît sur le collecteur qui constitue une des sorties symétriques de l'amplificateur.

Le déphasage est réalisé à l'aide du montage différentiel de Q_2 et Q_3 . Le courant nominal de collecteur de Q_2 et Q_3 doit être de 2,5 mA en l'absence de signal. On a remplacé la résistance d'émetteur par le transistor Q_4 monté en « émettodyne » constituant un générateur de courant constant sans nécessiter une alimentation supplémentaire à tension élevée.

La sécurité d'emploi de ces transistors est augmentée par ce procédé car la chute de tension dans le transistor est inférieure à celle qui aurait été produite par une résistance pure.

Il est nécessaire, en vue d'une bonne symétrie, de choisir Q_2 et Q_3 de façon que leurs paramètres soient aussi proches que possible, notamment h_{21e} et V_{be} .

L'asymétrie en régime continu est compensée par le potentiomètre P_1 de 50 Ω .

On peut considérer Q_2 comme monté en émetteur commun et Q_3 monté en base commune. L'impédance d'entrée de Q_2 est donnée par l'expression :

$$R_i = 2 r_{bb'} + h_{21e} (2 R_e + R_{p01})$$

ou $R_{p01} = 50 \Omega$ (P_1). Dans le cas du transistor choisi, BCY31, on a $h_{21e} = 35$, $r_{bb'} = 125 \Omega$, $R_e = 10 \Omega$ et en remplaçant les paramètres par leur valeur on trouve $R_i = 2700 \Omega$ ce qui représente une résistance d'entrée relativement élevée. Le gain total de tension de l'ensemble de l'étage symétrique est :

$$A_v = h_{21e} \cdot 2 R_L / R_i$$

avec $R_L = 10000 \Omega = R_9$ ou R_{10} . On trouve $A_v = 260$ fois ce qui correspond à 48,3 dB de tension. La largeur de bande de cet amplificateur est supérieure à 50 kHz.

L'étage à transistor Q_1 à collecteur commun a une résistance d'émission $R_e = 270 \Omega$. Il n'amplifie pas en tension mais permet l'adaptation à une source de résistance de sortie élevée.

En comptant sur un gain de tension global de 200 fois seulement, la tension de sortie étant de 100 V crête à crête, il faut appliquer à l'entrée une tension crête de l'ordre de 0,5 V.

Références :

(1) Bases de temps : Document Radio Equipement, 121-8 / 64-8.

(2) Alimentation : Manuel Thomson Lesco Radio-Réception.

(3) Amplificateur : Applic. des semi-conducteurs, n° XII (La Radio technique).



J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION
grâce à
L'ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation. Vous apprendrez Montage, Construction, Dépannage de tous les postes. Vous recevrez un matériel ultra moderne Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété. Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance demandez la

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 20,00 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio-Télévision
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2^e)

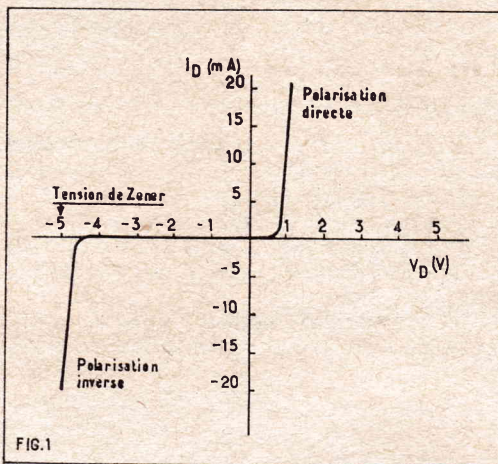
Les alimentations stabilisées à diodes Zener et à transistors

L'alimentation par le secteur des appareils à transistors pose des problèmes particuliers. Cela tient à ce que, d'une façon générale les transistors fonctionnent en basse tension : 6, 9 ou 12 V sont des valeurs communément utilisées. Nous ne parlerons pas du filtrage qui, pour délicat qu'il soit, peut être résolu de façon satisfaisante grâce aux condensateurs électrochimiques de grande valeur, sous un faible volume, dont on dispose actuellement. La question la plus épineuse est d'obtenir une tension de sortie d'alimentation aussi constante que possible. C'est donc des solutions apportées à la régulation de cette tension que nous voulons vous entretenir aussi complètement que possible.

La puissance délivrée par un montage qu'il soit à lampes ou à transistors est toujours fournie par la source d'alimentation, les tubes à vide ou les transistors ne sont que les robinets qui commandent la libération de cette puissance. Or vous n'ignorez pas que la puissance est toujours le produit de la tension par l'intensité du courant. En conséquence si un appareil est alimenté à basse tension une puissance importante ne peut être obtenue que par le débit d'un courant très intense. Ainsi pour prendre un exemple précis, un amplificateur BF à transistors dont la puissance est susceptible d'atteindre plusieurs watts provoque des pointes de courant d'alimentation de plusieurs ampères. Cette forte intensité si elle était constante ne serait pas un inconvénient, il suffirait de prévoir la section des conducteurs en conséquence. Les difficultés proviennent des variations de cette intensité.

Pour bien comprendre reprenons l'exemple de l'amplificateur BF. Pour améliorer le rendement l'étage final est presque toujours monté pour fonctionner en classe B. Or vous savez que ce mode de fonctionnement est caractérisé par un point de fonctionnement au repos correspondant presque à la naissance du courant collecteur. Dans ces conditions le courant d'alimentation qui est faible en l'absence de signal d'attaque croît en fonction de la puissance BF délivrée. Pour fixer les idées : un étage push-pull final équipé de deux OC16 en classe B a au repos un courant collecteur de l'ordre de 2×30 mA. A pleine puissance (3 W) le courant collecteur moyen passe à $2 \times 0,16$ A et les pointes de courant correspondant aux crêtes de la composante BF atteignent 1 A.

Si pour l'alimentation on utilise des piles ou des accumulateurs de capacité suffisante dont la résistance interne est très faible cette variation d'intensité ne porte pas à conséquence et la tension d'alimentation reste pratiquement constante tant que ces batteries sont chargées. Il n'en est pas de même avec une alimentation secteur où le transformateur, le redresseur et la cellule de filtrage possèdent une résistance ohmique non négligeable qui s'additionnant donnent une résistance



interne relativement importante. Le courant d'alimentation produit une chute de tension dans cette résistance interne qui vient en déduction de la tension nominale. La chute de tension due à la résistance interne étant proportionnelle au courant d'alimentation il est évident que la tension de sortie de l'alimentation ne sera pas constante mais baissera d'autant plus fortement que la puissance modulée délivrée par l'amplificateur sera importante.

On conçoit qu'un tel état de choses n'est pas admissible car un amplificateur alimenté dans ces conditions aura un fonctionnement déplorable. D'un autre côté les variations du secteur influent également sur la tension de sortie. La stabilisation est donc une nécessité impérieuse dans le cas de l'alimentation secteur d'un amplificateur BF à transistors. Il en est de même pour un récepteur et un téléviseur et pour la plupart des appareils mettant en œuvre des semis conducteurs.

Auparavant la stabilisation des tensions continues se faisait à l'aide de tube à gaz. Ceux-ci présentent certains inconvénients particulièrement :

- Une tension d'amorçage notablement supérieure à la tension de régime ce qui crée une certaine zone d'instabilité.

- Ils sont assez volumineux.

Actuellement il existe des éléments de régulation plus efficaces et surtout mieux adaptés au domaine de la basse tension ce sont les diodes Zener.

Qu'est-ce qu'une diode Zener ?

C'est une diode à jonction au silicium qui en fait ne diffère pas des diodes au silicium normales. On peut d'ailleurs les utiliser de la même façon et de ce fait les fabricants donnent toutes les indications utiles à leur emploi en redresseur. Ce qui les distingue c'est l'exploitation que l'on fait d'une particularité remarquable de la caractéristique inverse. Cette particularité est mise en évidence par la courbe

caractéristique de la figure 1 qui montre l'intensité du courant dans la diode en fonction de la tension qui lui est appliquée. Nous voyons que pour une tension nulle le courant est strictement nul. Pour les tensions positives croissantes sur l'anode le courant croît tout d'abord faiblement puis lorsque la tension dépasse 0,5 V cette croissance devient très rapide et se fait pratiquement selon une loi linéaire. Cette partie de la courbe représente le courant et la tension dans le sens direct. Au delà de la tension de 0,5 V qui est la tension de coude la résistance interne de la diode est très faible.

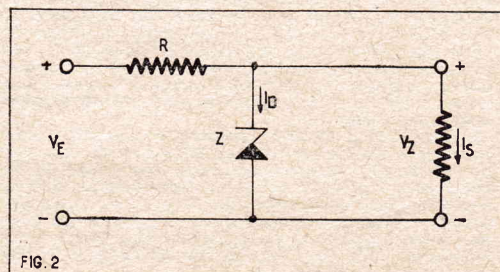
Pour les tensions négatives appliquées à l'anode le courant est pratiquement nul jusqu'à -5 V (pour la diode correspondant à la courbe que nous examinons). La résistance interne est très grande dans ce sens inverse. Cette différence de résistance entre le sens direct et le sens inverse est mise à profit pour le redressement ou la détection des courants alternatifs. Si on continue à augmenter la tension négative sur l'anode d'une diode au delà d'une certaine valeur (-5 V dans le cas de la courbe de la figure 1) le courant croît soudainement et prend immédiatement une valeur importante exactement comme si la diode se mettait alors en court-circuit ou tout au moins présentait une résistance extrêmement faible comme lorsqu'elle est polarisée dans le sens direct. Sur la courbe cela se traduit par un coude brusque et une partie descendante presque verticale. Ce brusque passage pour une diode polarisée en sens inverse d'une résistance pratiquement infinie à une résistance presque nulle constitue ce que l'on appelle l'effet Zener ; et la tension pour laquelle s'opère cette transition est la tension de Zener. Ce nom a été donné parce que lorsque ce phénomène a été observé on a pensé qu'il s'agissait d'un processus analogue à celui du claquage des diélectriques expliqué par Zener.

Il est évident que dans ces conditions la tension aux bornes de la diode ne peut dépasser la tension Zener.

Nous n'entreprendrons pas ici d'expliquer les causes physiques de ce phénomène ce qui sortirait nettement du cadre que nous nous sommes assigné pour cet article. Nous nous bornerons à constater que pour une diode polarisée inversement la résistance est pratiquement infinie jusqu'à une tension bien définie appelée tension Zener et qu'au delà cette tension elle tombe brusquement à une valeur très faible. Ce phénomène a lieu aussi bien pour les diodes au germanium que pour les diodes au silicium mais pour ces dernières le coude de la caractéristique inverse est bien plus brusque et la résistance au delà de la tension Zener est bien plus faible de sorte que les diodes Zener sont toujours des jonctions au silicium.

Régulateurs à diodes Zener.

Considérons le montage de la figure 2. Nous avons une source dont la tension V_E est susceptible de variations. Cette source débite dans l'utilisation à travers une résistance R. Une diode Zener montée à



polarité inverse est placée en parallèle aux bornes de l'utilisation. La tension V de la source étant supérieure à la tension de Zener V_z de la diode. Cette tension provoque dans le circuit d'utilisation et dans la diode des courants qui s'additionnent et provoquent une chute dans la résistance R qui fait qu'aux bornes de sortie on trouve une tension égale à la tension Zener de la diode. Si la tension V augmente la tension aux bornes de la diode tend à augmenter également mais alors le courant par suite de la faible résistance interne croît également ce qui provoque une augmentation de la chute dans la résistance R qui ramène la tension de sortie à sa valeur initiale qui est la tension Zener de la diode. Dans le cas inverse si V diminue la tension aux bornes de la diode tend à diminuer également. Il en résulte une réduction du courant dans la diode et une diminution de la chute dans R qui ramène encore la tension de sortie à sa valeur initiale : la tension Zener de la diode.

Une variation d'intensité dans le circuit d'utilisation produit des effets analogues. Supposons que ce courant augmente. Cela a pour effet d'augmenter la chute dans la résistance R et dans la résistance interne de la source. La tension aux bornes de la diode tend donc à diminuer. Cela tend à entraîner une diminution de l'intensité du courant dans cette diode et par conséquent dans la résistance R et la tension aux bornes de sortie revient encore à la valeur de la tension Zener de la diode.

Inversement une diminution de l'intensité du courant dans l'utilisation correspond à une diminution de la chute de tension dans la résistance R ce qui tend à entraîner aux bornes de la diode une augmentation de tension qui tend à provoquer une augmentation de courant dans cette dernière. Cette augmentation de courant compense dans R l'effet de la diminution de courant dans l'utilisation et maintient la tension de sortie à la valeur constante égale à la tension Zener de la diode. Comme la résistance de la diode est très faible au delà de la tension Zener une petite variation de tension entraîne une grande variation de courant ce qui procure une régulation énergétique. En somme on a affaire à un système à courant constant.

Si pour une cause ou pour une autre l'intensité dans l'utilisation augmente cela entraîne une diminution de l'intensité dans la diode. Inversement si l'intensité dans la charge diminue celle dans la diode augmente. Le courant dans R demeure donc constant. Il en est de même de la chute dans cette résistance et par conséquent la tension de sortie reste invariable.

Cela est vrai à la condition que la diode soit parcourue par un courant suffisant. Il faut donc prévoir un courant minimum I_{Dmin} dans la diode lorsque la charge absorbe la presque totalité du courant délivré par la source sinon le point de fonctionnement vient dans le coude de la caractéristique inverse ce qui réduit la stabilité.

Il faut noter que si le régulateur à diode Zener élimine les variations lentes de tension de la source d'alimentation à laquelle il est associé, il agit de même pour les variations rapides correspondant aux ondulations du courant redressé. Il constitue donc un élément de filtrage extrêmement efficace qui dispense de la classique cellule de filtrage. On conserve uniquement le condensateur placé sur la sortie du redresseur.

Détermination d'un régulateur à diode Zener.

Lorsque l'on veut établir un régulateur à diode Zener il faut déterminer :

- 1° La tension d'entrée;
- 2° Le type de la diode Zener
- 3° La valeur de la résistance série (R).

Ces éléments dépendent des conditions que l'on s'impose :

- 1° La tension régulée de sortie (V_s);
- 2° Le facteur de stabilisation en sortie

$$\frac{\Delta V_s}{V_s}$$

- 3° Le débit variable en sortie (I_s) et en particulier sa valeur maximum;

- 4° Variation en % (ϵ) de la tension d'entrée autour de sa valeur nominale (V_e);

- 5° Rendement régulateur-charge qui est égal au rapport de la puissance absorbée

Exemple de calcul.

On se propose de réaliser un régulateur ayant les caractéristiques suivantes :

- Tension stabilisée de sortie $V_s = 9$ V.
- Facteur de stabilisation en sortie

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} = 1 \%$$

- Débit de sortie variable de 3 à 60 mA.
- Variation de la tension d'entrée : $\pm 10 \%$.
- Rendement 0,7 (70 %).

Calculons tout d'abord la puissance maximum absorbée par le circuit d'utilisation :

$P_{sm} = 9V \times 0,060 A = 0,54 W$, la puissance dissipée dans la diode est alors :

$$P_{dm} = \frac{P_{sm}}{\text{rendement}} = \frac{0,54}{0,7} = 0,77 W$$

On peut alors vérifier si la régulation est possible en calculant la quantité à

$$a = \frac{1 - \frac{P_{sm}}{P_{dm}}}{1 + \frac{P_{sm}}{P_{dm}}} = \frac{1 - \frac{0,54}{0,77}}{1 + \frac{0,54}{0,77}} = 0,17 \text{ soit } 17 \%$$

La régulation est possible puisque ϵ est 10 % et a 17 %.

Pour connaître la tension d'entrée il faut calculer le facteur c :

$$c = \left[a - \left(\frac{1+a}{2} \right) \frac{\Delta V_s}{V_s} \right] = 0,17 \left(\frac{1+0,17}{2} \right) \cdot 0,01 = 0,164$$

La tension à l'entrée est dans ces conditions :

$$V_e = \frac{c V_s}{a - \epsilon} = \frac{0,164 \cdot 9}{0,17 - 0,10} = 21 V$$

par le circuit d'utilisation à celle dissipée

dans la diode $\frac{(P_s)}{(P_d)}$

Nous empruntons la méthode de calcul et l'exemple que nous allons donner une information technique Thomson Rouen.

Il faut d'abord s'assurer que la régulation est possible; ce qui a lieu si la quantité :

$$a = \frac{1 - \frac{P_{sm}}{P_{dm}}}{1 + \frac{P_{sm}}{P_{dm}}}$$

est supérieure à la variation tolérée l'entrée ϵ ; P_{sm} étant la puissance maximum dans le circuit d'utilisation et P_d la puissance maximum dans la diode.

Dans ces conditions la tension d'entrée nécessaire est donnée par

$$V_e = \frac{c V_s}{a - \epsilon}$$

Dans cette formule c est calculé par

$$c = a - \left(\frac{1+a}{2} \right) \frac{\Delta V_s}{V_s}$$

La valeur de la résistance est donnée par

$$R_s = \frac{V_s^2}{P_{dm}} \cdot \frac{2 \left[\frac{V_e}{V_s} - 1 \right] + \frac{\Delta V_s}{V_s}}{1 + \frac{P_{sm}}{P_{dm}}}$$

Notons en passant qu'à égalité de rendement plus la tension d'entrée est élevée plus les variations de cette tension que l'on désire réguler en sortie peuvent être importantes.

La résistance aura :

$$R_s = \frac{V_s^2}{P_{dm}} \cdot \frac{2 \left[\frac{V_e}{V_s} - 1 \right] + \frac{\Delta V_s}{V_s}}{1 + \frac{P_{sm}}{P_{dm}}} = \frac{9^2}{0,77} \cdot \frac{2 \left[\frac{21}{9} - 1 \right] + 0,01}{1 + \frac{0,54}{0,77}} = 180 \Omega$$

Il reste à choisir le type de diode Zener qui convient pour un tel régulateur. Cette diode sera définie par sa tension Zener qui doit être 9 V et par le courant maximum qu'elle doit être susceptible de supporter I_{Dm} . Il faut donc calculer ce courant

$$I_{Dm} = \frac{P_{dm}}{V_s} = \frac{0,77}{9} = 0,085 A$$

Ce qui porte le choix sur la diode 5 (I Dm = 180 mA).

Influence de la température.

Comme tout semi-conducteur les diodes Zener sont sensibles à la température ambiante. En particulier la tension Zener peut varier en fonction de la température. Elle décroît quand la température augmente pour les diodes de tension inférieure à 5 V. Au contraire elle croît avec la température pour les diodes de tension supérieure à 6 ou 7 V. Entre 5 et 7 V il y a des diodes ayant un coefficient de température très faible et même nul. Dans les applications de haute précision il est des moyens de compenser les effets de température. Pour les besoins courants cela n'est pas nécessaire. Cependant pour certaines puissances il convient, comme pour les transistors de prévoir un refroidissement.



Quels que soient votre âge, votre taille, votre forme, vous découvrirez en quinze minutes seulement ce que sont les techniques de défense des « marines » et des agents du F.B.I.

Bien plus efficaces que le Judo et le Karaté réunis, ces méthodes vous rendront imbattables; vous en finirez rapidement avec ceux qui pourraient s'attaquer à vous et aux vôtres; même plus lourds, même plus forts, ils n'auront plus aucune chance!

Si vous voulez vraiment posséder la maîtrise de cet implacable système de défense, faites-vous adresser par Joe Weider, le célèbre instructeur des corps d'élite américains, l'étonnante brochure d'introduction. Finis les jambes de coton et les risques de défaite! Dès aujourd'hui, demandez cette brochure entièrement gratuite qui changera secrètement votre vie, en écrivant à Joe Weider chez Sodimonde (Salle 191), av. Otto 49, Monte-Carlo. Ça ne vous engage absolument pas.

Inconvénients des diodes Zener.

Nous venons de voir que les diodes Zener constituaient un moyen simple et excellent pour réguler les tensions continues. Il convient cependant de dire que dans ce domaine elles comportent certains inconvénients.

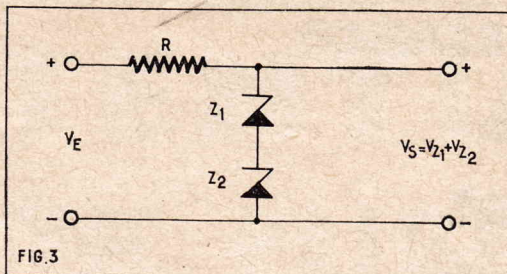
1° La tension régulée n'est pas réglable ; la seule valeur possible est celle de la tension Zener de la diode utilisée ;

2° Les tensions Zener des diodes de même type ont une dispersion de l'ordre de $\pm 10\%$ ce qui rend délicat le problème de l'interchangeabilité.

3° Une tension de sortie constante ne peut s'obtenir qu'avec des éléments ayant une faible dissipation (de l'ordre de 300 mW)

4° Actuellement les diodes les plus puissantes ne dépassent pas 25 W. Et cela limite la puissance du courant de sortie régulé.

En ce qui concerne le fait que la tension régulée ne peut être qu'égale à la tension de Zener, on peut tourner la difficulté en plaçant plusieurs diodes en série figure 3. De cette façon la tension de sortie est égale à la somme des tensions Zener



de toutes les diodes. Cette disposition est d'ailleurs recommandée car une chaîne de diodes Zener de faible tension donne de meilleurs résultats qu'une seule diode de tension élevée.

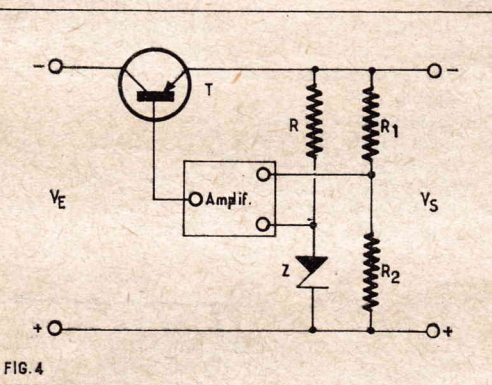
En raison des inconvénients que nous venons de signaler les régulateurs à diode seule sont uniquement utilisés pour les faibles puissances. Pour les fortes puissances on a recours aux régulateurs mettant en œuvre une diode Zener et un ou plusieurs transistors. De tels régulateurs présentent en outre l'avantage de permettre le réglage de la tension de sortie.

Principe des régulateurs à diode et transistors.

Il est le même que celui des régulateurs à tubes à vide. Cependant ces derniers

présentent certains inconvénients que les régulateurs à semi-conducteurs n'ont pas.

Deux dispositions sont possibles. Celle dite « à transistor série » et celle dite à « transistor parallèle ». La première possédant un meilleur rendement est pratiquement la seule utilisée. C'est donc elle que nous allons étudier sous différentes variantes.



On voit figure 4 que dans ce système l'espace collecteur-émetteur d'un transistor, dit ballast, est placé en série dans un des conducteurs qui relient la source de tension à réguler à l'utilisation. De cette façon ce transistor va fonctionner comme une résistance variable avec le signal appliqué à sa base. Ce dernier est en fait la tension d'erreur amplifiée par un amplificateur à un ou plusieurs étages. Cette tension d'erreur est la différence entre une fraction de la tension de sortie et la tension de référence d'une diode Zener. Cette dernière étant on le sait constante, toute variation de la tension de sortie entraînera une variation de résistance du transistor ballast qui tendra à compenser la variation de cette tension de sortie.

On voit que dans ces conditions la tension de sortie peut être plus grande que la tension de la diode Zener et que la puissance débitée par la source ainsi régulée ne dépend pas de celle de la diode mais de celle du transistor ballast. Etant donné les qualités des transistors actuels ce procédé permet d'atteindre des puissances beaucoup plus élevées qu'avec une diode Zener seule.

(Lire la suite de cette étude dans le prochain numéro.)

Robert WILSDORF.

CELLULE FM

(Suite de la page 50.)

Puis on tournera le Pot. F à fond, de façon que sa résistance propre soit nulle. Avec Pot. B, on recherche le toc d'accrochage, assez faible d'ailleurs, suivi d'un ronflement, souffle ou autre bruits mal définis. On laissera Pot. B dans cette position, en se remettant avec Pot. F sous le toc d'accrochage, la résistance du Pot. F entrant en action à ce moment.

On manipulera lentement le CV jusqu'à la réception d'une émission. Parfaire le réglage en retouchant le CV et la musicalité avec Pot. F. Si c'est nécessaire au début, retoucher au Pot. B. Une fois bien réglé, on ne devra plus avoir besoin de toucher au Pot. B. La manipulation du Pot. F devra être suffisante pour l'obtention d'une réaction sur toute la gamme FM. Plus la capacité du CV augmente, moins il faut de réaction.

Recherchez la meilleure orientation de l'antenne quand vous êtes sur une émission. Une antenne mal dirigée fait perdre de la puissance de réception. Il s'ensuit une mauvaise audition, surtout avec les stations lointaines.

Ne poussez pas trop la réaction avec le Pot. F. Restez dans une limite « sage », la plage étant assez grande pour un réglage de la tonalité. Ne dépassez jamais le toc d'accrochage pendant une audition, afin d'éviter des rayonnements ou radiations parasites de l'ensemble, gênant les voisins.

Ne pas confondre le toc d'accrochage avec celui provenant de la fréquence porteuse (en passant un peu vite sur une émission avec le CV).

Le réglage indiqué est valable pour la réception avec l'étage HF et également avec détectrice seule.

Nous restons à la disposition de nos lecteurs, pour des renseignements complémentaires.

OSCILLO PORTATIF MABEL 65

Tube 7 cm.

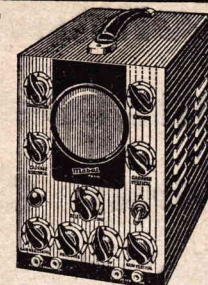
6 gammes de fréquences. Bande passante 2 MHz. Sensibilités bases de temps de 10 Hz à 120 kHz. Relaxateur incorporé.

Coffret châssis, plaque avant, etc. **91.90**

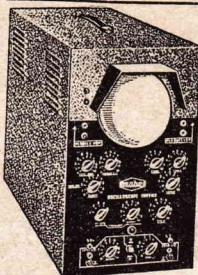
En « KIT » **350.00**

EN ORDRE DE MARCHE :

420.00



230 x 210 x 145 mm.



OSCILLO « LABO »

Tube de 16 cm.

(Décrit dans R.-P. de février 65.)

6 gammes de fréquence.

Bande pasante 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 MARCHE :

705.00

465 x 400 x 250 mm.

MIRE PORTATIVE EN COFFRET

819/625 LIGNES

(Décrite dans le H.-P. du 15-2-65.)

Sorties : VHF bande 3 -

UHF bande 4 - Sorties vi-

deo : 819/625 lignes - At-

ténuateur 4 positions, si-

gnaux blanking.

Coffret, châssis, plaque

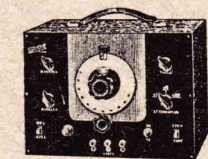
avant, oscilateur, câblé,

réglés, avec **156.00**

lampes, etc.

Cette mire peut être montée dans une valise.

Supplément **50.00**



290 x 200 x 150 mm.

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 MARCHE **290.00**

Dim. : 230 x 125 x 200 mm.

VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE

Grande sensibilité : 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 600 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 MARCHE **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 TOUTS VOS DÉPANNAGES

Analyseur dynamique pour

BF - TRANSISTORS

RADIO - FM

TÉLÉVISION

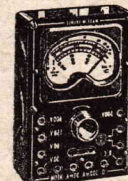
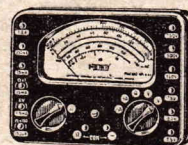
Livré avec cordon et

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. **148.00**

28 calibres **187.00**

METRIX 462, 20 000 ohms par volt. **27.00**

Housse cuir. **27.00**

VOC miniature (indiquer le voltage 110

ou 220 V à la commande) **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 65 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 BOUTIQUE JAUNE

Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. 3246-25 Paris.

Commande à distance photo-électrique pour changement de chaîne TV

par Claude VIMARD

Principe de fonctionnement (voir schéma général fig. 4).

Ce déclencheur photo électrique utilise deux cellules photo-résistantes type LDR 04 Radiotechnique montées chacune dans l'un des enroulements d'un relais polarisé (RP).

La palette A est toujours en contact avec l'un des deux côtés soit G ou D. Les cellules n'étant pas éclairées le champ magnétique dans les deux bobines est égal et pratiquement nul ; si l'on envoie un rayon lumineux concentré sur une des cellules, le champ croît dans l'une des bobines de (RP), la palette bascule et reste en position jusqu'à la prochaine impulsion lumineuse sur l'autre cellule.

Ce relais réalise ainsi les fonctions de sélection et de mémoire pour chaque chaîne TV. Un relais secondaire de puissance (RS) est utilisé derrière (RP) pour transmettre l'information au moteur double sens qui commande le rotacteur.

Ce dernier tourne et s'arrête à l'endroit voulu par l'intermédiaire de micro-rupteurs de fin de course.

Deux voyants néon branchés sur chaque moteur avant les micro-rupteurs, indiquent le bon fonctionnement du système ainsi que la chaîne TV utilisée.

Appareil de commande.

Le dispositif utilisé est une torche électrique vendue dans le commerce sous le nom de « Flèche lumineuse Rowi » (fig. 1).

Cette torche n'est pas destinée à l'éclairage, mais à l'obtention d'une flèche lumineuse utilisée par exemple : pour détailler certaines parties d'une diapositive en projection.

Si l'on se procure cette torche, il suffira de remplacer l'ampoule dont le filament est en forme de flèche par une ampoule normale non dépolie et de même voltage.

Il va sans dire, que cette lampe peut être bricolée, avec n'importe quel boîtier, il suffira de monter devant l'ampoule à une distance d à déterminer, un condensateur qui permettra d'obtenir une image concentrée du filament de la lampe à la distance où l'on pense utiliser l'appareil (de 1 à 5 m). (Voir fig. 2.)

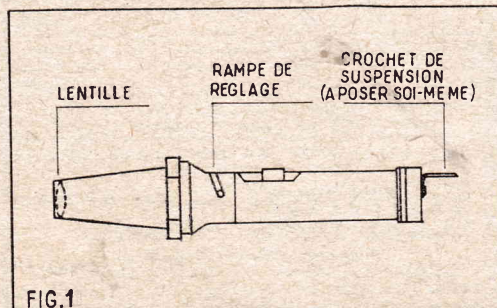


FIG. 1

Boîtier à cellules (fig. 3).

Pour éviter l'influence de la lumière extérieure, les cellules photo-résistantes devront être placées dans un boîtier dont l'intérieur sera peint en noir mat ne laissant passer autant que possible, que le rayon lumineux issu de la lampe de commande pour le passage duquel deux trous sont ménagés.

Ce boîtier comporte également les deux voyants néon correspondant aux deux chaînes TV.

Dans cette réalisation, le boîtier à cellule est fixé sous le téléviseur qui est un

Le tout sauf les cellules, se trouve facilement dans les magasins de surplus. Détail :

- 2 cellules LDR 04 Radiotechnique (en vente dans les magasins Radio).
- 2 potentiomètres miniatures 0,5 M Ω linéaire.
- 1 résistance 100 k Ω 1 W.
- 2 résistances 24 k Ω 1 W.
- 1 résistance 75 Ω 1 W.
- 1 diode miniature 250 V, inv. 100 ma.
- 4 condensateurs papier 0,1 μ F, 400 V min.
- 1 condensateur 16 μ F 320 V.
- 1 résistance R1 suivant relais (RS) utilisé = 13 k Ω 2 W pour (RS) = 10 k Ω 6 ma.
- 1 relais polarisé télégraphique type utilisé Siemens, CS, PI, AI 64, un autre type peut convenir, les deux enroulements (1-4 et 5-8 du schéma) doivent avoir environ 1000 Ω de résistance ohmique.

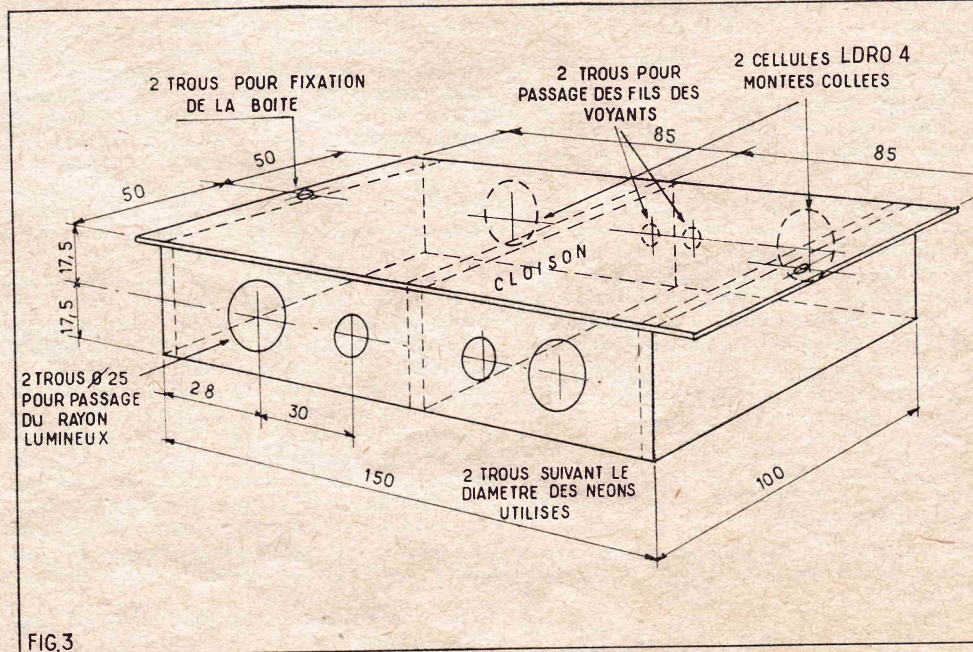


FIG. 3

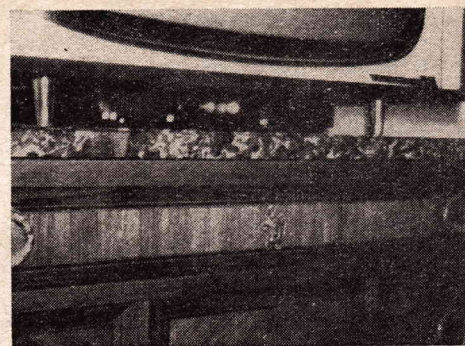


Photo N° 1.

modèle Tévéea monté sur petits pieds (photo n° 1) qu'on ne s'étonne pas de voir sur cette photo quatre trous de cellules et trois néons, car il s'agit là d'un double système à savoir :

- a) Un pour le changement 2 chaînes correspondant à la description ici faite.
- b) Un identique utilisé pour brancher son TV sur chaîne HI-FI.

Le schéma électrique est exactement le même. La seule différence est que le relais (RS) ne commande plus des moteurs, mais commute le Son TV sur un ampli externe HI-FI.

Les cotes ainsi que l'emplacement des néons sont communiqués à titre d'exemple, elles peuvent être modifiées facilement suivant chaque cas.

Matériel électrique.

Le relais peut avoir d'autres enroulements qui seront laissés libres ; il doit comporter au minimum un inverseur (G. A. D. sur schéma).

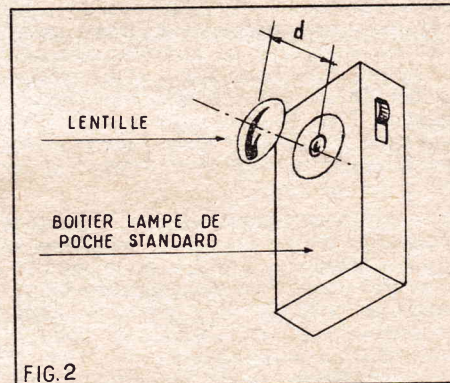


FIG. 2

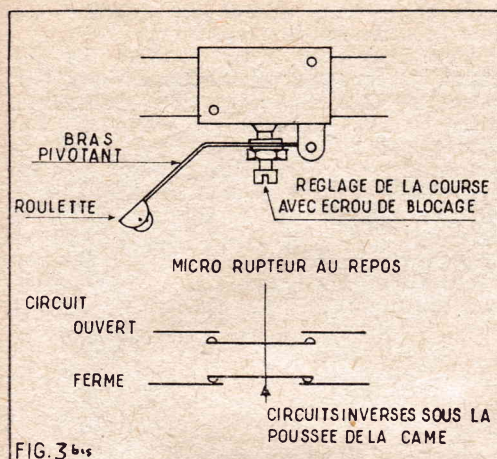


FIG. 3 bis. — Exemple de micro-rupteur utilisé.

- 1 relais (RS) comportant au minimum un inverseur « repos-travail ». La bobine d'excitation devra être assez élevée en résistance ohmique, relais utilisé = $R = 10\text{ k}\Omega$ 6 ma. Si la résistance est différente, il faudra modifier (RI) en conséquence pour obtenir un bon collage du relais (choisir (RI) de dissipation suffisante).
- 2 voyants Néon 110 V, avec support.

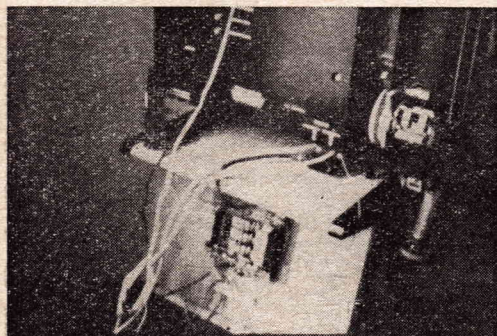


Photo N° 2.

- 2 micro-rupteurs avec chacun un contact inverseur min. 1A, montés avec un petit levier à roulette (Sermec, Arnould ou autre).
- 1 moteur deux sens de marche (2 moteurs inversés sur le même axe) avec réducteur un ou deux tours/mn. Tout ce matériel sauf cellules, moteurs et micro-rupteurs, sera rassemblé sur un petit châssis qui peut être dissimulé si l'on ne dispose pas de place, dans un endroit quelconque autour du téléviseur.

Dans cette réalisation (voir photo n° 2), le châssis est fixé derrière la table TV; il suffira donc de prévoir la longueur du

câble châssis relais TV suffisamment long pour chaque cas.

Une prise avec un nombre de contact suffisant, peut être intercalée dans le câble pour désaccoupler facilement ce châssis.

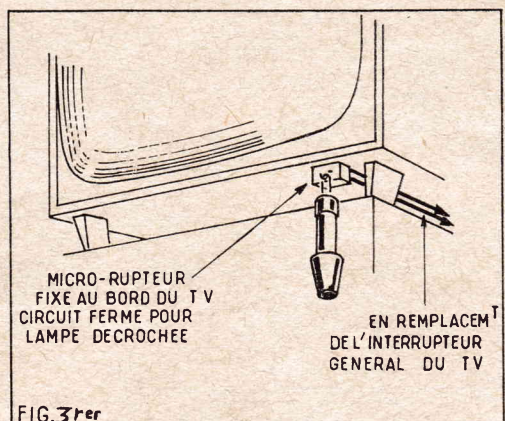


FIG. 3 ter. — Pour rendre l'ensemble plus fonctionnel, on peut réaliser ce dispositif (voir sur la photo N° 2).

Le téléviseur s'allume ou s'éteint lorsqu'on décroche ou accroche la lampe de commande (voir photo N° 2).

Mouvement mécanique.

Dans cette réalisation (photos 3 et 4), l'ensemble du moteur avec came et micro-rupteurs de fin de course ont été fixés sur une petite platine fixée par deux grosses vis à bois sur le fond et au bord de l'ébénisterie (voir croquis de cette platine ci-joint, fig. 5).

Ce dessin est encore une fois donné à titre d'exemple, car il peut ne pas convenir à tous les types de téléviseur. Il faudra donc l'adapter à son cas personnel.

De toute façon et dans tous les cas, sur le rotacteur, il faudra :

- 1° Enlever le bouton ou manette de commande;
- 2° Démonter le ressort de verrouillage qui appuie sur celui-ci afin de positionner les différents canaux TV (ci-dessous schéma de principe);
- 3° Lubrifier l'axe rotacteur.

Si comme dans le téléviseur utilisé, la commande d'accord VHF utilisée est une molette à axe concentrique au rotacteur, il faudra immobiliser cette dernière par un dispositif du genre représenté figure 5 bis avec languette de métal pénétrant dans une strie de la molette.

On peut également, dans le cas où la réalisation de la platine moteur décrite

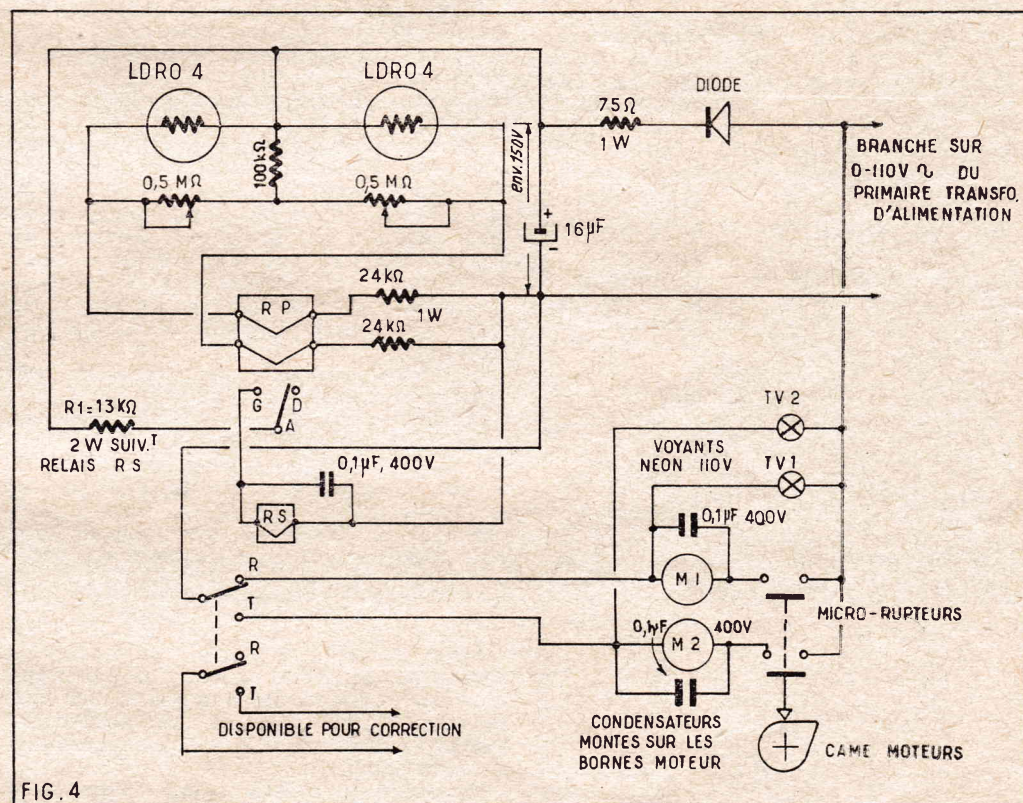


FIG. 4. — Schéma général.

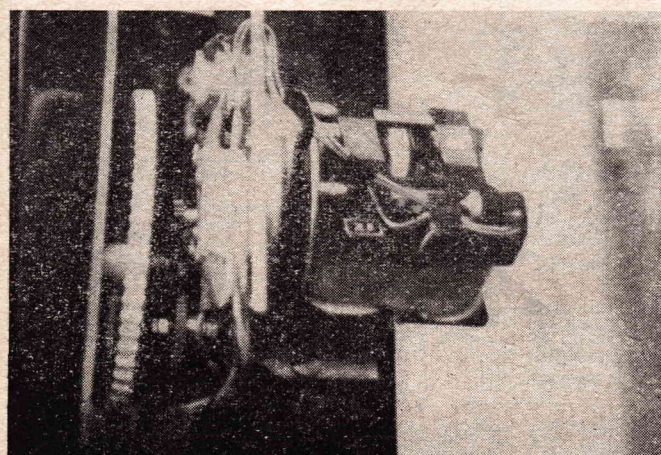
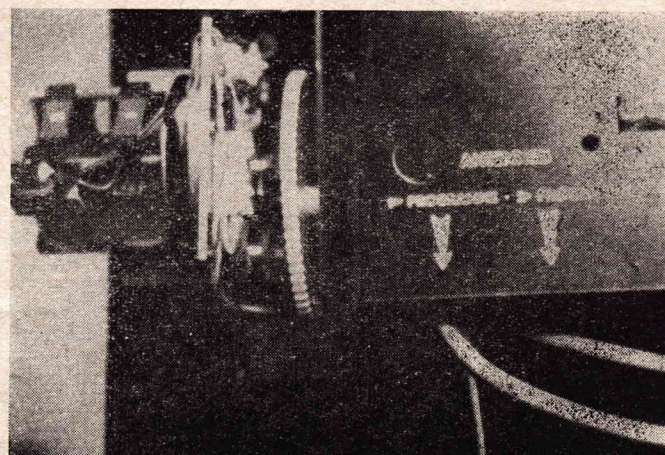


Photo N° 3.

Photo N° 4.



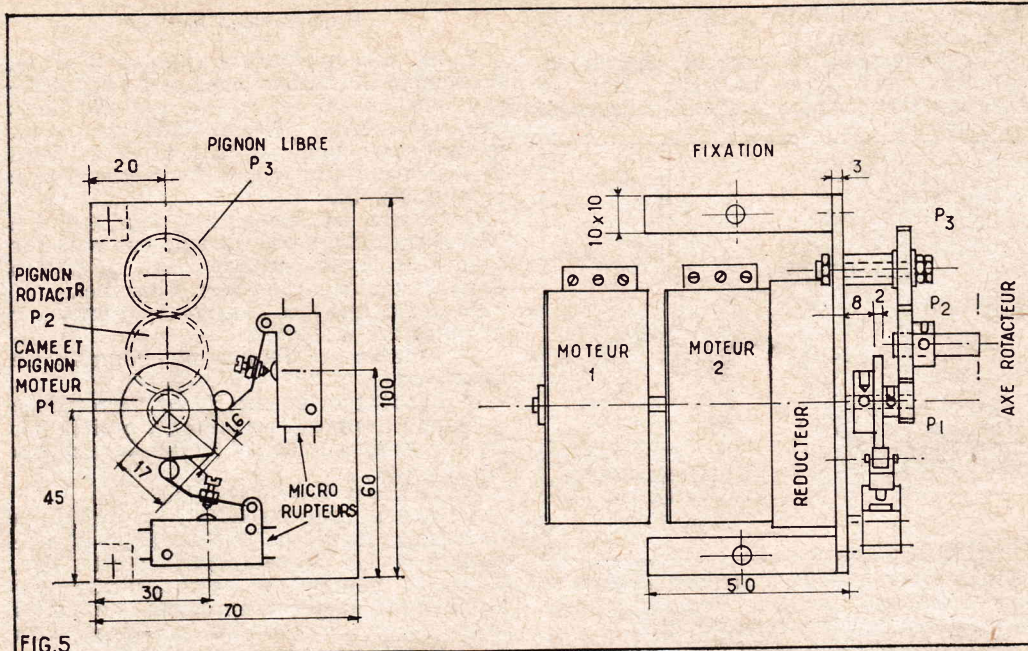


FIG. 5. — Platine moteurs.

Moteur	P1	P2	P3 (roue libre)
1 t/mn	20 d	40 d	Sans importance
2 t/mn	20 d	50 d	modifier les cotes de fixation suivant diamètre.
suivant moteur utilisé	ignon moteur	ignon rotacteur	Ce pignon libre plaque P2 sur P1

P1 et P2 auront 2 vis de fixation à 90°.

Dispositifs auxiliaires facultatifs.

Pour commande supplémentaire de l'automatisme par touches manuelles, il suffit de modifier le schéma comme figure 6 au milieu.

Compensation d'un des circuits du téléviseur :

Il arrive lorsque l'on passe d'une chaîne à l'autre, que tous les réglages ne restent pas absolument identiques ; quelquefois, le radio électricien qui a fait l'adaptation 2^e chaîne n'a pas prévu suffisamment de corrections. On peut se servir du contact « Travail » du micro-rupteur de moteur 2^e chaîne, pour corriger par exemple, le Son ou la Lumière qui sont les cas les plus fréquents.

Un exemple pour une correction est représenté figure 6 en bas.

Exemple pour deux ou plusieurs corrections (fig. 7) ; comme il n'y a qu'un contact de disponible sur le micro-rupteur, il servira à actionner un ou deux relais alimentés sur le 150 cc du châssis. Les contacts de ces relais serviront à faire passer les circuits de corrections voulues :

Fonctionnement et réglages.

Pour la mise en route : alimenter le châssis sur le 110 V, secteur, ne pas brancher les moteurs, les remplacer par des lampes 110 V, 10 ou 20 W, mettre les potentiomètres de 0,5 MΩ au maximum de résistance.

Brancher le châssis : une lampe doit s'allumer et un des voyants s'éclairer. En éclairant, l'une des deux cellules, le premier voyant doit s'éteindre ainsi que la lampe, et le deuxième ensemble doit s'allumer.

Repérer par les chiffres 1 et 2 les lampes et voyants correspondant aux cellules appelées 1 et 2 choisies pour les deux chaînes TV.

Il suffira de reporter ces fils sur les moteurs de commande en tenant compte de leur sens de rotation qui peut être inversé suivant la pignonerie utilisée et également du sens de rotation du rotacteur, de toute façon, il sera facile de les inverser.

Lorsque l'ensemble sera en place sur le téléviseur et pratiquement réglé, il faudra s'assurer par quelques allumages et extinctions successifs, que le système ne bascule pas tout seul.

Si cela était, il suffirait d'agir très doucement sur les potentiomètres de 0,5 MΩ

tout en restant autant que possible v leur maximum de résistance.

Pour l'arrêt en bonne position des moteurs, placer manuellement les deux b rettes 1^{re} et 2^e chaîne du rotacteur à ég distance des lamelles de contact. (V exemple figure 8 en haut).

Sur la platine moteur, placez de m façon le point haut de la came à ég distance des points de contact des mic rupteurs, pour finir, agir sur les vis réglage des micro-rupteurs et les bloqu

En cas d'insuffisance retoucher légè ment aux pentes de la came (fig. 8 en b

Claude VIMARD.

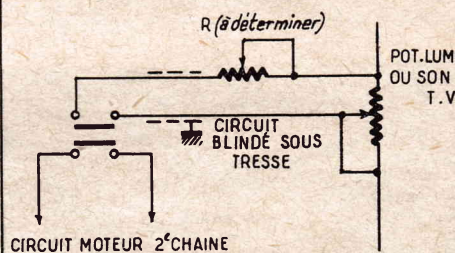
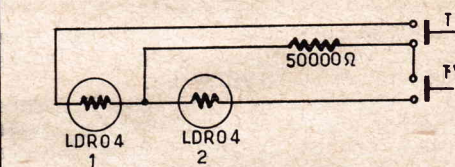
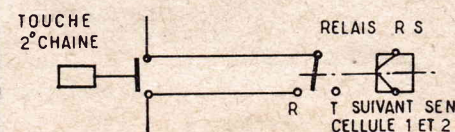


FIG. 6

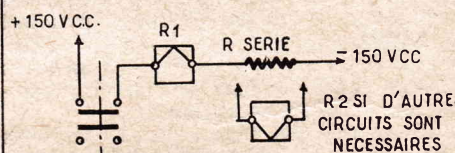
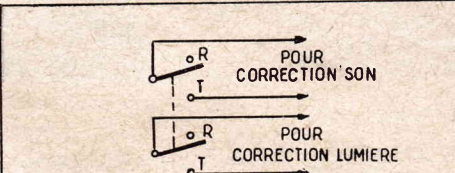


FIG. 7

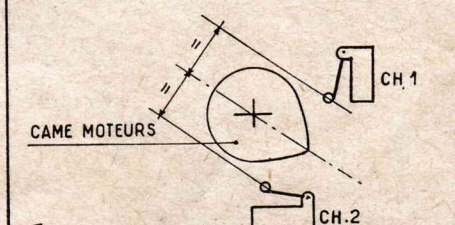
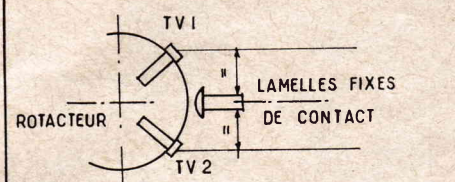


FIG. 8

n'est pas possible, se servir de cette partie de rotacteur pour installer les micro-rupteurs de fin de course (fig. 5 ter).

On peut aussi entraîner le moteur à l'intérieur de l'ébénisterie, par pignons à vis sans fin, renvois d'angles, etc.

Cas d'un téléviseur récent à changement de chaîne par touche commandant un relais :

Avec un téléviseur de ce genre, où l'on n'utilise pas le rotacteur pour changer de chaîne, le système devient beaucoup plus simple, car toute la partie mécanique de ce fait, se trouve supprimée.

Il suffira de brancher, en parallèle, sur la touche de commande des chaînes, le circuit « Travail » du relais (RS).

Exemple : Figure 6 en haut.

RÉACTION NÉGATIVE ET POSITIVE

par E. LAFFET

CONTRERÉACTION D'INTENSITÉ

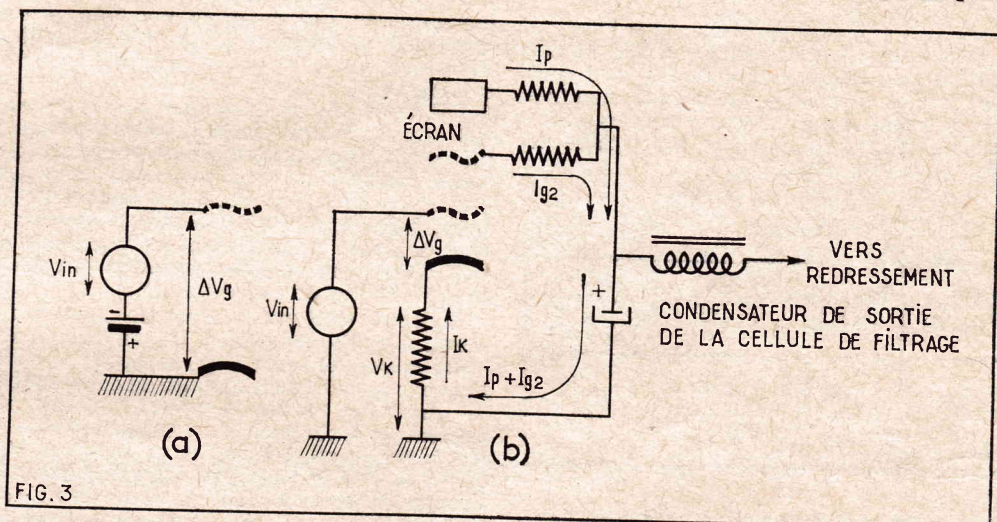
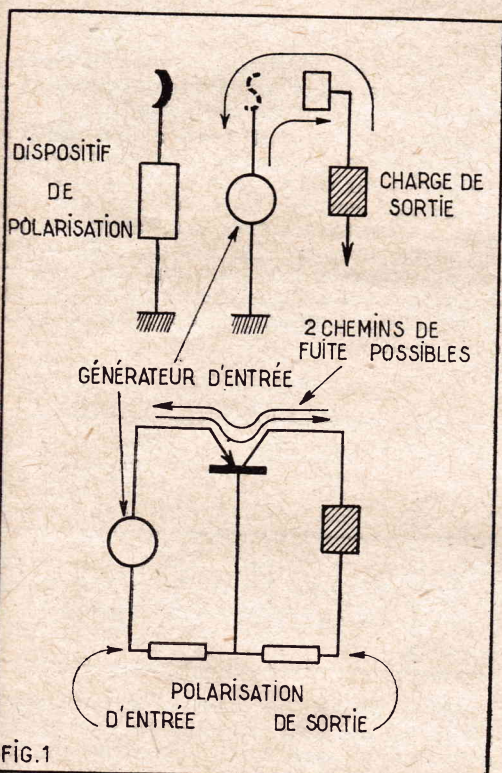
Tout amplificateur comportera pratiquement toujours, au moins, un circuit d'entrée auquel on confiera, suivant le cas, les tensions ou les courants à amplifier et dans le circuit de sortie duquel on désirera prélever les signaux convenablement amplifiés. Que cet amplificateur soit, dans ce but, équipé en tubes à vide ou en transistors, qu'il comprenne un seul étage ou plusieurs en cascade, toujours nous devons faire appel à un dispositif qui contiendra lui-même une entrée et une sortie et qui, pour cette raison, effectuera toujours un couplage entre ces deux sections : une partie des signaux à amplifier ira directement (fig. 1) vers la sortie sans être passée par l'intermédiaire de la lampe ou du semi-conducteur et une fraction des signaux

déjà amplifiés regagnera l'entrée, souvent par la même voie.

Certes, de telles réactions ne sont généralement guère souhaitables, mais une distinction importante s'impose tout de même, suivant que les tensions ainsi reportées s'y présentent en phase ou non. Si nous envisageons (fig. 2) deux périodes successives d'un même signal, cela signifie que les effets seront tout à fait différents, suivant que le report se fait alors que la troisième alternance est déjà entamée (donc en phase) ou que nous en soyons encore à la deuxième

mande ne doit devenir positive et il vaut mieux qu'elle reste toujours éloignée des régions positives d'un demi-volt au moins. Pour être bien certain du respect de cette loi, on prévoit un dispositif de polarisation chargé de déterminer le point de fonctionnement en rendant la grille suffisamment négative pour que, à aucun moment, même dans les pointes positives du signal appliqué, elle ne risque de dépasser, disons « moins 0,5 V ».

Notre démonstration serait des plus aisées si nous intercalions, dans ce but, par exemple, une pile (fig. 3a) dans le circuit de la grille, à sa base surtout, pile qui aurait son pôle « moins » tourné vers la grille, qui ne



opposition de phase). Et là, encore, on ne peut trancher la question sans autres éléments d'information, puisque le report en phase est la condition requise, la plupart du temps, pour l'entretien des oscillations et que la réaction négative, plus connue en France sous le nom de contre-réaction, est un puissant facteur de combat contre toutes sortes de distorsions acoustiques.

La polarisation cathodique.

Il est, en matière d'amplification de basse fréquence, une règle quasi immuable et sans exception, jamais une grille de com-

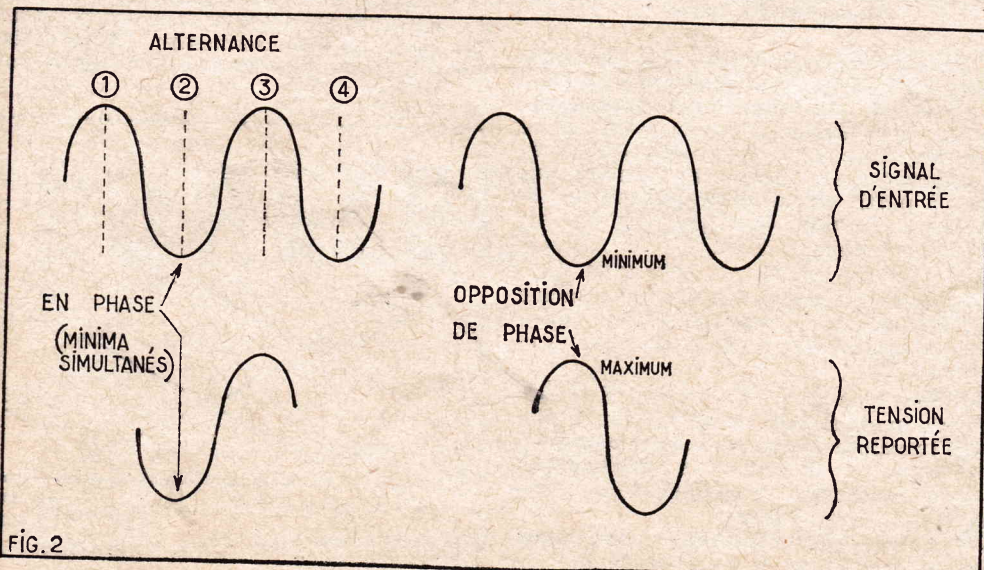
débiterait ainsi pratiquement aucun courant et dans laquelle ne naîtrait alors aucune chute de tension : en voilà bien une qui ne s'utiliserait pas, même en service !

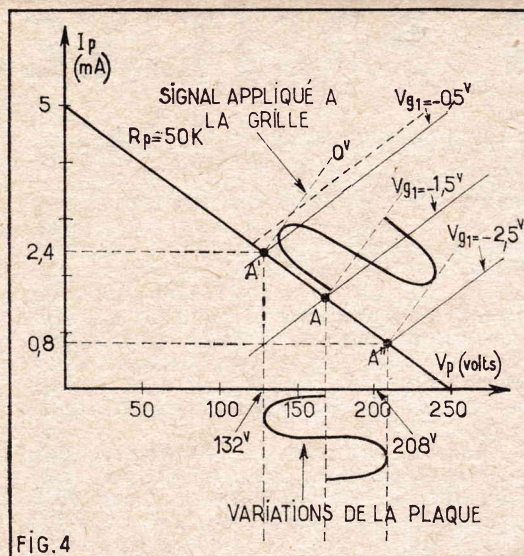
Toute la tension variable, appelée ici V_{in} et fournie par le générateur d'entrée se retrouverait, en effet, directement entre les broches « grille » et « cathode » : elles seront égales ici à ΔV_g , les seules tensions capables de faire varier le potentiel de la grille, fixé par la polarisation. Plutôt que de parler uniquement du potentiel de grille, il serait d'ailleurs plus juste et plus simple d'exiger une différence de potentiel entre cette électrode et la cathode : il suffirait (fig. 3b) d'insérer entre la cathode et la masse une résistance R_K qui serait traversée par le courant électronique (I_p dans le cas de la triode, $I_p + I_{g2}$ dans le cas de la pentode ou de la tétrode), de telle sorte que la cathode devienne plus positive que cette masse, à laquelle retourne le circuit de la grille.

Dans l'exemple choisi ici, et à l'aide des indications que nous relevons (fig. 4) sur la droite de charge tracée dans le système « courant-plaque » par rapport aux tensions-plaque, nous trouvons un courant total de 1,5 mA pour une tension de polarisation de -1,5 V à la grille et une résistance cathodique

$$R_K = \frac{V_K}{I_K} = \frac{1,5 \text{ V}}{1,5 \text{ mA}} = 1 \text{ K } \Omega$$

Si nous renonçons à placer en parallèle sur R_K aucun de ces condensateurs, dont nous attendrions habituellement qu'ils dérivent directement à la masse toutes les variations résultant des signaux variables appliqués à la grille, nous verrons le potentiel même de la cathode varier au rythme

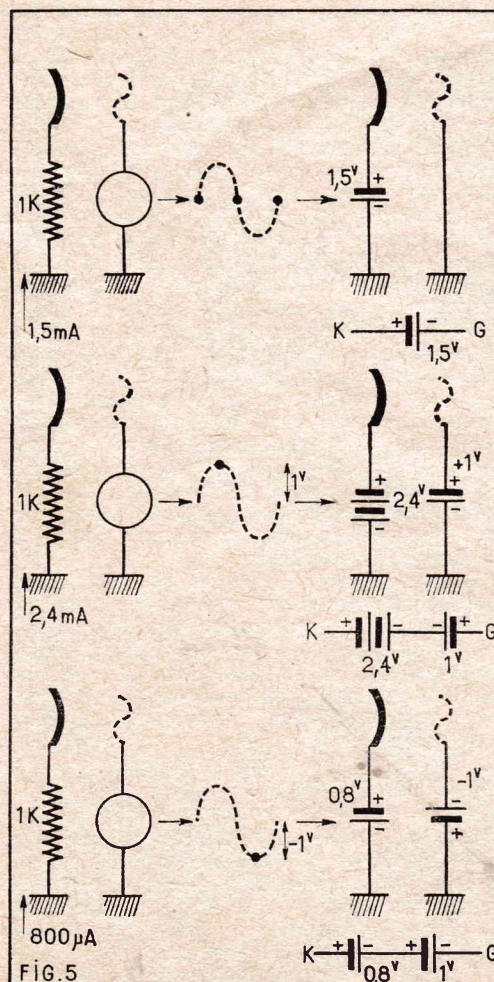




de cette modulation (sinon à son taux). C'est ce que montre le tableau I, pour lequel nous avons envisagé un signal d'entrée sous la forme d'une sinusoïde : nous continuerons d'ailleurs à l'admettre dans la suite de notre exposé.

Tableau I

Points (fig. 4)	Tensions réelles	I_p , ici aussi I_k	$V_k = R_k \times I_p$
A	-1,5 V	1,5 mA	+1,5 V
A'	-0,5 V	2,4 mA	+2,4 V
A''	-2,5 V	0,8 mA	+0,8 V



Premier effet de contre-réaction.

Tant que la source de polarisation se situait dans la grille, la pointe positive de la sinusoïde appliquée avait pour effet de rendre la grille plus positive de 1 V par rapport à la tension de polarisation : le maximum négatif la plaçait de même à moins de 0,5 V effectifs par rapport à la masse. Ici, par contre, avec la polarisation cathodique, en même temps que la grille devient relativement plus positive et passe donc encore à 0,5 V par rapport à la cathode, celle-ci a, elle aussi, varié son potentiel propre qui est passé à 2,4 V (tableau I).

Dans notre figure 5 nous avons remplacé chacun de ces potentiels par une pile : on reconnaîtra parfaitement que dans ce dernier cas elles seront montées en opposition, d'où une résultante de 1,4 V seulement. Retenons bien que grille et cathode semblent varier dans le même sens : une augmentation positive de la grille (1 V) est accentuée encore dans ce même sens par l'action de la cathode qui augmente elle aussi et qui entraîne une ddp pratiquement exploitable de 1,4 V. A l'autre extrémité, au maximum négatif, la grille se trouverait, à proprement parler, à moins 2,5 V, mais par comparaison avec le potentiel atteint à ce moment-là par la cathode, nos deux piles équivalentes seraient cette fois-ci insérées en série et c'est la présence d'une ddp de 1,8 V que nous constaterions entre grille et cathode. Ici encore *accentuation* de l'effet naturel attendu d'une variation de la tension-grille, accentuation dans le sens même de cette variation.

Si nous continuons, comme précédemment, à appliquer encore le signal d'entrée entre la broche « grille de commande » et la masse, nous pourrions déduire de notre figure 3b que cette tension d'entrée V_{in} , due au générateur extérieur, se partage effectivement en deux parties, dont seule ΔV_g , ($\Delta V_g = V_{in} - V_k$) apparaît entre grille et cathode et donnera lieu à une amplification réelle ; c'est elle que nous retrouverons le long de la droite de charge.

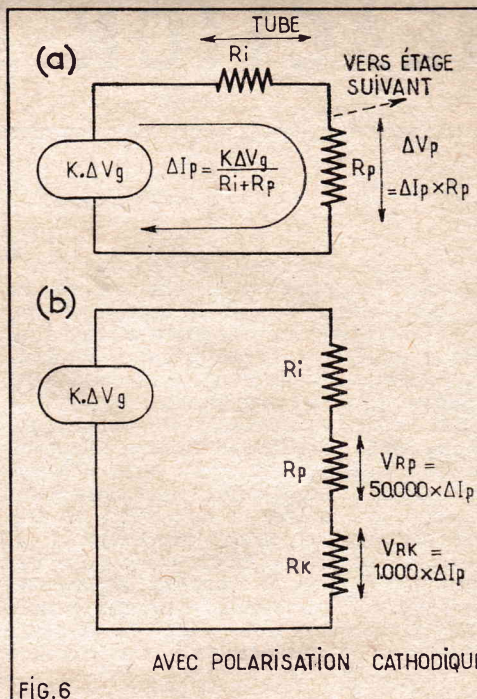
Mais au fond, en introduisant dans ce circuit la résistance de la cathode, le circuit équivalent (fig. 6) n'engendrerait-il pas un nouveau courant ? Certes oui, et nous pourrions même affirmer que, devant l'affaiblissement de ce courant, nous devons rencontrer, d'une part, une résistance interne apparente plus élevée et, d'autre part, une pente relative décroissante. Somme toute, si ces deux facteurs (sur les trois statiques, que l'on définit de coutume) varient, il ne devrait pas être exagéré de considérer que nous nous trouvons devant...

Une nouvelle lampe.

Dans un tel circuit équivalent, on considérerait (fig. 6) comme générateur le tube lui-même et on tiendrait directement compte de la tension d'entrée (réelle) ΔV_g amplifiée, donc $K \times \Delta V_g$, telle qu'elle se présenterait pour l'étage amplificateur suivant ; à partir de là, nous appliquerons la loi d'Ohm la plus classique

$V = R_{\text{totale}} \times I_{\text{total}}$
 $K \times \Delta V_g = (R_p + R_i) \times \Delta I_p$
 et en tenant compte du principe même de l'effet de contre-réaction qui fait également dépendre ΔV_g de la tension de polarisation :

$K(V_{in} - V_k) = (R_p + R_i) \times \Delta I_p$
 Après avoir soumis cette relation à plusieurs transformations, de nature purement algébrique, on en tire trois conclusions :
 — le coefficient d'amplification statique K n'a pas changé ;
 — la résistance interne a augmenté dans la proportion $1 + S \times R_k$;



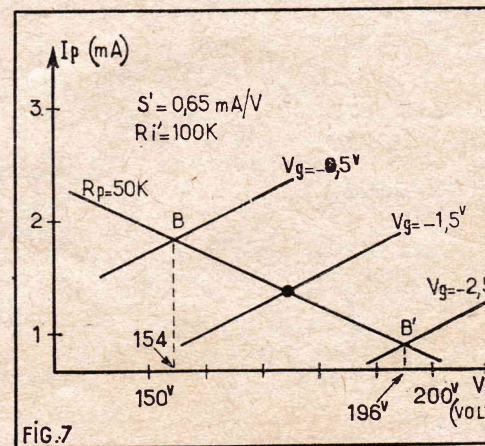
— de toute évidence, comme K restait inchangé, la pente a obligatoirement diminué dans cette même proportion.

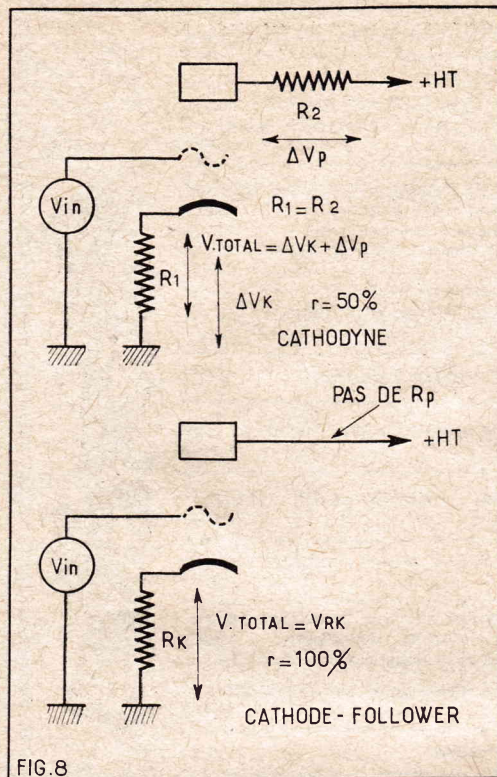
Dans le tube dont nous avons utilisé à l'instant le réseau de courbes caractéristiques pour déterminer le point de fonctionnement correct, on a relevé, avec cet effet de contre-réaction, la valeur de deuxième colonne du tableau II, alors que les relations que nous venons d'établir donnent celles de la troisième colonne, avec la résistance cathodique de 1 000 Ω calculée ci-dessus :

Tableau II

	Sans contre-réaction	Avec contre-réaction $a = 1 + S \times R_k = 2,9$
K	67	67
R_i	35 000 ω	$a \times R_i = 100 \text{ K } \omega$
S	1,9 mA/V	$S = 650 \mu\text{A/V}$

Ainsi, toutes les certitudes que nous avons pu acquérir jusqu'ici se trouvent détruites et, sans avoir à baptiser un tube, nous devons tout de même (fig. 7) en tracer un nouveau réseau sinon complet du moins assez détaillé dans les environs du point de fonctionnement. Une résistance interne plus élevée se traduirait par





une caractéristique plus rapprochée de l'axe horizontal, alors qu'une pente diminuée rapprocherait davantage les caractéristiques les unes des autres. Comme le point de fonctionnement reste immuable, la droite de charge initiale pourra être conservée, mais l'élongation maximum de 2 V de pointe à pointe ne couvrira maintenant plus que l'étendue allant de B à B'.

Le gain (en tension).

Le déterminer rapidement, c'est bien là l'une des utilisations pratiques de la droite de charge : ainsi, nous déduisons de notre figure 4 que la variation de 2 V crête à crête du potentiel de la grille se répercute dans la plaque par une variation de 76 V (de 132 V à 208 V), d'où un

$$\text{gain en tension sans contre-réaction} = \frac{76 \text{ V}}{2 \text{ V}} = 38$$

La figure 7 qui concerne le soi-disant nouveau tube (en réalité de nouvelles valeurs statiques pour l'ancien — et unique — tube) donnerait de même une étendue de 46 V seulement (196 V à 154 V) soit un nouveau

$$\text{gain avec contre-réaction} = \frac{42 \text{ V}}{2 \text{ V}} = 21$$

Le calcul confirmerait bien ces deux résultats, puisque les variations de potentiel du circuit de la sortie résultent effectivement des variations de courant et celles-ci engendreraient, en fait, trois chutes de tension (fig. 6b) : aux bornes de la charge anodique de toute évidence, aux bornes de la résistance de cathode (la tension de polarisation elle-même) et enfin, la résistance interne du tube qu'il ne faut absolument pas négliger. A telle enseigne même que l'on ne récoltera, en fait, que la première de ces variations (en négligeant la deuxième, ici un cinquantième seulement), alors que nous perdrons 40 %, non récupérables, dans l'espace interne de la lampe ; du coefficient d'amplification statique K, il ne subsistera plus alors que

$$\text{Gain} = K \times \frac{R_p}{R_p + R_i}$$

Et c'est cette valeur qui deviendrait avec la « nouvelle » résistance interne le

$$\begin{aligned} \text{gain avec contre-réaction} &= 66 \times \frac{50\,000}{50\,000 + 100\,000} \\ &= \frac{66 \times 5}{15} = 22 \end{aligned}$$

donc sensiblement la valeur lue ; l'écart faible et très acceptable tient, on le comprend sans peine, au manque de précision de la lecture qu'il est possible de faire à une telle échelle.

Mais il est une autre façon encore d'établir cette dernière valeur, façon plus conforme peut-être encore à la réalité et plus facilement applicable à des penthodes, alors que la méthode exposée jusqu'ici se prête mieux à des triodes dont les courbes I_p en fonction de V_p sont plus proches de la verticale. Cette variante fait intervenir...

Le taux de contre-réaction.

Dans le calcul précédent, nous nous sommes permis, en partant du circuit équivalent, de négliger, en une première approximation, la chute de tension qui pouvait naître aux bornes de la résistance cathodique. En principe cependant, et en la considérant seule, nous aurions dû modifier la droite de charge, prévue pour une charge anodique de 50 000 Ω, et la remplacer par une nouvelle droite qui concernerait une résistance de charge de 51 000 Ω, mais dans la pratique, cet écart est suffisamment faible pour qu'on puisse le négliger, du moins sous cette forme.

Or, aux bornes de cette R_k , nous retrouvons, bel et bien (fig. 6b), la cinquantième partie de la totalité des chutes obtenues dans R_k et dans R_p , et c'est bien cette fraction qui diminue la tension du générateur dans les proportions indiquées plus haut. On définit ainsi un taux de contre-réaction

$$r_{cr} = \frac{R_k}{R_k + R_p}$$

Pour un tel rapport entre deux groupes de résistances on n'a évidemment à choisir aucune unité et on se contentera d'un simple nombre ; d'un nombre, la plupart du temps, largement inférieur à l'unité : ici, nous trouverons, par exemple, en reprenant les valeurs déjà utilisées à plusieurs reprises

$$r_{cr} = \frac{1\,000}{1\,000 + 50\,000} = 1,96 \%$$

Pratiquement, les valeurs les plus élevées seront atteintes pour ce taux dans les deux montages spéciaux que nous aurons l'occasion de voir : le cathodyne (50 %) et le cathode-follower (100 %) (fig. 8).

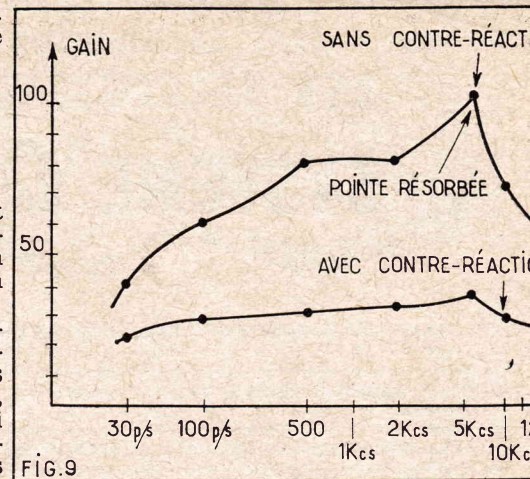
Avec ou sans contre-réaction, le gain en tension comparera, par définition même, la tension du générateur (V_{in}) à la tension (ΔV_p) engendrée aux bornes de la charge anodique ; or, ici, l'introduction de R_k ne retient plus de V_{in} que la fraction ΔV_g et le gain G' , qui concerne le circuit contre-réactionné, se représenterait d'abord sous la forme

$$G' = \frac{\Delta V_p}{\Delta V_g + V_k}$$

et ensuite, après un développement que nous vous (et nous) épargnons ici :

$$G' = \frac{G}{1 + r G}$$

Cette relation des plus usitées, renferme donc, d'une part, G , le gain de ce même étage, sans contre-réaction (par l'emploi en parallèle sur R_k d'un condensateur de



valeur appropriée, et, d'autre part, précisément, le taux de contre-réaction lui-même, dans notre exemple numérique, cela donnerait bien

$$G' = \frac{38}{1 + \frac{1,95}{100} \times 38} = 22$$

donc bien la valeur établie (à peu de chose près) par lecture directe sur les courbes.

Courbe de réponse.

Si l'on peut admettre que le taux d'une contre-réaction obtenue à l'aide d'une simple résistance ne varie, en principe pas avec la fréquence à laquelle se présentent les tensions d'entrée, il n'en est pas de même du gain, comme on le sait suffisamment, pour que nous n'ayons pas à en rappeler ici les raisons. Si ce taux reste donc constant, son effet se fera sentir d'autant plus que le gain initial est lui-même plus élevé et on dispose ainsi bien d'un excellent moyen de résorber les pointes de résonances dues à l'amplificateur lui-même, ou encore au haut-parleur et à sa membrane.

Dans le cas de notre figure 9, nous lisons les gains inscrits dans notre tableau III, sur lequel nous avons reporté également

Tableau III

Fréquence	Gain		Perte
	sans CR	avec CR	
30 p/s	40	22	45 %
100 p/s	60	27	55 %
500 p/s	80	30,5	62 %
2 kHz	80	30,5	62 %
5 kHz	100	33	67 %
10 kHz	70	29	58,5 %
12 kHz	50	25	50 %

les nouvelles valeurs, calculées, par exemple, comme ceci :

$$G'_{30 \text{ p/s}} = \frac{G}{1 + r G} = \frac{40}{1 + \frac{2}{100} \times 40}$$

$$= \frac{40}{1 + 0,8} = 22$$

$$\text{Perte} : \frac{40 - 22}{40} = \frac{18}{40} = 45 \%$$

On trouve effectivement la confirmation que les pertes les plus importantes sont subies par les gains dont la valeur était la plus forte en l'absence de cet effet de contre-réaction.

PETITS MONTAGES TRANSFORMABLES

par J. DEWEERDT

Il existe — et la description en a été publiée dans ces colonnes à différentes reprises — de nombreux petits montages électroniques accessibles aux débutants désireux de se « faire la main » avant d'aborder des réalisations plus importantes. Ces petits appareils peuvent avoir aussi l'intérêt d'une utilisation pratique : jouets divers, systèmes d'alarme, etc.

Les montages décrits ci-dessous, sans prétendre innover en la matière, ont été étudiés pour comporter le maximum d'éléments com-

muns, ce qui permet la transformation de l'un à l'autre en n'ayant que quelques composants peu coûteux à remplacer, les pièces principales étant réutilisées.

On dispose ainsi d'une gamme de 5 montages dont le prix du plus simple ne dépasse guère 20 F, la série complète pouvant être réalisée et expérimentée pour 50 F au plus. D'autres transformations sont d'ailleurs réalisables dans les mêmes conditions, nous y reviendrons ultérieurement.

La platine.

Tous les montages s'effectuent sur une même platine de bakélite, d'isorel, voire de carton fort, très simple à réaliser selon les figures 1 et 2.

Selon le désir de chacun, on peut réaliser successivement les différents montages sur une seule platine que l'on modifie, ou faire plusieurs platines en ne déplaçant que les transistors de l'une à l'autre, résistances et condensateurs — pièces assez peu coû-

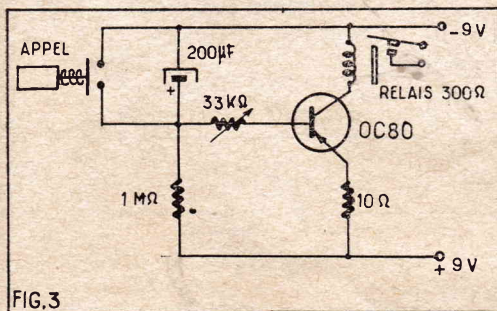
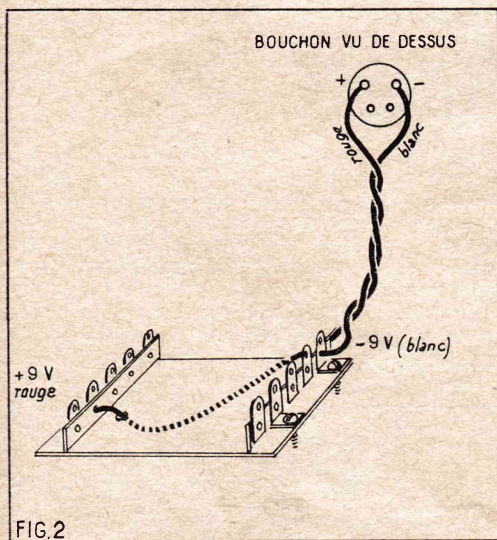
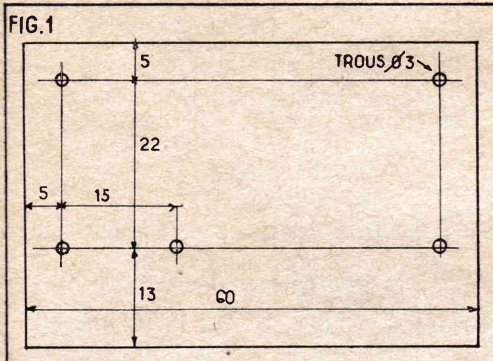


FIG. 3

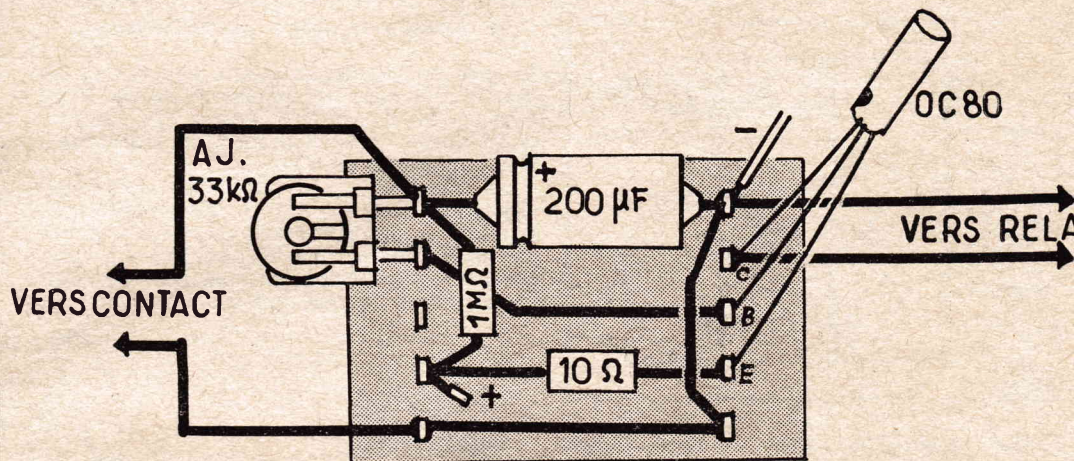


FIG. 4

teuses — n'étant pas réutilisés (les valeurs utiles ne peuvent d'ailleurs être identiques d'un montage à un autre). Il peut alors être avantageux d'utiliser des supports de transistors pour ménager ceux-ci. Le type OC80 a été choisi pour ses possibilités de dissipation en puissance, ce qui constitue une sécurité en cas d'erreur de câblage ou de réglage qui entraînerait un débit anormal.

Certains éléments restent extérieurs à la platine : alimentation (2 piles 4,5 V en série), potentiomètre, relais, ou autre. Ceci permet, soit d'éloigner ces éléments et les placer à l'endroit jugé le plus approprié, soit d'installer l'ensemble après essais satisfaisants dans un petit boîtier de plastique, de contreplaqué ou de carton.

Pour une platine, il faut :

- 1 plaquette support (bakélite, isorel, carton) ;
- 2 barrettes relais 5 cosses (miniature) ;
- Vis et écrous 3 mm ou rivets (alu, laiton) ;
- Cordon haut-parleur 2 conducteurs : longueur suivant disposition envisagée ;
- 1 bouchon connecteur 4 broches pour boîtier coupleur des piles.

1^{er} montage : minuterie électronique.

Lorsqu'on presse le bouton d'appel, on enclenche un relais dont le contact travail met en fonctionnement un circuit électrique quelconque : jouet électrique, sonnerie, lampe, etc.

Après un délai ajustable à volonté (temps de recharge du condensateur court-circuité par le bouton d'appel : fig. 3), le transistor OC80 est bloqué, le relais déclenche et coupe le circuit commandé. La charge du condensateur étant plus longue si sa capacité est augmentée, on voit que la valeur de 200 µF n'est qu'indi-

cative et pourra être portée à 500 ou 1 000 µF si on désire allonger le délai de déclenchement.

Le câblage s'effectue selon la figure 4 sur la platine standard décrite ci-dessus.

On utilise :

- 1 OC80 ;
- 1 relais 300 Ω (le modèle JO 1 ou 2 semble recommandable, ou Gruner, Kako, etc.) ;
- 1 condensateur électrochimique 12 V, capacité 200 à 1 000 µF comme indiqué plus haut ;
- 1 résistance ajustable 33 kΩ ;
- 1 résistance 1 MΩ ;
- 1 résistance 10 Ω ;
- 1 poussoir contact.

La résistance ajustable est à régler pour obtenir le collage et le décollage francs du relais.

2^e montage : clignoteur électronique.

Une ampoule clignote à un rythme réglable par la manœuvre d'un potentiomètre. 2 transistors sont utilisés (fig. 5). La base de chacun est couplée au collecteur de l'autre, le transistor qui débite à un instant donné bloquant la base de

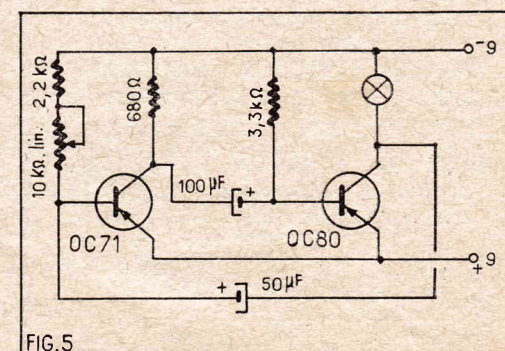


FIG. 5

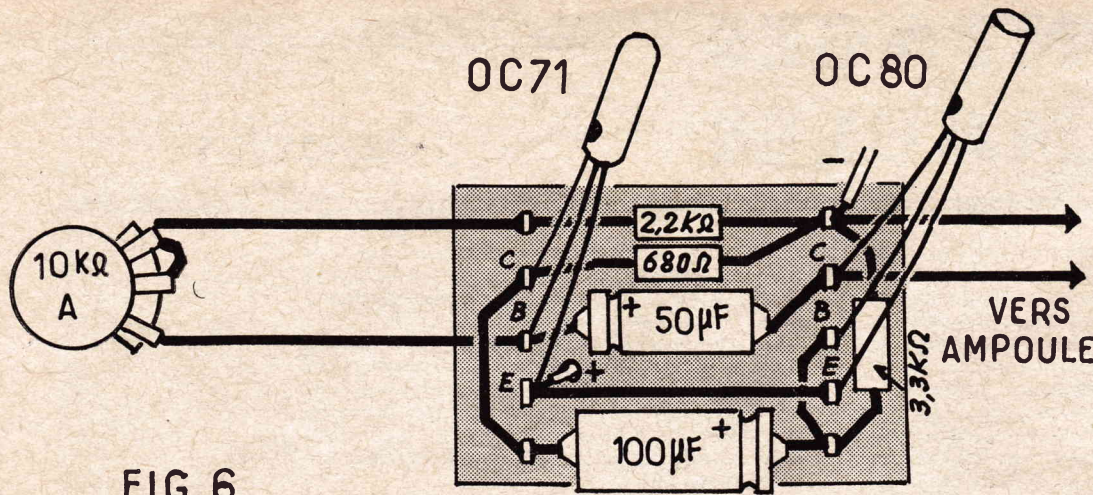


FIG. 6

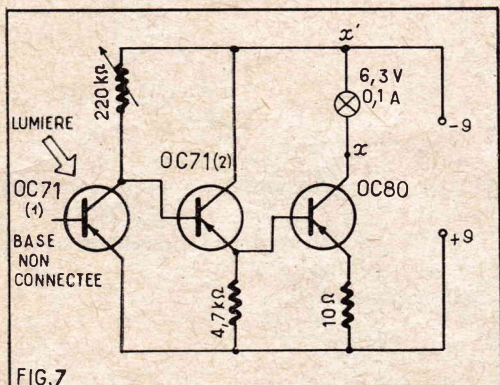


FIG. 7

l'autre pendant la durée de la décharge du condensateur de liaison.

Le câblage (fig. 6) se réalise à l'aide du matériel ci-après :

- 1 OC80 ;
- 1 OC71 ;
- 1 potentiomètre 10 kΩ linéaire ;
- 1 ampoule 6,3 V, 0,1 A et sa douille à vis ;
- 1 électrochimique 50 μF 12 V ;
- 1 électrochimique 100 μF 12 V ;
- 1 résistance 680 Ω 1/2 W ;
- 1 résistance 3,3 kΩ 1/2 W ;
- 1 résistance 2,2 kΩ 1/2 W.

3^e montage : cellule photo-électrique.

Cette cellule est du genre avertisseur de passage. Lorsqu'une personne ou un objet s'interpose entre une source de lumière et la cellule, celle-ci avertit par l'allumage d'une ampoule témoin.

Le schéma (fig. 7) montre la cellule sensible constituée par un transistor OC71 (1) dont on a gratté l'enduit noir (les types à enveloppe métallique ne conviennent pas). La lumière qui frappe ce transistor diminue sa résistance interne qui est très grande à

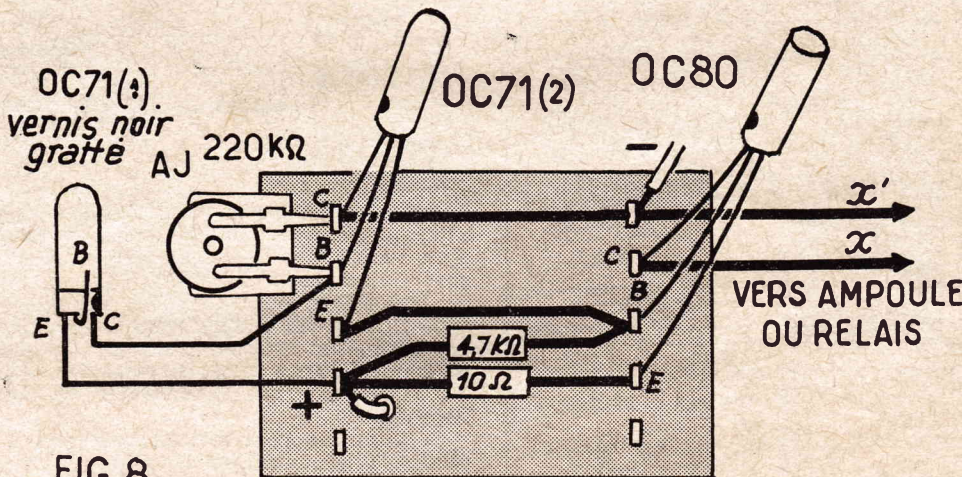


FIG. 8

l'obscurité. Il en résulte des variations de polarisation de la base de l'OC71 (2). Celui-ci bloque ou débloque à son tour le transistor OC80.

L'ampoule témoin pourrait être remplacée par tout autre accessoire fonctionnant sous 6 V environ et ne consommant pas plus de 0,1 à 0,2 A ; petit moteur jouet ou télécommande par exemple.

Après câblage selon la figure 8, on réglera la résistance ajustable de telle sorte que l'ampoule éclaire normalement dans l'obscurité et s'éteigne avec le maximum de sensibilité à la lumière. Celle-ci peut être concentrée sur la cellule par une petite lentille. Il convient de chercher la meilleure orientation de cette cellule pour le maximum de sensibilité. La cellule réagit surtout aux radiations rouges. Présentes dans la lumière des ampoules à incandescence et la lumière solaire directe, ces radiations sont peu abondantes dans la lumière du jour diffuse et celle des tubes fluorescents : la cellule est pratiquement insensible et ces dernières sources de lumière.

Il faudra :

- 1 OC80 ;
- 2 OC71 (du type représenté sur la fig. 8 ;
- 1 ampoule 6,3 V, 0,1 A et sa douille à vis ;

- 1 résistance ajustable de 220 kΩ ;
- 1 résistance 4,7 kΩ 1/2 W ;
- 1 résistance 10 Ω 1/2 W.

4^e montage : déclencheur électronique.

Même montage que le précédent, mais l'ampoule témoin est remplacée par un relais qui permet la commande d'un circuit extérieur exigeant une puissance relativement élevée (dans la limite des possibilités indiquées par le fabricant du relais soigneusement pour ne pas détériorer les contacts de celui-ci).

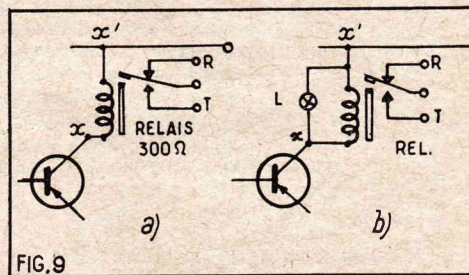


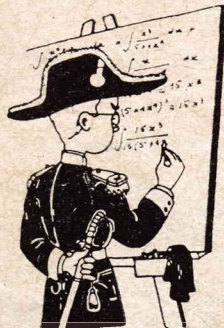
FIG. 9

(fig. 9 a). Il est très possible de modifier simplement le relais en parallèle sur l'ampoule du montage précédent (fig. 9 b).

On utilisera donc le matériel prévu pour la réalisation de la cellule photo-électrique auquel on ajoutera le relais 300 Ω de l'un des types indiqués pour le premier montage (minuterie).

Le relais restant déclenché tant que

LES MATH. SANS PEINE



Les mathématiques sont la clef du succès pour tous ceux qui préparent ou exercent une profession moderne. Initiez-vous chez vous par une méthode absolument neuve et attrayante, d'assimilation facile, recommandée aux réfractaires des mathématiques.

RÉSULTATS RAPIDES GARANTIS

AUTRES PRÉPARATIONS

COURS SPÉCIAL DE MATH.

APPLIQUÉES À L'ÉLECTRONIQUE

Cours accélérés des classes de 4^e, 3^e et 2^e.

ÉCOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES

20, RUE DE L'ESPÉRANCE - PARIS XIII^e.

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

Veuillez m'envoyer sans frais et sans engagement pour moi votre notice explicative n° 124 concernant les mathématiques.

Nom..... Ville.....

Rue..... N°..... Dpt.....

COUPON

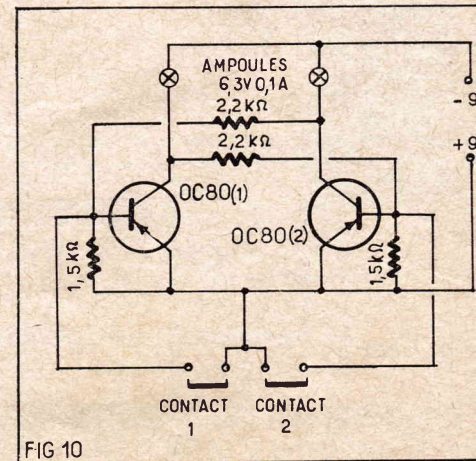


FIG. 10

5^e montage : bascule.

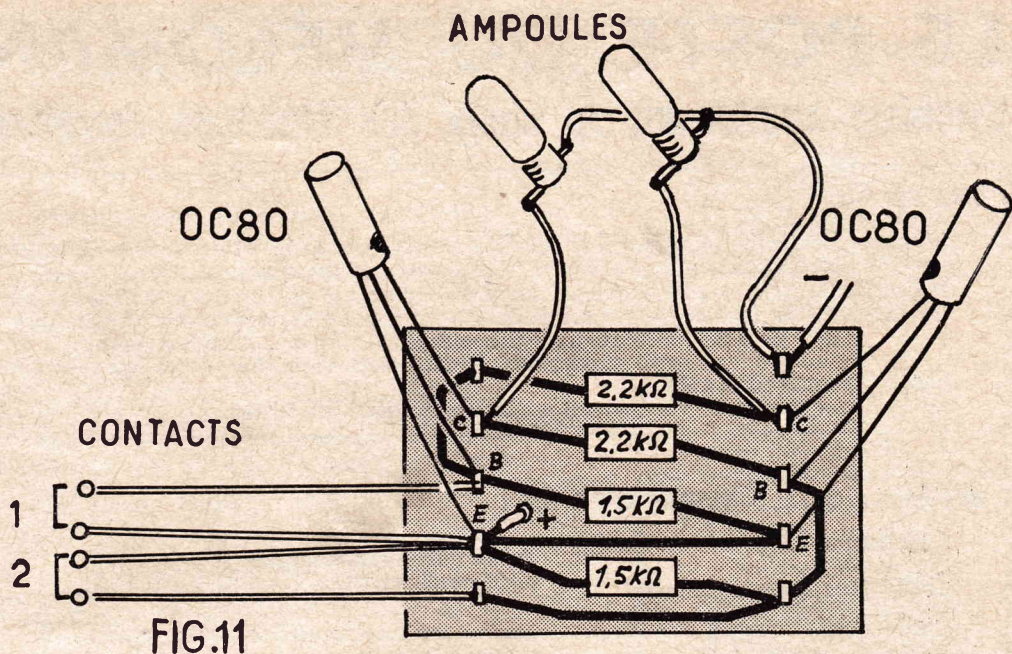
Nous avons ici 2 petites ampoules, l'une allumée, l'autre éteinte. Un contact très léger et très court suffit à provoquer l'inversion ; la première ampoule s'éteint, l'autre s'allume. Nouveau contact, nouvelle inversion, etc. Contrairement aux commutateurs mécaniques qui nécessitent une certaine énergie pour leur commande, il suffit ici d'effleurer un contact très souple pour « basculer ».

Les ampoules constituent la charge de collecteur de 2 OC80 (fig. 10), la base de l'un étant couplée au collecteur de l'autre. Quand OC80 (1) conduit, la chute de tension dans l'ampoule porte son collecteur de -9 V à -3 V environ. Par le pont $2,2\text{ k}\Omega$ - $1,5\text{ k}\Omega$, la base de l'OC80 (2) devient moins négative et ce transistor est bloqué. Il se débloque si OC80 (1) cesse de conduire, ce que l'on provoque en réunissant sa base au $+9\text{ V}$ par le contact 1. Pour une nouvelle inversion, il faudra bloquer OC80 (2) par le contact 2.

Quelques idées d'utilisation : cible de tir avec contact placé derrière la mouche, signal rouge et vert pour train électrique ou circuit automobile, jouet, etc.

Le câblage, indiqué figure 11, nécessite :

- 2 OC80 ;
- 2 ampoules 6,3 V-0,1 A et leurs douilles à vis ;
- 2 résistances $1,5\text{ k}\Omega$;
- 2 résistances $2,2\text{ k}\Omega$.



Ces montages ne font pas l'objet d'une réalisation commerciale et les amateurs intéressés devront se procurer leurs éléments chez les revendeurs de pièces détachées annonceurs de cette revue. Les transistors OC80 se trouveront aisément dans les maisons tenant le matériel de télécom-

mande mais pourraient faire défaut chez les revendeurs de matériel radio courant. La même remarque s'applique aux relais 300 Ω .

Nous espérons vous communiquer ultérieurement une nouvelle série de transformations qui sont actuellement à l'essai.

LA TV AU NOUVEAU MARCHÉ DE L'OR DE LA BOURSE DE PARIS

Ce circuit fermé de télévision dont la réalisation a été confiée à PHILIPS a pour but la transmission des informations du tableau d'affichage des cours aux agents des banques. En effet, ces derniers travaillant dans des boxes étaient jusqu'à maintenant mal placés pour suivre l'affichage. Désormais, dotés d'un récepteur de télévision donnant l'image intégrale du tableau, leur travail peut s'accomplir dans de bien meilleures conditions.

Les 90 boxes sont reliés au réseau de télévision mais tous ne sont pas encore équipés de leur récepteur.

PHILIPS n'envisage pas seulement cette diffusion interne, tout à fait classique, par réseau de câble coaxial, mais peut appliquer ce système ou un procédé dérivé à des transmissions d'informations à distance.

Ce dernier permet alors de desservir de nombreux points différents et éloignés du centre où sont effectuées les prises de vues. Eventuellement, toutes les données d'un

tabeau comme celui de la Bourse peuvent être projetées sur un grand écran atteignant des dizaines de mètres carrés.

L'installation actuelle étudiée pour présenter une sécurité maximum de fonctionnement comprend quatre caméras transistorisées, haute qualité, avec tubes d'analyse vidicon et objectifs SOM-BERTHIOT $F = 25\text{ mm } 1/1,4$. Les caméras fonctionnent à volonté par groupe de deux couvrant chacune une moitié du tableau.

En effet, ce dernier d'une grande longueur et d'une faible hauteur ($1,50 \times 4\text{ m}$ environ) ne correspond en rien au rapport normal des dimensions de l'image télévision (rapport 4/3).

Pour utiliser au mieux les caméras et les récepteurs de diffusion, il a fallu avoir recours au découpage électronique.

Une caméra analyse un demi-tableau sur la partie supérieure de son tube d'analyse. La deuxième caméra analyse l'autre moitié du tableau sur la partie inférieure de son tube d'analyse.

Un effacement ramène au noir la partie d'image inutile.

Ensuite, par mélange électronique des signaux des deux caméras, un signal unique est reconstitué donnant une image complète normale où la partie droite du tableau se trouve placée au dessous de la partie gauche, sur les écrans des récepteurs.

Bien que l'analyse se fasse en 625 lignes entrelacées, 25 images seconde, la résolution est très bonne et permet la lecture aisée de 600 caractères sur les divers moniteurs transistorisés, installés dans les boxes, dont l'écran n'a qu'une diagonale de 22 cm.

L'ensemble des équipements de contrôle et de commande est incorporé à une baie située dans un local accessible aux seuls techniciens.

La mise sous tension de l'installation se fait à partir du pupitre de commande du tableau d'affichage.

Un récepteur de contrôle permet à l'opérateur de s'assurer du bon fonctionnement de la télévision.

En cas d'incident sur l'image, un simple

interrupteur met en service un équipement complet de remplacement. Les risques d'incident sont ainsi limités au maximum et l'intervention d'un technicien peut avoir lieu en dehors des séances de bourse.

A NOS LECTEURS

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

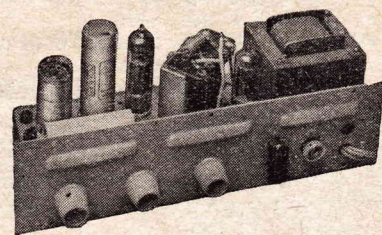
Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales, d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent ingénieuses.

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

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

Selon leur importance les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10.00 à 50.00 F ou exceptionnellement davantage.

HAUTE FIDÉLITÉ



AVR 4,5 W

Pour électrophone 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EL84 - 1 x EZ80.

3 potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissance - Matériel et lampes sélectionnés - Montage Baxandall à correction établie - Relief sonore physiologique compensé.

En pièces détachées. NET 78.00
Câblé en ordre de marche. 128.00
Prix

★ Autres modèles d'amplis et tuners FM.

★ Enceintes acoustiques.

RADIO-VOLTAIRE

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

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

PARKING ASSURÉ

LE POSTE DU MÉLOMANE

Synthèse conduisant au choix des éléments composants

R. GUIARD

PARTIE HF

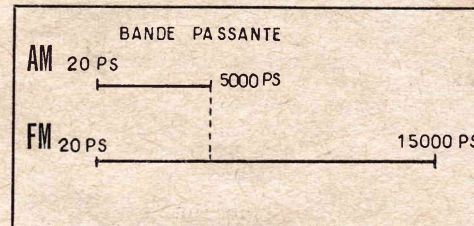
Si vous pouvez vous dispenser de l'écoute des grandes ondes et des postes étrangers, pas d'hésitation, adoptez d'office la modulation de fréquence.

Mais à condition de n'être éloigné du poste émetteur que de 50 à 80 km au plus car la portée est limitée, une antenne de 1,50 m doublet ou trombonne est nécessaire.

— La bande passante s'étend bien davantage — surtout dans les aigus.

— Le volume sonore entre pianissimos et fortés est bien plus accusé qu'en modulation d'amplitude (AM).

— Il n'y a plus guère de parasites atmosphériques ou autres.



EN BF. — QUELS TUBES CHOISIR ?

Comme amplificateurs de tension } Tubes antimicrophoniques :
Comme déphaseurs } (sans crachement)
Comme tubes de puissance }

Tubes renforcés ou « série professionnels » mais souvent 3 fois plus chers.

Tubes usuels tétrode 6V6 (en américaine KR mieux encore).

Exemple :

EF86 - ou EF40 plus ancien
EL84 F
12AU7 A double triodes (ou WA)
12AX7 A... etc. — d° —

Exemple :

6AQ5 W = 6 005
7 320 équivalent à EL84 S

ou

EL84 montés en UL. (diminution de harmoniques III) amortissement sur B 6V6.

MONTAGE EN PRÉAMPLIFICATRICE BF

Considérant ici le seul emploi d'un PU piézo ou FM ou AM (non pour micro et PU magnétique) nécessitant un tube de plus (triode).

Si on utilise le déphaseur type cathodyne et si, le changement de tonalité par contre-réaction sélective seule (système le plus simple) on emploiera la pentode EF86 ou deux triodes éventuellement la EF89.

Mais si on ajoute (avant la contre-réaction) un correcteur Baxandall par exemple il faudra une triode de plus.

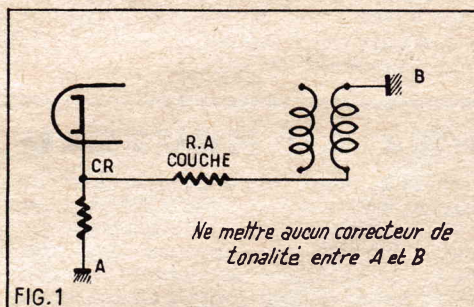


FIG.1

Ne mettre aucun correcteur de tonalité entre A et B

COMME TUBE DÉPHASEUR

- La résistance interne du tube sera faible.
- La pente élevée.
- La polarisation habituelle du tube considéré relativement élevée.

(Nous ne parlons ici que du cathodyne).

On choisira entre :

le tube ECC82 (un élément seul utilisé)

R1... 7 700 Ω . — Polarisation 8,5 V. — Pente... 2,2.

ou un tube de puissance (le même par exemple que pour les deux du PP) monté alors en triode.

Mais si dans le premier cas les R. de charge ont 20 000 Ω dans le second cas on n'emploiera que 2 R. de 5 000 à 8 000 Ω .

— Le déphaseur de Schmidt nécessitera un tube de plus.

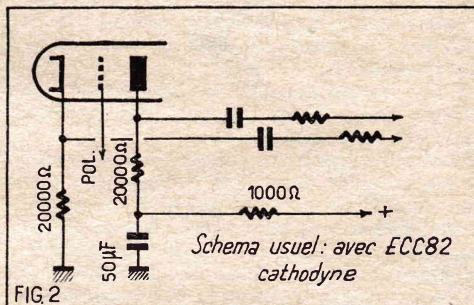


FIG.2

Schema usuel: avec ECC82 cathodyne

ÉVITEZ LES ROTATIONS DE PHASE

Employez pour cela : La cellule de correction

La liaison directe

Employez un très bon transfo de sortie Augmentez (autant que peut se faire) la CR — mais chutez brutalement les aigus au niveau maximum choisi par exemple 30 000 PS.

Employez une faible R. de charge en regard d'un condensateur de liaison de valeur élevée et si vous ne craignez pas un courant de grille, employez une assez forte valeur comme résistance de fuite.

Certains techniciens (non sans raison) emploient de faibles valeurs comme résistance de fuite mais utilisent un CP de 0,25 μ F en compensation.

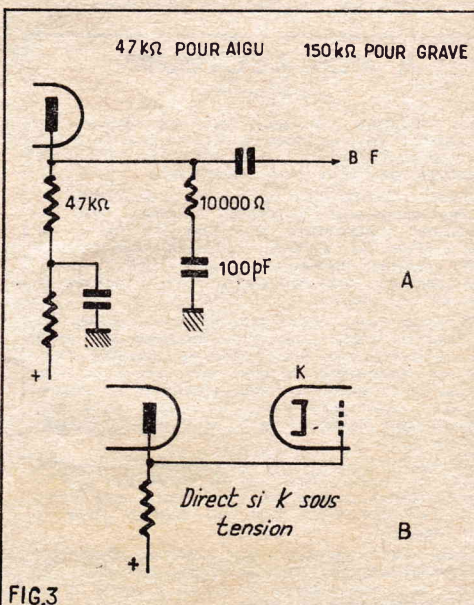


FIG.3

47k Ω POUR AIGU 150k Ω POUR GRAVE

ÉQUILIBREZ BIEN VOTRE PP

L'équilibrage statique facile à réaliser sans complication donc recommandé (par simple Pot. Loto)

il ne s'agit que d'un réglage périodique de polarisation cathodique pour obtenir un débit identique des deux tubes (aucune connexion à enlever).

L'équilibrage dynamique nécessite l'emploi d'un oscilloscope.

A défaut on placera entre C de liaison et point chaud de la résistance de fuite une résistance (*fig. 2*) (sur chacune des lignes et de valeurs identiques) assez élevée — donc en série celles-ci seront environ du 1/20^e de la valeur des résistances de fuite.

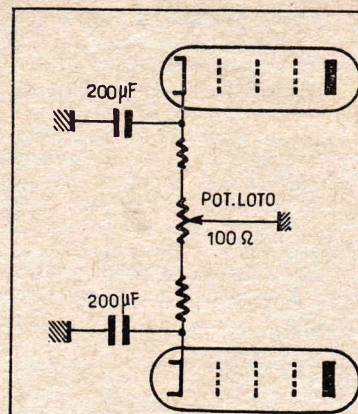


FIG.4

MONTAGE EN UL

Shuntez toujours la (ou les) résistances de polarisation par un condensateur de très forte valeur (200 ou mieux 500 µF).

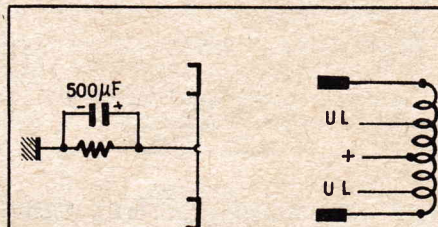


FIG.5

ALIMENTATION

Prévoyez un transfo d'alimentation capable de débiter bien plus qu'il ne serait nécessaire en HT.

Entre arrivée HT et point milieu du transformateur de modulation PP mettez un condensateur de 100 µF.

Une self à fer de 100 Ω (capable de supporter un gros débit) entre cathode de valve et point milieu du transformateur de modulation ne fait pas de mal.

Ajustez bien la tension écran de votre pentode amplificatrice de tension (au besoin par montage en pont. Résistance à la masse).

N'oubliez pas de découpler (surtout la résistance de charge anode de votre déphaseuse).

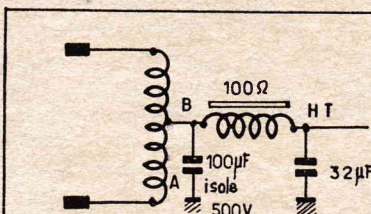


FIG.5 A B

TRANSMODULATION

Évitez-la en employant un filtre de coupure (dans sec. à HP). Transformateur de modulation à BM.

— Eloignez l'un de l'autre vos deux HP.

— ou mieux employez deux lignes séparées BF (l'une pour le grave, l'autre pour l'aigu).

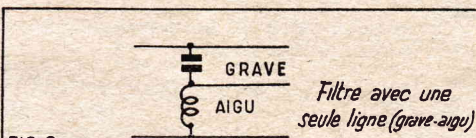


FIG.6

HAUT-PARLEUR ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Ondes stationnaires. — Si l'ébénisterie est un peu de forme allongée, employez la cloison séparatrice médiane de feutre.

Employez une caisse de résonance de volume important pour le HP de grave, 200 à 250 dm³.

aucune enceinte acoustique pour le HP d'aigu placé à l'extérieur (une planchette suffit).

Un baffle, fut-il rempli entre parois de sable, ne donnera de très bons résultats que s'il a près de 3 m de côté !

Un haut-parleur exponentiel, pour un même diamètre de membrane, se contentera d'un volume intérieur plus faible (enceinte à décompression laminaire recommandé).

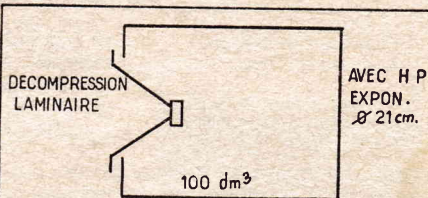


FIG.7

AVEC DEUX LIGNES DISTINCTES

Mais non semblables : Pseudo-stéréo (qu'il ne faut pas confondre avec stéréo).

Pour le grave : un PP seul ne peut donner qu'un résultat valable.

En aigu : une amplificatrice BF suivie d'un seul tube (ex. : 6AQ5) suffira.

le HP tweeter placé bien entendu sur ligne d'aigu avec interposition d'un C de 4 µF papier.

Prévoyez la coupure autour de 500 PS entre HP28 cm et HP : 16 cm.

Si votre HP n'est pas de diamètre suffisant tenez-vous à un octave seulement au-dessous la période de résonance du HP.

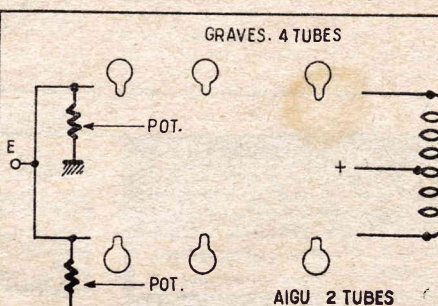


FIG.8

CHOIX DU TRANSFORMATEUR DE MODULATION

Il devra avoir les caractéristiques suivantes :

- Grains orientés - Circuit en double C.
- Inductance primaire élevée (pour graves) - Tôles croisées.
- Inductance de fuite faible - Aigus - Entrefer.
- Densité de flux magnétique peu élevée.
- Faibles pertes dans les enroulements et noyaux.
- Résistance faible des enroulements.
- Enroulements en sandwich si possible.
- Adaptation correcte bien entendu.
- Puissance nominale correspondante aux tubes en crête et à HP employé (15 watts pour puissances moyennes) (EL84 - 11 à 17 W).

Quelques marques réputées :

Audax TU, 101
 Millerioux FH28B
 Lie AY342
 Supersonic TW15
 Sonolux
 Savage
 Partridge P. 5 000

CONTRE LE SOUFFLE :

- 1° N'exagérez pas le nombre de tubes en cascade ;
- 2° Employez des tubes antimicrophoniques ;
- 3° Et surtout employez aux bons endroits des résistances à couche uniquement (contre effet Johnson - agitations thermiques) ;
- 4° Si un circuit se contente d'une résistance en série d'un demi-watt, mettez $R = 1 \text{ W}$;
- 5° Donnez à votre collecteur d'onde (antenne ou cadre) non exagéré mais suffisant — pour dominer le souffle propre des lampes.

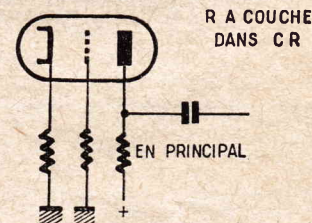


FIG.10

ÉVITEZ LES RONFLEMENTS TOUT EN PROTÉGEANT VOS LAMPES

Une précaution connue : un potentiomètre loto de 100Ω en shunt sur l'enroulement chauffage du transformateur d'alimentation ;

Il y a mieux encore. — Si vous avez sur cathode une résistance de charge de très forte valeur (le cas d'une détection sylvania ou d'un déphaseur cathodyne) polarisez (+) votre chaîne des filaments à 25 ou 40 V (max.) schéma ci-contre.

Observations. — Si vous avez un Tuner FM du commerce, vous n'aurez généralement qu'un seul fil d'alimentation. Les autres électrodes filaments sont à la masse. Prévoyez alors un petit transfo de chauffage complémentaire pour le seul tuner.

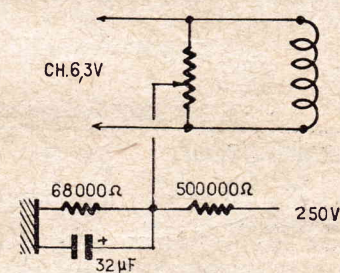


FIG.11

CONCEPTION GÉNÉRALE D'UN EXCELLENT AMPLI :

A titre d'exemple (2 solutions simples et d'usage courant) : charges comprises entre 15 000 à 20 000 Ω max.

- Avec un PP de tétrodes : 1^{re} BF = 1/2 ECC83 - Déphaseuse 1/2 ECC83 - Driver ECC82 - et montage PP en ultra linéaire. Liaison directe entre les deux ECC83 - (10 W mod.)
- Avec un PP de EL84 : sous 250 V 11 W mod. en pointe ; sous 300 V 17 W mod. en pointe ; prévoir HP 15 W - Tr. mod. 15 W (surtout sous 300 V).
- 1^{re} BF = EF86 : en pentode (liaison par cond. de $0,2 \mu\text{F}$) idem pour PP tétrodes entre déphaseuse et Driver et PP ; en déphaseuse un tube de puissance quelconque monté en triode, avec très faibles résistances de charge, 5 à 7 000 Ω .

Soyez très exigeant sur la faible tolérance permise des valeurs entre résistances ayant fonction identique (montages symétriques) 5 % peuvent passer - 2 % sont mieux encore à l'étalonnage.

N'employez pas de condensateur à enveloppe de verre.

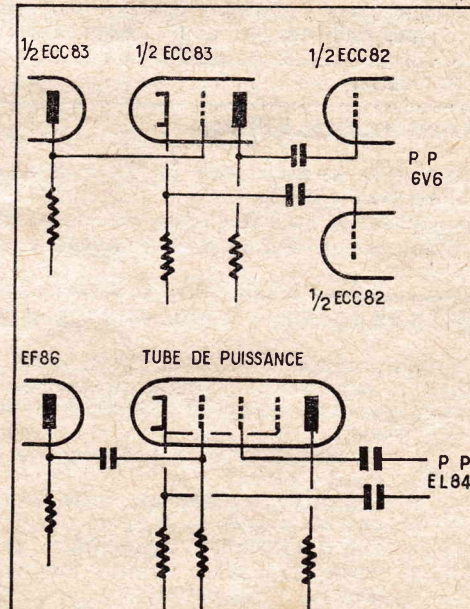


FIG.12

COGEREL

CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

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

Magasins - pilotes :

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

**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 %

S.P.I. 89 - 10