

radio plans

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

Dans ce numéro :

Un **POSEMÈTRE**
ÉLECTRONIQUE
pour **agrandisseur**
photographique

XXXII^e ANNEE - N° 215 - SEPTEMBRE 1965

1,50 F - Prix au Maroc : 173 FM - Algérie : 170 F

et

LES PLANS
d'une chaîne
HAUTE-FIDÉLITÉ
à transistors 10 watts

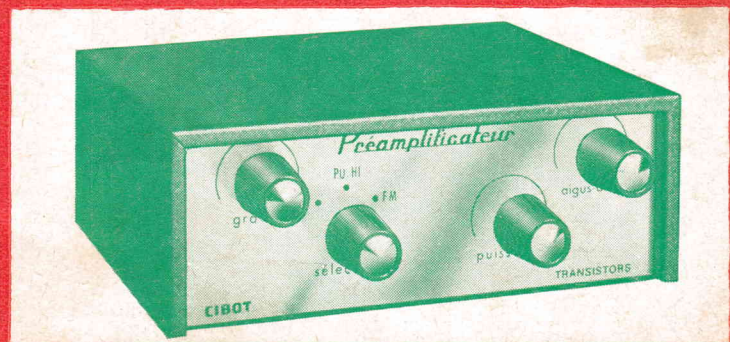
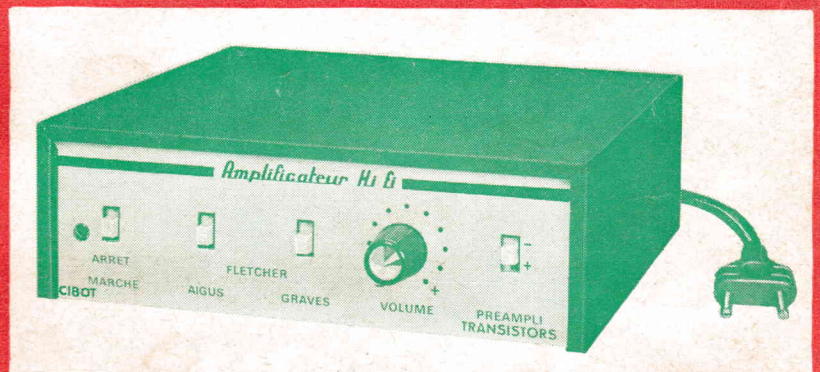
d'un

ÉLECTROPHONE
STÉRÉOPHONIQUE
semi-transistorisé

et de ce

PETIT

AMPLIFICATEUR
BF 1 WATT
à 4 transistors



POSEMÈTRE ÉLECTRONIQUE

pour agrandisseur photographique

par J. MARPEAUX

PRINCIPE

Un posemètre destiné à cet usage peut appartenir à deux types différents.

Le premier type correspond aux appareils professionnels. La mesure du temps de pose se fait pendant la pose elle-même, la cellule étant par exemple disposée de manière à recevoir la lumière réfléchie par la surface du papier exposé. L'intensité plus ou moins grande du courant dans la cellule sert à régler un temporisateur électronique qui éteint l'agrandisseur au moment voulu pour que l'exposition du papier soit correcte.

Un tel appareil, mis entre les mains d'un opérateur expérimenté, permet un travail très rapide. Mais pour un amateur qui ne se livre que de temps à autre à son passe-temps favori, il présente l'inconvénient de laisser à l'appréciation visuelle la détermination de certains éléments du problème : tout d'abord la mesure du contraste qui conditionne le choix du papier. Par ailleurs la cellule réagit à l'éclairage moyen fourni par toute la surface du cliché, il est clair que, si nous avons photographié, par exemple un petit chat noir devant un mur blanc, la cellule, recevant une quantité de lumière nous conduira à une surexposition considérable. C'est pourquoi de nombreux appareils comportent un réglage manuel qui permet, pour chaque cliché, de corriger les indications fournies par la cellule.

Dernier inconvénient, d'ordre technique, celui-là. La cellule reçoit la lumière diffusée par la surface du papier, dont l'intensité est très faible. Elle travaille alors dans de mauvaises conditions et l'on risque d'être gêné par le courant d'obscurité de la cellule, surtout lorsque le cliché est un peu « bouché ». Ce courant d'obscurité représente alors en effet une fraction non négligeable du courant débité, ce qui entraîne des complications dans le montage.

Le second type, qui correspond à la solution adoptée peut sembler à première vue d'un automatisme moins complet. En réalité il permet de résoudre les difficultés que nous avons signalées.

L'opération se fait en deux temps : tout d'abord la cellule étant posée sur le plateau de l'agrandisseur, mesure grâce à un milliampèremètre l'intensité lumineuse reçue. La cellule est alors abondamment éclairée, il n'y a donc aucune difficulté. D'autre part la cellule photorésistante utilisée est de dimensions relativement faibles (1 cm²). Il est donc possible, en déplaçant sur l'image, d'en évaluer le contraste. Si d'autre part une position réduite de l'image doit être particulièrement rendue, c'est évidemment là que la cellule sera placée, ce qui résout le cas envisagé plus haut.

Lorsque l'intensité lumineuse aura ainsi été mesurée en toute quiétude, il suffit à l'opérateur, grâce à un graphique établi une fois pour toutes, en fonction du type de papier utilisé, d'afficher sur le temporisateur chargé de régler la durée de la pose les indications nécessaires et de passer ensuite à l'exposition du papier.

DESCRIPTION DE L'APPAREIL

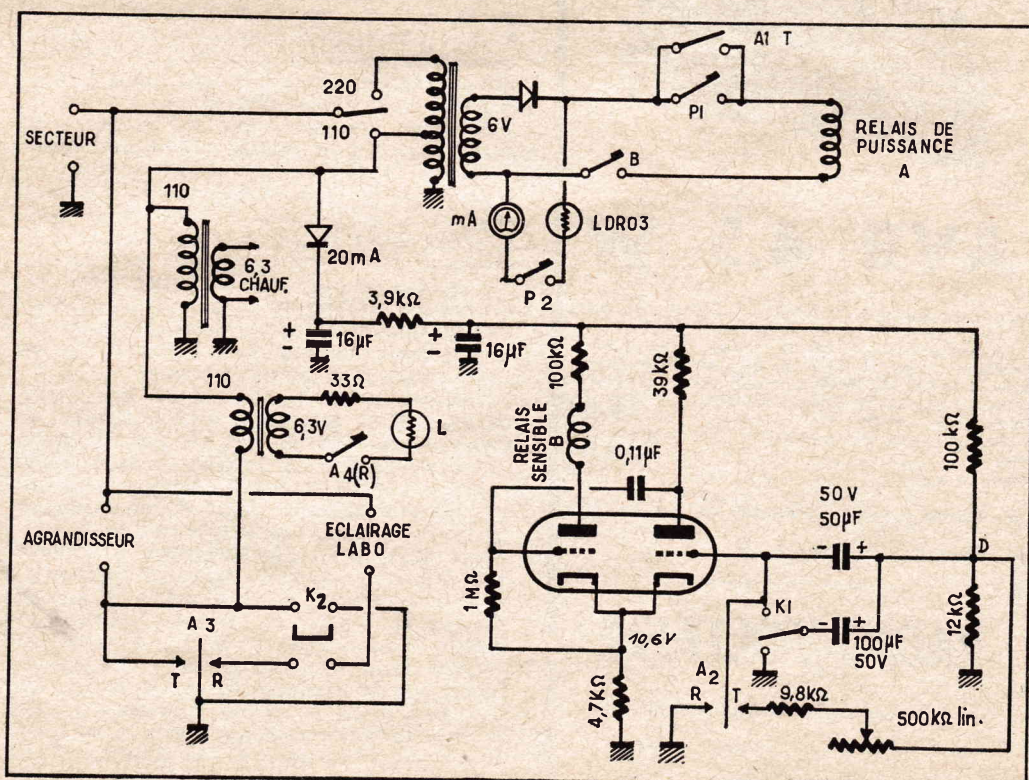
1) La cellule

Cette cellule est du type LDR03. Elle est alimentée par le transformateur prévu pour l'enroulement du relais de puissance. A. En fait, comme nous le verrons plus loin, le relais ne fonctionne pas au moment où se fait la mesure et la tension disponible aux bornes de la cellule dépasse notablement les 6 V indiqués sur le schéma. Dans le circuit de la cellule se trouve l'appareil de mesure. J'ai personnellement utilisé un Monoc sur les sensibilités 0,1 ; 1 ; ou 10 mA selon le cliché utilisé. Tout appareil ayant ces sensibilités peut évidemment convenir. Dans le circuit de la cellule se trouve également un bouton poussoir P₂, son rôle est d'empêcher que la cellule ne soit, entre les mesures, mise hors de service par un éclairage trop brutal. Lorsque par exemple nous allumons la lumière

blanche d'éclairage du laboratoire, la résistance de la LDR03 décroît en effet lorsque l'éclairage s'accroît. L'intensité du courant traversant la cellule augmente donc et nous risquons de dépasser la puissance maximum qui peut être dissipée sans détérioration (0,2 W). Il est recommandé de monter la cellule sur une plaque isolante qui portera également P₂.

Les cellules photorésistantes ont un comportement un peu particulier dont il faut être averti. Mises en présence d'un éclairage donné elles ne réagissent qu'assez lentement, il faudra donc attendre quelques secondes avant de lire le milliampèremètre, l'aiguille ne s'immobilisant pas immédiatement. Ce délai dépend quelque peu de l'éclairage subits par la cellule avant son utilisation (surtout si ces éclairages étaient intenses). Et c'est pourquoi il est souhaitable, entre les mesures, de mettre la cellule à l'abri d'une lumière trop vive, en la glissant dans un tiroir par exemple.

Pendant les mesures, le milliampèremètre est éclairé par la lampe L alimentée par un transformateur spécial. Cette lampe peut par exemple être montée sur la façade de l'appareil en la munissant d'un petit capot qui évitera toute lumière para-



Pour **RÉUSSIR** dans l'électronique

il faut des **MATHS**



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

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

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

(Essai gratuit. Résultat garanti).

Retournez-lui ce bon à l'

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

GRATUIT

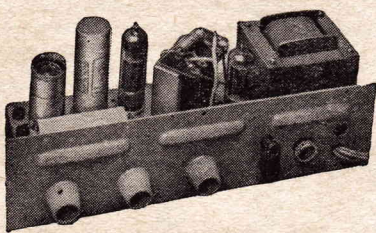
sans frais ni engagement, notre notice explicative n° 924 concernant MATH'ELEC

NOM _____

PRÉNOM _____

ADRESSE _____

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 sans plaque avant. NET

Câblé en ordre de marche. **78,00**

Prix **128,00**

Port en sus **7,00**

★ Autres modèles d'amplis et tuners FM.

★ Enceintes acoustiques.

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS (11^e)

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

PARKING ASSURE

site sur le plateau de l'agrandisseur où se trouve la cellule. C'est également pour éviter tout éclaircissement intempestif de la cellule qu'une résistance de 33 Ω a été prévue pour limiter l'éclat de la lampe (lampe de cadran 6 V).

2) Le système de commutation

Il est essentiellement assuré par le relais de puissance A qui doit comporter les contacts A₁ à A₄. Les lettres R et T sur la figure indiquant que le contact est établi soit pour la position repos du relais soit pour la position travail. Dans la position repos nous voyons en particulier que, si l'inverseur K₂ est en position inférieure, la lanterne de sécurité est allumée et l'agrandisseur éteint. En faisant basculer K₂, l'agrandisseur s'allume et la lanterne s'éteint, ce qui permet la mise au point de l'image. D'autre part A₁ étant fermé la lampe L est allumée, ce qui permet la lecture du milliampermètre. Si nous ramenons K₂ en position inférieure, l'agrandisseur ne pourra s'allumer que si A passe en position travail. Le montage électronique a pour but de maintenir A dans cette position pendant un temps déterminé à l'avance et réglable à volonté. Ce qui permet l'exposition du papier photographique. A noter que dans ces conditions A₁ est ouvert et que la lampe L est éteinte afin d'éviter toute illumination indésirable du papier.

3) Le système temporisateur

Le circuit électronique contient une double triode ECC 81. La triode de gauche, polarisée par la résistance de fuite de 1 MΩ, débite. Son circuit anodique contient le relais sensible B qui « colle ». Le contact de ce relais est représenté par l'interrupteur B dans le circuit du relais A (contact travail). Cet interrupteur est donc fermé. P₁ est un bouton presseur à contact travail, A₁ un contact travail de A. Ce relais est donc au repos comme nous l'avons dit, A₁ et P₁ étant ouverts. Le contact A₂ est alors sur la position R et la seconde triode, fortement polarisée par la chute de tension dans la résistance cathodique, ne débite pas.

Le condensateur de 50 μF et celui de 100 μF sont chargés sous une différence de potentiel égale à celle existant entre le point D et la masse. A noter l'inverseur K₁ qui permet, soit d'associer les condensateurs en parallèle, soit d'isoler celui de 100 μF du circuit grille, mais en le maintenant constamment chargé.

Si nous appuyons sur P₁ le relais A passe en position travail et l'agrandisseur s'allume, A s'étant fermé. A continué à coller lorsque nous relâchons P₁. Le passage de A₂ en position T isole d'une part la grille de la triode située à droite de la masse et branche d'autre part aux bornes du condensateur une résistance de décharge. La différence de potentiel aux bornes du condensateur va donc décroître de façon exponentielle et la tension de la grille augmente progressivement.

Lorsque cette tension atteint la tension de cut off la triode se met à débiter. A cause de la chute de tension dans la résistance de 39 KΩ, la tension de cette électrode s'abaisse. Le condensateur de 0,1 μF va transmettre cette chute de tension à la grille de la triode de droite qui va se bloquer. Mais alors l'interrupteur B s'ouvre et le relais A retombe, éteignant l'agrandisseur et ramenant A₂ en position R, ce qui bloque la triode de droite. Pendant ce temps le condensateur de 0,1 μF s'est déchargé dans la résistance de 1 MΩ. La polarisation de la triode de droite redevenue normale, celle-ci débite à nouveau, l'interrupteur B se referme (mais A ne peut fonctionner puisque A₁ est ouvert). Nous retrouvons les conditions initiales.

Le temps pendant lequel l'agrandisseur est allumé est donc égal au temps que met la tension aux bornes du condensateur pour passer de sa valeur initiale à une certaine tension finale. Cette durée dépend de la constante de temps $t = R \times C$ du circuit. Il est possible d'agir sur cette constante en agissant soit sur R soit sur C.

— K₁ permet à C de varier du simple au triple.

— La valeur de R est ajustée en agissant sur le potentiomètre de 500 KΩ, ce qui permet une variation progressive.

Le temps d'exposition du papier photographique sera : de 0 à 40 s lorsque C = 50 μF

De 0 à 150 s lorsque C = 150 μF (valeurs approximatives selon la puissance des condensateurs). Ce qui couvre, dans tous les cas, même les plus faibles, des clichés très clairs aux plus complètement bouchés. Sur l'axe du potentiomètre sera fixé un index se déplaçant devant une graduation (penser en l'absence de lumière). La manœuvre de cet index permet donc de régler de façon précise le temps de pose.

Etlonnage

La cellule étant disposée sur une surface rendue en gris moyen (visage par exemple) on détermine le réglage du régulateur permettant d'obtenir une courbe éprouvée. Refaire ce travail avec des clichés et rassembler les résultats graphiques portant en ordonnée les tensions du milliampermètre et en abscisse la position de l'index du potentiomètre. Les points correspondants doivent être joints (à de petits écarts près) par une courbe continue qui servira de base à l'abaque permettant de déduire des tensions du milliampermètre le réglage du temporisateur.

En fait pour un papier donné, il est commode de tracer deux courbes de poses pour les poses longues, l'autre pour les poses courtes, correspondant chacune à une position de K₁.

Par ailleurs ces courbes ne sont pas tout à fait valables que pour un type de papier.

Aucune stabilisation de tension n'est prévue. Une étude systématique du fonctionnement sous des tensions d'alimentation variant de + et de - 15 % au-dessus de la tension nominale a, en effet, montré que pour un éclaircissement donné de la cellule l'intensité mesurée est bien supérieure si la tension d'alimentation est plus élevée. Ce qui entraîne un réglage du temporisateur correspondant à un temps de pose plus court. Mais comme par ailleurs, pour un même réglage du temporisateur, la durée d'exposition réelle augmente avec la tension d'alimentation, il y a compensation à peu près parfaite des deux effets. Ce n'est que dans le cas d'une variation brutale de tension survenue pendant la mesure à la cellule et l'exposition que l'appareil risque de donner une image défectueuse. Il faut bien dire que les variations de tension sont très rares et que les variations de tension sont généralement à la fois importantes et brèves. La petite complication ajoutée par un système de stabilisation ne paraît pas se justifier ici.

Un dernier mot : si vous disposez d'un relais sensible qui ne se contente pas de quelques 2 mA disponibles ici, il faut diminuer la résistance anodique de la triode de gauche en procédant progressivement. Si l'on désire que les durées d'exposition conservent l'ordre de grandeur indiquées, il faudra également agir sur la résistance cathode pour conserver à son rapport la valeur indiquée sur le schéma.

LES CIRCUITS DE BALAYAGE

Avant de décrire les circuits de balayage, il nous reste à indiquer les commandes de la platine VF décrite dans nos précédents articles.

La commande de *contraste* agit à la fois sur le gain de l'amplificateur VF lumineux et sur l'amplitude des signaux de chrominance. Le potentiomètre de gain lumineux est disposé dans l'étage cathodique qui précède l'étage final au potentiomètre de gain luminance et commande en même temps les courants de polarisation des diodes de chacun des limiteurs.

Il en résulte que la saturation des couleurs reste constante lorsqu'on agit sur la commande de contraste placée sur le panneau avant du téléviseur.

On remarquera toutefois qu'un potentiomètre permettant de modifier la saturation est accessible aux metteurs au point. Il est placé à l'arrière du panneau de commande et permet de renforcer ou de diminuer le gain chrominance dans le cas de certaines réceptions particulières, par exemple, grande distance, local éclairé, etc.

La *commande de luminosité* agit sur le niveau de restitution de la composante continue du signal de luminance. Elle est identique à celle qui agit sur la luminosité dans les téléviseurs blanc et noir.

Bases de temps

Le principe général du balayage dans un téléviseur en couleurs est le même que celui d'un téléviseur blanc et noir mais en plus des circuits de balayage proprement dits on trouve notamment les circuits de convergence.

Les bases de temps sont évidemment au nombre de deux, la base de temps image, ou « verticale » qui assure la déviation des spots (il y en a trois dans un téléviseur couleurs), dans la direction verticale et la base de temps lignes ou « horizontale » qui produit la déviation dans la direction horizontale.

L'« aller » vertical est de haut en bas et le « retour » plus rapide, de bas en haut. L'aller horizontal s'effectue de gauche à droite et le retour de droite à gauche.

La similitude des balayages « couleurs » avec les balayages « noir et blanc » est d'ailleurs obligatoire en raison de la compatibilité dans les deux sens.

BASE DE TEMPS VERTICALE

Le schéma de cette base de temps est donné par la figure 43. L'ensemble comprend une lampe de séparation V 701 A, un oscillateur blocking V 702 A et un amplificateur final V 702 B.

La diode V 701 A est un élément d'une double triode 12 AT 7 dont l'autre élément, V 701 B est utilisé dans la base de temps lignes.

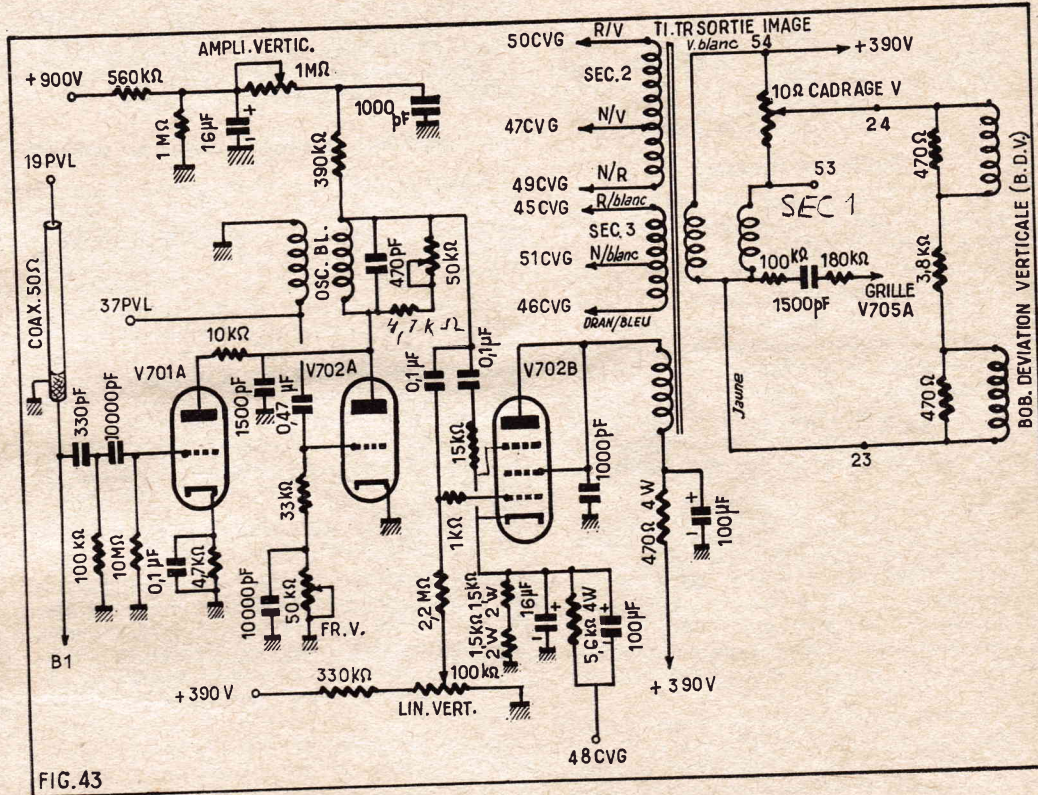


FIG. 43

La triode V 702 A et la pentode V 702 B sont les éléments d'une triode pentode ECL85.

La base de temps image reçoit les signaux synchro au point 19 PVL. Ce point correspond au point marqué 19 B (figure 31, circuit de plaque de la V 502 B).

Pratiquement, le coaxial de 50 Ω relie la plaque de la V 502 B au point de gauche du condensateur de 330 pF d'où part également le branchement B₁ vers la base de temps lignes que nous étudierons plus loin.

L'oscillateur de relaxation blocking à triode V 702 A engendre les signaux à la fréquence d'image, 50 Hz, qui commandent le fonctionnement de la pentode finale V 702 B fournissant le courant de déviation verticale aux bobines BDV, par l'intermédiaire du transformateur TI.

Synchronisation verticale

Les signaux synchro lignes et image sont extraits du signal vidéo-fréquence comportant en plus de ces signaux ceux de modulation de lumière et ceux de couleur, comme nous l'avons expliqué au cours de l'étude des circuits de luminance et de synchronisation (voir notre article de juin 1965).

Le câble 19 PVL permet d'appliquer à la triode V 701 A les signaux de synchro-

nisation lignes et image, débarrassés de la composante VF de lumière. Ces signaux sont également appliqués à la base de temps lignes (point B₁).

La séparatrice V 701 A a pour fonction de mettre en évidence les signaux d'image et de supprimer ceux de lignes.

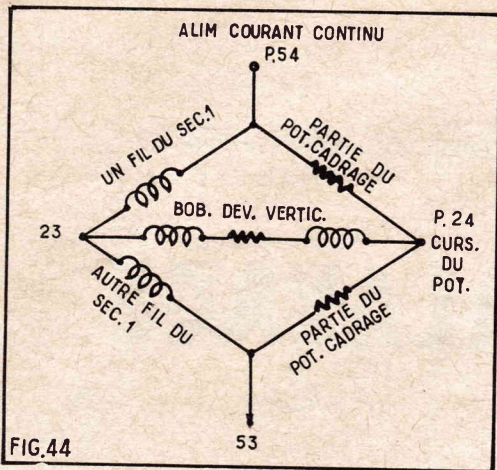
Ces fonctions sont assurées par le circuit différentiateur d'entrée qui se compose de deux cellules, 330 pF - 100 kΩ et 10 000 pF - 10 MΩ.

La triode ne laisse passer que les parties de synchronisation image en les amplifiant et inversant. Tout résidu des signaux de lignes est éliminé par cette triode et ne conduit que pendant les points d'image produites par le circuit différentiateur selon un fonctionnement identique à celui du dispositif homologué des téléviseurs blanc et noir.

Les signaux à impulsions, à la période de 0,02 s (f = 50 Hz) sont alors transmis de la plaque de la V 701 A à la plaque de la V 702 A par l'intermédiaire de la résistance de 10 kΩ.

Grâce à ces signaux l'oscillateur blocking est synchronisé et le retour se produit au moment de l'impulsion d'image.

Celle-ci, étant appliquée à la plaque blocking, doit être négative et il est évident que la même impulsion, appliquée à la grille de la triode V 701 A est positive.



En raison des valeurs des éléments du montage de cette triode séparatrice, elle est bloquée sauf lorsque les impulsions positives d'images rendent la grille positive, ce qui rend la lampe conductrice.

Oscillateur blocking

La triode V 702 A associée au bobinage oscillateur « OSC-BL » permet d'obtenir le signal en dents de scie.

Le bobinage comporte un circuit de plaque couplé au circuit de grille.

Comme on l'a précisé plus haut, les impulsions synchro verticales, négatives, sont appliquées à la plaque.

L'alimentation en HT de cette plaque s'effectue à partir d'un point + 900 V par l'intermédiaire d'une chaîne de circuits à résistances assurées à divers condensateurs.

Le point + 900 V est réalisé sur la base de temps lignes dont le schéma est donné par la figure 46. Cette HT est réduite par le diviseur 560 kΩ - 1 MΩ et filtrée par le condensateur de 16 μF électrochimique à tension de service d'au moins 900 V. Pratiquement, on peut obtenir un tel condensateur en montant en série deux condensateurs de 32 μF 600 V service.

On trouve ensuite dans le même circuit, le pontiomètre de 1 MΩ qui agit sur l'amplitude verticale, c'est-à-dire la hauteur de l'image et enfin la résistance série de 390 kΩ associée au condensateur de 1 000 pF.

Le signal est alors transmis, par un système RC correcteur à la grille de la lampe finale, la pentode V 702 B. Ce système RC comprend un condensateur de 470 pF en parallèle sur l'enroulement de plaque, une résistance de 4,7 kΩ - 50 kΩ ajustable pour régler la correction, deux condensateurs de 0,1 μF en série avec des résistances, 1 kΩ vers la grille, 15 kΩ vers la cathode et 2,2 kΩ vers le curseur du potentiomètre de linéarité verticale de 100 kΩ en série avec 330 kΩ, cette dernière reliée au point + 390 V.

La fréquence de l'oscillateur V 702 A se règle à l'aide du potentiomètre de 50 kΩ du circuit de grille, shunté par 10 000 pF, les deux en série avec la résistance de 33 kΩ. La grille est reliée par capacité de 0,47 μF à l'enroulement correspondant du bobinage de blocking.

On remarquera aussi le point 37PVL. C'est à partir de ce point que l'on applique au circuit de chrominance (point 37 B figure 33, lampe V 601 B), le signal de trame, l'impulsion de correction (voir aussi article précédent).

Etage final image

La lampe finale d'une base de temps TV image fonctionne d'une manière proche de celle d'un étage BF final.

Le signal en dents de scie, corrigé à l'aide des dispositifs indiqués plus haut parvient à la grille.

Dans le circuit de cathode et de grille 3 on trouve un système de polarisation positive par le circuit RC composé de deux résistances de 1,5 kΩ en série, toutes deux de 2 W, shuntées par un condensateur de découplage de 16 μF. De la cathode part également le circuit RC composé de 5,6 kΩ 4 W en parallèle sur 100 μF, vers le point 48 CVG, correspondant au point 48 B des dispositifs de convergence qui seront analysés par la suite.

La pentode V 702 B est, en réalité, montée en triode car l'écran est relié directement à la plaque.

L'anode ainsi constituée est reliée au primaire du transformateur de sortie de la base de temps verticale TI. Le retour de ce primaire est relié au point + 390 V par l'intermédiaire d'une résistance réductrice de tension de 470 Ω 4 W avec découplage par 100 μF électrochimique.

Les secondaires du transformateur de sortie TI

Trois secondaires sont prévus dans ce transformateur, l'un pour l'adaptation aux bobines de déviation verticale (« SEC1 ») et deux autres « SEC2 » et « SEC3 » pour l'attaque des circuits de convergence.

Le secondaire est réalisé en enroulement bifilaire avec deux fils bobinés ensemble mais reliés seulement à une extrémité du côté de la sortie « fil jaune » point 23 correspondant à une extrémité de la bobine de déviation verticale.

Entre les deux extrémités des 2 fils on a monté le potentiomètre de cadrage de 10 Ω.

Le point 54, extrémité de l'un des fils, est relié directement au + 390 V.

On voit que le curseur du potentiomètre de cadrage point 24 est relié à l'extrémité de la bobine de déviation. Remarquons que les demi-bobines de déviation verticale sont en série avec une résistance de 3,8 kΩ. Chaque demi-bobine est shuntée par 470 Ω.

Enfin, le point 23 est également relié, par le circuit 100 kΩ - 1 500 pF - 180 kΩ à la grille de la V 705 A, élément d'une double triode ECC85 dont nous indiquerons la fonction plus loin (circuit d'extinction).

Le montage du secondaire 1 et des autres constitue un pont, représenté par le schéma de la figure 44.

Les deux enroulements du secondaire bifilaire SEC1 constituent deux bras du pont, les deux autres bras étant les parties du potentiomètre de cadrage tuées de part et d'autre du curseur.

Une diagonale du pont comprend des demi-bobines de déviation verticale.

L'autre diagonale est alimentée par la source de tension continue.

Pour une certaine position du curseur du potentiomètre de cadrage il y a équilibre et les points 23 et 24 sont à la même tension donc aucun courant continu ne passe dans les demi-bobines de déviation verticale. En déplaçant le curseur dans un sens ou dans l'autre à partir de la position d'équilibre, les points 23 et 14 ne sont plus au même potentiel et un courant continu circulera dans la bobine de déviation dans un sens ou dans le sens opposé ce qui permettra de réaliser le cadrage nécessaire c'est-à-dire le déplacement de l'image dans la direction verticale et dans le sens convenable.

Le courant qui traverse le pont est le courant de l'amplificateur de puissance de balayage horizontal comme on le voit plus loin en suivant le branchement au point 53.

Base de temps lignes (horizontale)

Dans cette partie représentée par le schéma de la figure 45 on a groupé les dispositifs suivants : comparateur de phase, oscillateur de relaxation à multivibrateur, lampe finale de puissance.

Le comparateur de phase utilise l'élément triode V 701 B dont l'autre élément V 701 A sert de séparateur dans la base de temps image. La V 701 est une 12AT7. Le multivibrateur comprend la double triode V 703 A-V 703 B, type 12AU7, enfin la lampe finale V 704 est une pentode de puissance, spéciale pour base de temps TV en couleurs type 6JE6.

Diverses lignes sont prévues avec différents circuits, notamment le point B1, l'entrée du signal incident synchro et le point 34 connecté au primaire du transformateur de sortie de base de temps horizontale.

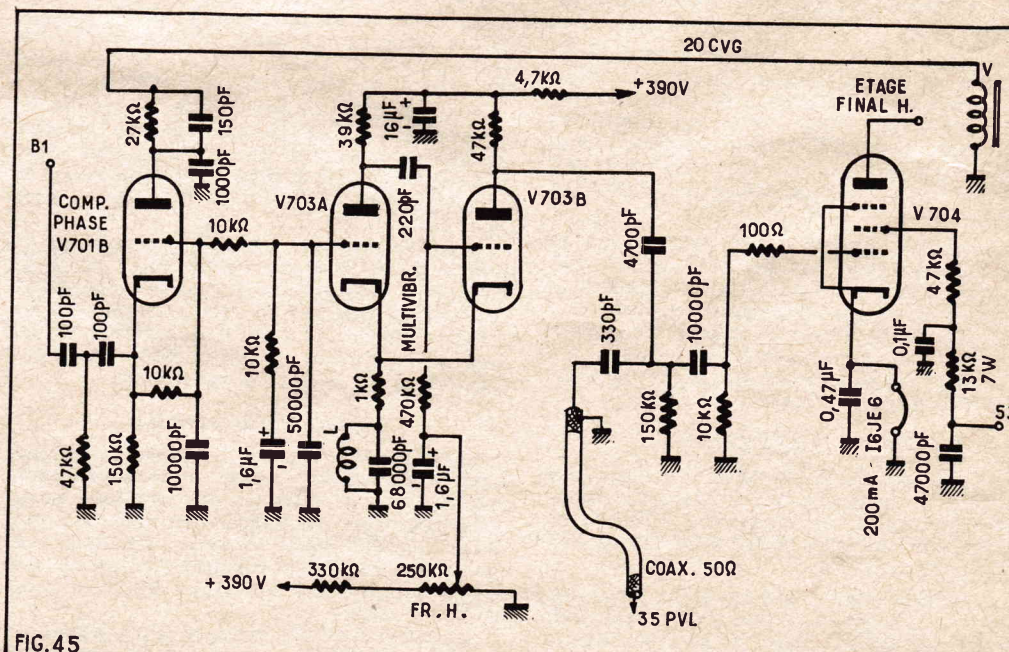


FIG. 45

Comparateur de phase

Ce comparateur est d'un schéma connu sous le nom de synchro-guide, fréquemment adopté dans les téléviseurs blanc et noir.

La lampe triode V 701 B reçoit sur la cathode des impulsions de ligne négatives transmises par les condensateurs de 100 pF.

La plaque de cette même triode est reliée par l'intermédiaire de la résistance de 27 k Ω à un enroulement secondaire du transformateur de sortie lignes dont l'autre extrémité est à la masse, de sorte qu'au repos la plaque de cette triode V 701 B est au potentiel de la masse et la lampe est bloquée. Lorsqu'il y a sur la cathode des

La fréquence d'oscillation du multivibrateur dépend de la tension appliquée à la grille de l'un des tubes ou de celles appliquées aux deux tubes séparément. Ainsi, on voit que la fréquence est réglable manuellement par la tension appliquée à la grille de la V 703 B avec le potentiomètre FR.H. et automatiquement par la tension appliquée à la grille de la V 703 A fournie par le circuit comparateur de phase à triode V 701 B.

La synchronisation pour comparateur s'exerce dans une certaine plage du réglage du potentiomètre FR.H., de sorte qu'il est assez facile de trouver une position du curseur de ce potentiomètre assurant une excellente synchronisation.

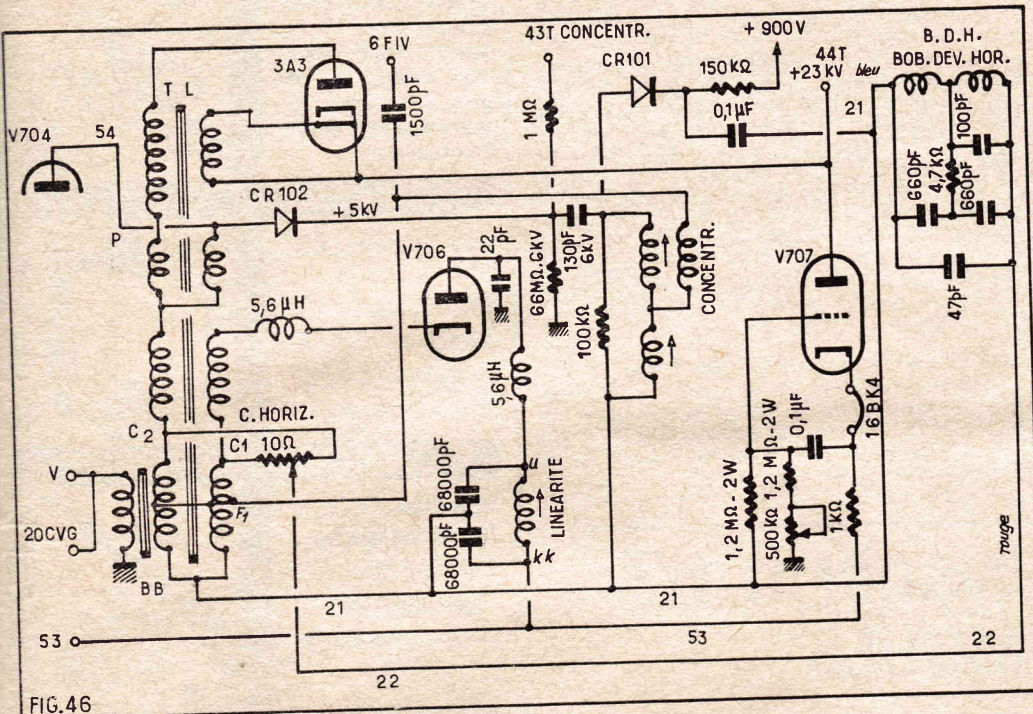


FIG. 46

impulsions positives et sur la plaque également, la tension continue sur la grille est proportionnelle à l'écart entre la fréquence exacte du signal à impulsions (signal incident) et celle de l'impulsion de retour, signal local ayant subi une déviation de fréquence.

Cette tension de grille de la V 701 B agit sur celle de la grille de la première triode V 703 A du multivibrateur dans le sens de la correction, tendant à rendre nul l'écart des deux fréquences.

De plus, dans le circuit de cathode de la triode V 703 A on a disposé un circuit volant composé de L et 68 000 pF accordé sur la fréquence de ligne 15 625 Hz (625 lignes).

Le multivibrateur

On a adopté le montage à couplage cathodique (multivibrateur de Potter), le circuit de cathodes des deux éléments triodes de la V 702 étant commun. Le deuxième couplage de plaque de la V 703 A à la grille de la V 703 B est à résistance-capacité : condensateur de 220 pF, résistance de 470 k Ω et découplage par électrochimique de 1,6 μ F. La résistance de 470 k Ω est reliée au curseur du potentiomètre de 250 k Ω «FR.H.» qui est le réglage de fréquence lignes. Ce potentiomètre se trouve dans le diviseur de tension monté entre masse et + 390 V. Il est en série avec la résistance fixe de 330 k Ω qui sert à limiter la plage de réglage du potentiomètre.

Les plaques des triodes du multivibrateur sont portées à la HT par leurs charges résistives de 39 k Ω et 47 k Ω reliées à la ligne + 390 V par une résistance commune de 4,7 k Ω avec découplage par 16 μ F.

Le multivibrateur à couplage cathodique se prête bien, en raison de son schéma, à l'application d'un signal d'entrée, ici le signal continu variable de synchronisation, et au prélèvement d'un signal de sortie qui est disponible sur la plaque de la seconde triode, aux bornes de la charge de 47 k Ω . Ce signal est transmis par le condensateur de 4700 pF dans deux directions : au point 35 PV 6 et à la grille de la lampe finale de la base de temps lignes.

Le point 35 PV 6 est indiqué sur le schéma de la figure 33. Il s'agit de l'entrée des impulsions de ligne appliquées à la bascule composée des deux triodes, éléments de la V605.

Pratiquement, le coaxial de 50 Ω relie le point F de la figure 33 au point représenté sur la figure 45 comme l'extrémité du condensateur de 330 pF. Depuis la plaque de la V 703 B, le signal lignes transmis vers la bascule par l'intermédiaire du condensateur de 4700 pF et du condensateur de faible valeur de 330 pF.

Etage final

Le signal lignes est également transmis par un ensemble RC à la grille de la lampe finale V 704. Cet ensemble RC se compose de trois résistances, une de 150 k Ω , la seconde de 10 k Ω et la troisième de 100 Ω et d'un condensateur de 10 000 pF.

La pentode V 704 est montée avec la cathode et la grille 3 à la masse. Ce branchement est réalisé par un fusible amovible en vue de la mesure du courant cathodique qui doit être de 200 mA. Le condensateur de découplage de 0,47 μ F sert à shunter l'ampèremètre lors de la mesure. L'écran de cette pentode est alimenté à partir du point 53 par l'intermédiaire d'une résistance de 13 k Ω 7 W et 47 Ω , deux condensateurs de découplage sont prévus, l'un de 0,1 μ F et l'autre de 47 000 pF. Noter toutefois que l'écran est relié à la résistance de 47 Ω avant découplage.

Le point 53 est en réalité, à peu de chose près, le point + 390 V. En effet si l'on se reporte au schéma de la figure 43 (base de temps verticale) on voit qu'il est relié au + 390 V par la résistance de 10 Ω du potentiomètre de cadrage vertical.

La chute de tension dans ce potentiomètre est créée par le courant du circuit de la base de temps alimenté en HT à partir du point 53. Ce point sera encore mentionné plus loin.

Dans le circuit de plaque de la lampe finale V 704 on trouve le primaire du transformateur de sortie lignes à travers lequel l'anode est alimentée en HT.

Voici maintenant l'analyse des circuits de sortie lignes associés au transformateur de sortie.

Circuits de sortie lignes

Partons de la plaque de la lampe finale point 54 (voir figure 46). Le transformateur de sortie TL comporte un primaire P à plusieurs prises. Il constitue autotransformateur élévateur de tension, ce qui permet d'appliquer le signal de sortie à THT, à l'anode du tube redresseur de THT, type 3A3, dont la cathode est chauffée par un filament alimenté par un secondaire du transformateur de sortie.

La THT redressée obtenue sur la cathode est de 23 kV et elle est appliquée au point 44 T à l'anode finale du tube cathodique trichrome. La ligne 23 kV est également reliée à l'anode de la triode V707, type 6BK4, régulatrice de THT.

Le primaire est connecté aussi à l'anode de la diode redresseuse CR102 destinée à fournir la tension de concentration électrostatique du tube cathodique au point 43 T. Le + de cette tension apparaît sur la cathode de la diode CR 102 aux bornes de la résistances de 66 M Ω 6 kV.

On notera aussi la présence du secondaire V qui fournit au comparateur de phase à lampe V 701 B (voir figure 45) le signal local de comparaison.

Bobines de déviation horizontale

La bobine de déviation horizontale BDH se compose de deux demi-bobines. Elle est alimentée aux points 21 et 22 par le secondaire bifilaire BB. Le point commun aux deux fils est le point 21, relié directement à la bobine BDH.

Le point 22, autre extrémité de la bobine BDH est relié au curseur du potentiomètre de cadrage horizontal «C. HOR.» de 10 Ω connecté entre les extrémités non reliées du bobinage bifilaire BB.

Cette disposition du branchement de la bobine de déviation horizontale BDH est analogue à celle adoptée pour la bobine de déviation verticale et permet le cadrage par variation du courant continu et du sens de ce courant, à l'aide du potentiomètre de cadrage constituant deux branches d'un pont.

Les hautes tensions

La HT de + 900 V est obtenue à partir du point F₁ de l'un des enroulements bifilaires BB.

Les impulsions sont appliquées à l'anode de la diode redresseuse CR 101. Le filtrage est réalisé par la résistance de 150 k Ω et le condensateur de 0,1 μ F relié à la figure 21, extrémité de l'enroulement de BB sur lequel on a prévu le point F₁ relié à la diode.

La HT de récupération est obtenue par un procédé analogue à celui utilisé dans les téléviseurs blanc et noir. La diode de récupération est le tube à vide V 704 type 6 DW 4.

La tension du signal de ligne est appliquée à la cathode de la V 706. L'anode de cette diode est reliée, à travers la bobine u-kk de linéarité, à la ligne de + HT d'alimentation 53 qui est, comme nous l'avons fait remarquer plus haut, reliée par 10 Ω au point + 390 V.

Cette tension de presque + 390 V s'ajoutera à la tension de récupération constituant la HT augmentée obtenue par ce procédé bien connu.

Cette HT augmentée apparaît sur la cathode de la diode V 706 est appliquée à travers les enroulements du transformateur de sortie à la plaque de la lampe finale.

La linéarité est réglable par la bobine à self-induction variable k-k-u en série avec la bobine de valeur fixe de 5,6 μ H, associée à 2 condensateurs de 68 000 pF. La bobine de linéarité et les condensateurs mentionnés ci-dessus constituent la cellule de filtrage de la HT augmentée, cette cellule étant disposée dans la sortie d'anode de la diode de récupération V706.

Reste aussi à considérer dans ce montage de sortie de base de temps lignes, la lampe triode V707 type 6BK4 dont l'anode,

comme nous l'avons déjà mentionné, est reliée au point + kW. Il s'agit d'une régulatrice de THT.

Réglage de la THT

On remarquera que la cathode est reliée par l'intermédiaire d'une résistance de 1 k Ω au point 53, donc portée à une tension élevée inférieure à + 390 V. La grille est à une tension également positive mais inférieure à celle de la cathode, ce qui polarise la grille négativement par rapport à la cathode.

Le potentiel de la grille est déterminé par le diviseur de tension monté entre masse et le point positif 21. Dans la branche côté masse du diviseur de tension on trouve une résistance fixe de 1,2 M Ω 2 W et une résistance variable de 500 k Ω . Dans l'autre branche du diviseur de tension il y a une résistance de 1,2 M Ω 2 W. Le condensateur de 0,1 μ F entre grille et cathode est un élément de filtrage de la HT appliquée à la grille. L'effet de régulation est obtenu par la consommation de courant de cette triode qui est commandée par la tension existant entre la grille et la cathode. Le potentiomètre monté en résistance du circuit diviseur de tension de grille permet de régler manuellement la THT en faisant varier la polarisation de la grille.

L'enroulement secondaire V qui fournit le signal local au comparateur de phase, fournit également le signal aux circuits de convergence au même point, 20 CVG, que l'on retrouvera au cours de l'analyse du dispositif de convergence.

NOUVELLES ET NOUVEAUTÉS ÉLECTRONIQUES

UN ENREGISTREUR PEU COUTEUX

Un appareil combiné, de la grandeur d'une petite valise, peut servir aux chanteurs et aux musiciens à produire des effets de son inhabituels ou à modifier les caractéristiques acoustiques des salles.

Le système peut remplacer économiquement le matériel beaucoup plus cher employé dans les studios d'enregistrement.

Entièrement transistorisé, l'appareil enregistre le son sur un tambour magnétique rotatif autour duquel se trouvent quatre têtes de lecture. Entre la présentation du signal original à la tête enregistreuse et sa captation par chacune des têtes de lecture, il s'écoule un laps de temps différent qui dépend de la vitesse de rotation du tambour et de la distance entre chaque tête lectrice et la tête enregistreuse.

Le signal original et les signaux de sortie séparés par un intervalle peuvent servir à actionner des installations séparées de haut-parleurs et à lutter contre une mauvaise acoustique; on peut également les enregistrer de nouveau ou les mélanger pour produire des effets sonores inhabituels, soit pour l'enregistrement, soit pour les spectacles.

UN POSTE DE RADIOTELEPHONIE POUR LES REGIONS SOUS-DEVELOPPEES

On vient de mettre en fabrication en Grande-Bretagne un radiotéléphone à bande latérale unique spécialement établi pour les régions sous-développées. Le poste a une portée de plus de 600 km (davantage même si les conditions sont favorables) et il serait moins cher que tout autre poste de même puissance.

Les fabricants disent que leur poste est d'un fonctionnement simple et qu'un personnel semi-spécialisé peut facilement l'entretenir et le réparer. Aucun appareil spécial n'est nécessaire pour les vérifications et l'installation n'exige pas de préparatifs spéciaux.

Pour la téléphonie sur bande latérale simple, le poste a une puissance de sortie de 125 watts; pour la télégraphie en morse, la puissance de sortie est de 100 watts.

Livré sous forme complète, le poste est logé dans une robuste ébénisterie de 28 cm de hauteur, de 48,5 cm de largeur et de 48 cm de profondeur. Il existe deux modèles: l'un fonctionne sur le réseau alternatif et pèse 31 kg 700 et l'autre marche sur une batterie d'accumulateurs de 12 V, une batterie de voiture par exemple. Ce second modèle pèse 29 kg 400.

Le radiotéléphone peut donc convenir pour les stations permanentes, les régions isolées qui n'ont pas de réseau d'électricité, les véhicules, les vedettes et les petits navires.

La bande de fréquence du modèle normal est de 2 à 15 Mc/s; mais en utilisant des blocs de bobines et de condensateurs de radiofréquence, le client peut choisir d'autres bandes de fréquence dans l'un ou l'autre des quatre canaux. Le poste peut aussi se livrer adapté aux fréquences désirées par le client.

Les accessoires supplémentaires livrables comprennent des clés de morse, des casques d'écoute, des microphones à main ou de table, un choix d'antennes et un dispositif qui permet de relier le poste à un central téléphonique.

TECHNICIEN D'ELITE BRILLANT AVENIR...

...par les cours progressifs par correspondance

ADAPTÉS A TOUS NIVEAUX D'INSTRUMENTATION
ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR
Formation, Perfectionnement, Spécialisation
Préparation aux diplômes d'état : CAP, Brevet, etc... Orientation professionnelle - P

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.



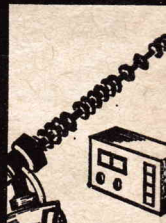
TECHNICIEN

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 professionnel ultra-moderne. Montage HI-FI à cassette, Amplis, récepteurs de 2 à 18 tubes, transistorisés, appareils de mesures. Émetteurs-Récepteurs av. détaillés. Stages. FOURNITURE : pièces détachées, Outillage et appareils de mesures. Trousse de Radio-Électronicien sur demande.

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue JEAN-MERMOZ PARIS 8^e - BAL 7
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roos

BON (à découper ou à recopier)
Veillez m'adresser sans engagement documentation gratuite RP 56 (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi
NOM
ADRESSE

UN PETIT AMPLIFICATEUR BF 1 WATT A QUATRE TRANSISTORS

On a souvent besoin en électro-acoustique d'un bon amplificateur BF délivrant une puissance raisonnable pour assurer des sonorisations en appartements. Celui-ci, outre ses qualités de reproduction qui sont excellentes, offre l'avantage d'être très compact et par conséquent de faibles dimensions. Pour en juger disons qu'une fois terminé il est contenu dans un boîtier de $90 \times 60 \times 40$ mm. Dans ces conditions il peut être incorporé sans difficulté dans de nombreux ensembles. Il peut par exemple servir à l'équipement d'un électrophone à pile ou constituer la partie BF associée à un tuner AM-FM de manière à former un récepteur complet.

Nous pensons qu'en raison de ces multiples possibilités il intéressera un grand nombre de nos lecteurs.

Le schéma (fig. 1)

Ce schéma est assez classique et il a l'avantage de mettre en œuvre des circuits d'une technique éprouvée qui, par conséquent, procurent un excellent fonctionnement sans qu'il soit nécessaire de procéder à une mise au point délicate.

Au premier coup d'œil on peut constater que cet amplificateur à trois étages. Le troisième qui est l'étage de puissance est du type push-pull, les deux qui le précèdent sont des préamplificateurs donnant au signal BF à reproduire une amplitude suffisante pour attaquer à fond l'étage de puissance.

L'entrée de l'amplificateur est constituée par un potentiomètre de volume de 10 000 ohms permettant de régler la puissance de sortie. La source BF (pick-up ou tuner, etc...) est reliée au curseur. Ce potentiomètre attaque par son point chaud la base d'un transistor OC71 qui équipe le premier étage préamplificateur. La liaison s'effectue par un condensateur de $10 \mu\text{F}$ -12 V en série avec un circuit correcteur. Ce circuit, destiné à améliorer les qualités de reproduction, est formé d'une résistance de $22\,000 \Omega$ shuntés par un condensateur de 22 nF .

La base de l'OC71 est polarisée par un pont de résistances qui comprend une $27\,000 \Omega$ côté + 9 V et d'une $100\,000 \Omega$ côté - 9 V. Cet amplificateur est en effet prévu pour être alimenté par une pile 9 V qui est la valeur la plus usitée. Le pôle positif correspond à la masse. L'influence de la température est compensée par une résistance de 1 500 ohms placée dans le circuit émetteur. Pour éviter qu'elle ne provoque pour les courants BF une contre-réaction qui réduirait le gain de l'étage cette résistance est découplée par un condensateur de $50 \mu\text{F}$ -12 V. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de $4\,700 \Omega$.

Le second étage préamplificateur que l'on appelle souvent Driver parce que c'est lui qui « commande » l'étage final utilise lui aussi un transistor OC71. La base de ce dernier est attaquée par le circuit collecteur de l'étage précédent à travers un condensateur de $25 \mu\text{F}$ -12 V. Pour cet étage le pont de base est constitué par une $5\,600 \Omega$ côté + 9 V et une $22\,000 \Omega$ côté - 9 V. La résistance de stabilisation d'effet de température est une 470 ohms ; comme pour l'étage précédent elle est découplée par un condensateur de $50 \mu\text{F}$. Le circuit collecteur est chargé par le primaire du transfo basse fréquence TRSS3 qui sert à la liaison avec l'étage push-pull.

Pour prévenir les accrochages, l'alimentation des deux étages préamplificateurs se fait à travers une cellule de découplage dont les composants sont une résistance de 150Ω et un condensateur de $100 \mu\text{F}$. Dans le même but et également pour éviter une prédominance des fréquences aiguës, le primaire du transformateur Driver est shunté par un condensateur de 47 nF .

Entre le collecteur de ce transistor et la ligne + 9 V est disposé un réseau de contrôle de tonalité qui est formé d'un condensateur de 10 nF en série avec potentiomètre de $50\,000 \Omega$ utilisé en résistance variable. Pour cela son curseur est relié à une extrémité. Ce dispositif est classique et chacun sait qu'il agit par atténuation d'une plage plus ou moins grande de fréquences aiguës. Cette atténuation est maximum lorsque la résistance présentée par le potentiomètre est nulle; la tonalité

est alors à prédominance grave. Elle diminue au fur et à mesure que l'on tourne le curseur du potentiomètre de manière à augmenter progressivement la valeur de résistance en série avec le condensateur; on obtient ainsi une tonalité générale de plus en plus aiguë.

Le push-pull final est équipé par deux transistors AC132 fonctionnant en classe B. Chaque extrémité du secondaire du transfo TRSS3 attaque la base d'un AC132. Le point de fonctionnement au repos est fixé au voisinage de la naissance du courant collecteur par la polarisation des bases, polarisation qui est appliquée au point milieu du secondaire du transfo par un pont dont la branche côté + 9 V est une résistance de 47Ω et la branche côté - 9 V une résistance de $2\,700 \Omega$. Les circuits émetteurs contiennent une résistance de stabilisation commune de $4,7 \text{ ohms}$. L'adaptation entre les circuits collecteurs et la bobine mobile du HP dont l'impédance est de $2,5 \Omega$ et se fait par un transformateur de sortie TRSS4.

Un côté du secondaire de ce transfo de sortie est réuni à la ligne + 9 V; l'autre côté est relié à la base de l'OC71 de l'étage Driver par une résistance de $68\,000 \Omega$. Cela forme un circuit de contre-réaction qui réduit fortement les distorsions qui sans lui prendraient naissance dans toute cette partie de l'amplificateur.

La pile d'alimentation est découplée par un condensateur de $100 \mu\text{F}$ -12 V.

Réalisation pratique

La majeure partie du câblage s'effectue selon les indications des figures 2 et 3 sur

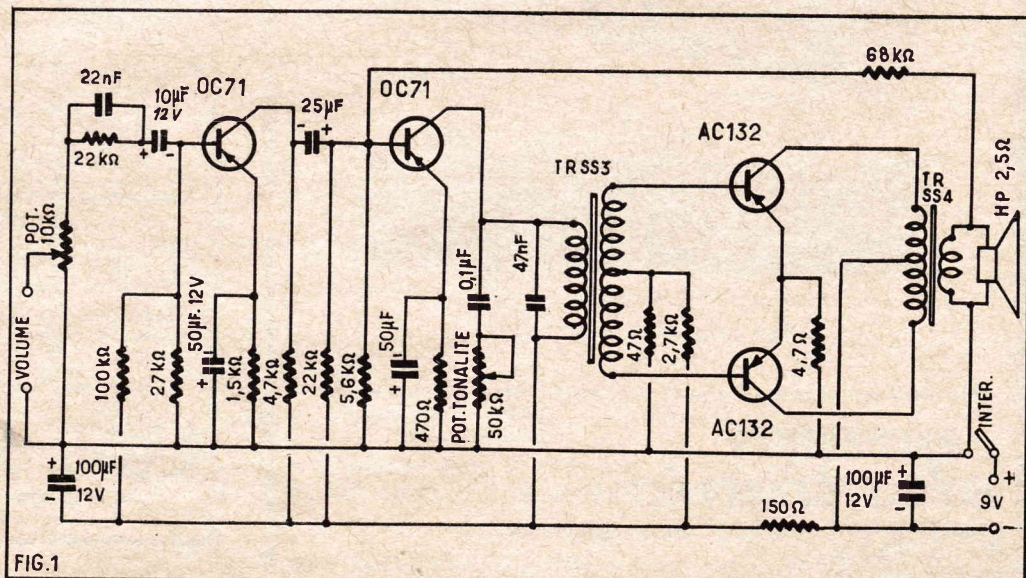


FIG. 1

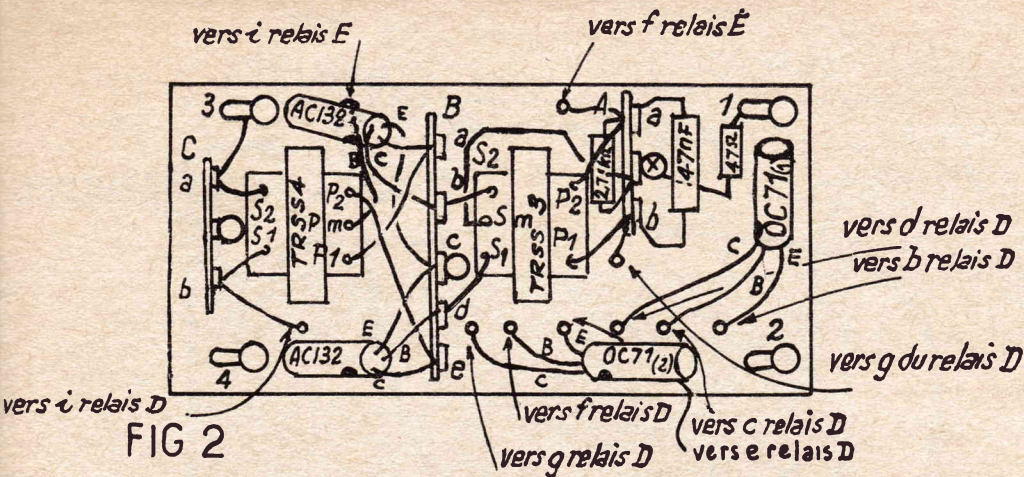


FIG 2

une plaquette de bakélite de 85 × 40 mm. La figure 2 montre le câblage d'une des faces et la figure 3 celui de l'autre face. Cette plaque de bakélite doit être sertie de 4 cosses (1, 2, 3 et 4). Sur la face de la figure 2 on fixe les relais A, B et C. Sur l'autre face on soude sur les cosses 1, 2, 3 et 4 les relais D et E. On réunit par un

fil nu étamé les cosses 1, 2, 3 et 4 ainsi que la fixation du relais C. Cette connexion constitue la ligne + 9 V. On soude une résistance de 22 000 Ω et un condensateur de 22 nF entre b et e du relais E, un condensateur de 10 µF entre b du relais E et c du relais D, une résistance de 100 000 Ω entre c du re-

lais D et c du relais E, une résistance de 27 000 Ω entre c et a du relais D, une résistance de 15 000 Ω et un condensateur de 50 MF entre a du relais E et b du relais D, une résistance de 4 700 ohms entre d du relais E et d du relais D. Sur le relais E on relie c, d, f et g de manière à constituer une partie de la ligne - 9 V. On continue en soudant : un condensateur de 25 µF entre d et f du relais D, une résistance de 22 000 ohms entre f du relais E et f du relais D, une résistance de 5 600 Ω entre f du relais D et la ligne + 9 V, une 68 000 Ω f et i du relais D, une résistance de 470 Ω et un condensateur de 50 µF entre e du relais D et la ligne + 9 V, un condensateur de 0,1 µF entre g et h du relais D. Sur la face de la figure 2 on met en place le transfo TRSS3 en soudant ses fils P1 et P2 sur les cosses b et a du relais A et ses fils S1 et S2 sur les cosses d et b du relais B. Entre a et b du relais A on soude un condensateur de 47 nF. On relie la cosse a du relais A à la cosse f du relais E. On dispose une résistance de 2 700 ohms entre la cosse a et la patte de fixation du relais A et une de 47 Ω entre la patte de fixation de ce relais et

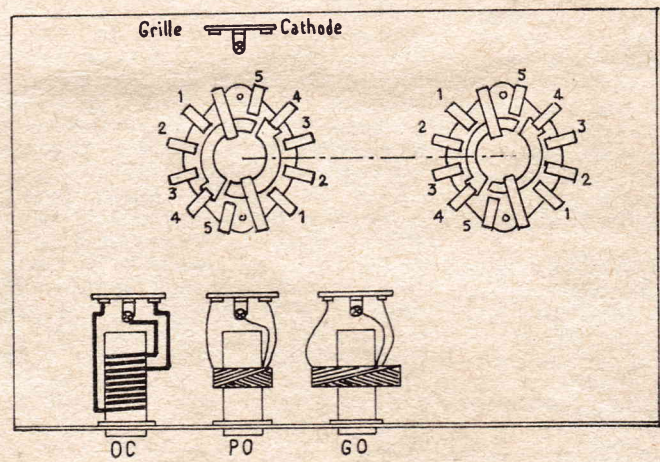
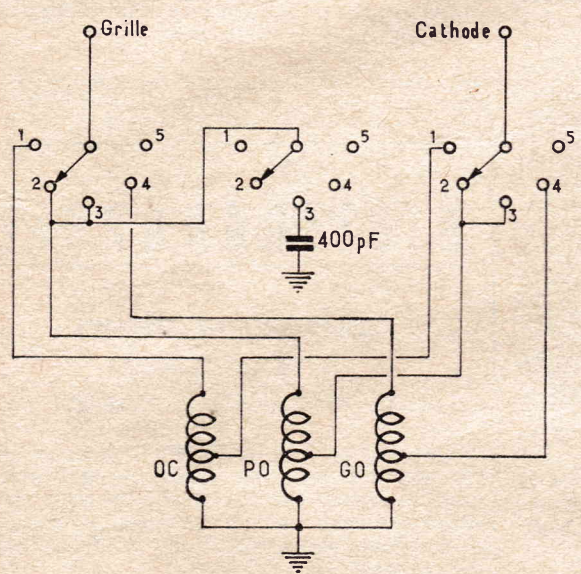


Fig.2

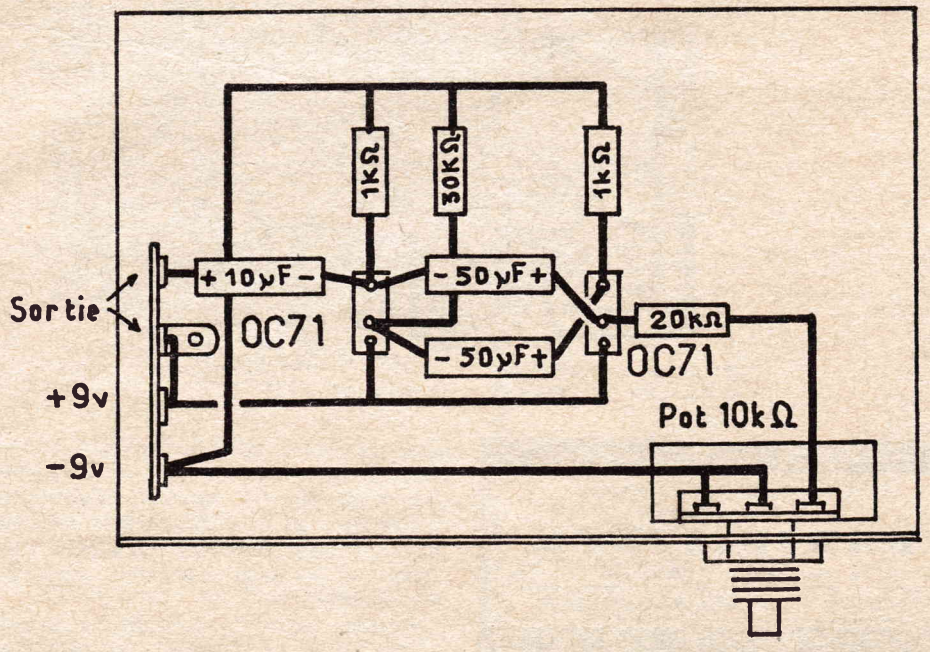
NOS PROBLÈMES DE CABLAGE
Problème n° 7

Le schéma fig. 1 représente la commutation des bobinages HF d'une hétérodyne prévue pour couvrir les gammes OC, PO, GO plus une gamme moyenne fréquence (MF) s'étendant de 300 KHz à 600 KHz. Ces bobinages sont destinés à équiper un oscillateur ECO ; une prise intermédiaire effectuée au 1/3 de l'enroulement côté masse sera reliée à la cathode de la lampe. La gamme MF est obtenue à partir de l'enroulement PO sur lequel on place un trimmer de 400 pF.

Le problème consiste à dessiner sur le plan d'implantation de la fig. 2 le câblage qui serait à exécuter pour réaliser pratiquement ce que représente le schéma. Ce dernier met en œuvre 3 sections de commutateur à 5 positions. Nous utilisons sur le plan un commutateur à deux galettes ayant chacune deux sections à 5 positions. En conséquence une section restera inutilisée. Pour faciliter la représentation nous avons pris la liberté de dessiner les 2 galettes côte à côte alors qu'en réalité elles sont dans le même axe, mais cela ne change rien au câblage. Les points de masse sont pris sur les pattes de fixation des relais, le montage étant censé être effectué sur un châssis métallique.

La solution au prochain numéro.

Et voici (ci-dessous) la solution du problème numéro 6



la cosse 1. La patte de fixation relais A est connectée au fil Sn du transfo TRSS3.

Sur la face de la figure 3 on soude une résistance de $4,7 \Omega$ entre les pattes de fixation des relais B et C, une résistance de 150Ω entre les cosses 8 et i du Relais E et un condensateur de $100 \mu F$ entre la cosse g du relais E et la ligne $+9 V$ et un condensateur de même valeur entre la cosse i du relais et la ligne $+9 V$.

On met en place le transformateur TRSS4 en soudant ses fils P1 et P2 sur les cosses a et e du relais B et ses fils S1 et S2 sur les cosses b et a du relais C. Le fil Pn est raccordé à la cosse i du relais E. On connecte la cosse a du relais C à la cosse 3 de la plaquette de bakélite.

On peut alors mettre en place les transistors dont on aura soin de recouvrir les fils de souplisso de manière à éviter tout court-circuit. Pour les deux OC71 il faut passer les fils par des trous ménagés dans la plaque de bakélite. Un de ces OC71 a ses fils Emetteur, Base et Collecteur soudés respectivement sur b, c et d du relais D tandis que l'autre OC71 a ces mêmes fils soudés sur les cosses e, f et g du même relais. Un des AC132 a ces fils Collecteur, Base et Emetteur, soudés sur les cosses a, b et c du même relais. L'autre AC132 a ces mêmes fils soudés sur les cosses e, d et c du même relais.

Tous ces éléments doivent être situés près de la plaquette de bakélite de manière à former un tout compact. On laisse toutefois une longueur suffisante aux fils des transistors de manière à éviter l'échauffement des jonctions lors de la soudure. Les condensateurs de plusieurs microfarads étant du type électrochimique sont dotés d'une polarité qu'il convient de respecter lors de leur mise en place.

Sur la face avant du boîtier métallique on dispose les deux potentiomètres de volume et de contrôle de tonalité. Sur une face latérale on monte la prise d'entrée et sur l'autre face latérale la prise de raccordement du haut-parleur. A noter que le potentiomètre de tonalité de $50\ 000 \Omega$ est à interrupteur.

Par un fil nu on connecte une cosse extrême du potentiomètre de volume à une cosse extrême du potentiomètre de to-

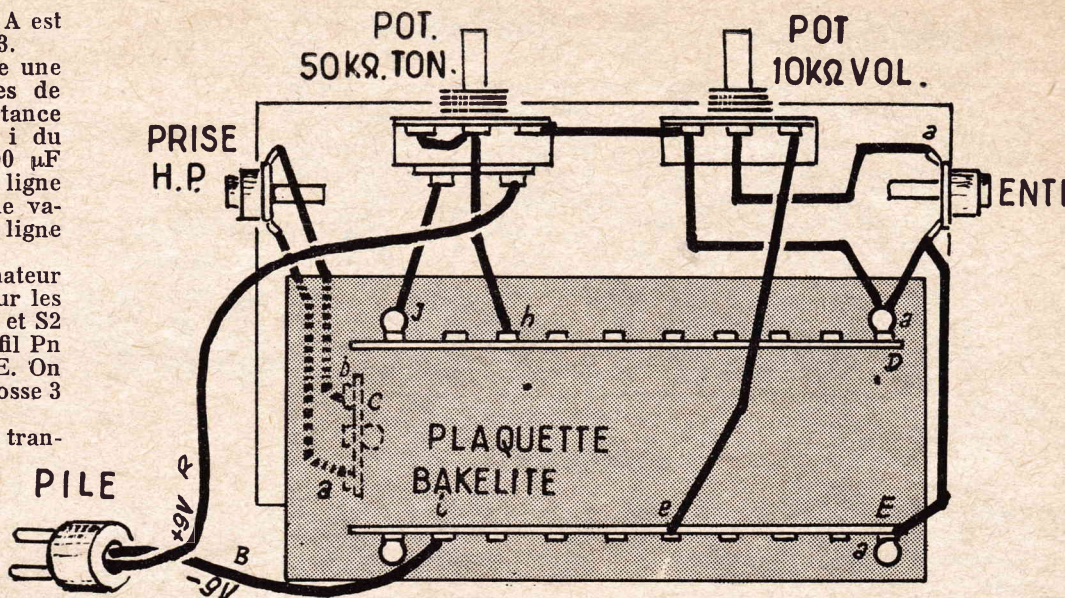


FIG. 4

nalité. La ligne ainsi formée est reliée à la cosse 2 de l'ensemble que nous venons de câbler. Cette connexion, ainsi que toutes celles que nous allons indiquer, doivent être suffisamment longues pour permettre un travail facile. Ce n'est qu'une fois ces liaisons terminées que la plaquette de bakélite et son câblage seront définitivement introduits dans le boîtier. On connecte la seconde cosse extrême du potentiomètre de volume à e du relais E, le curseur au contact a de la prise « Entrée ». On relie la seconde extrémité et le curseur du potentiomètre de tonalité à h du relais D. Le contact b de la prise « Entrée » est réunie à la cosse a du relais E; on connecte la prise HP aux cosses a et b du relais C. On doit à ce moment placer la plaquette de bakélite dans le boîtier. Pour la fixer rigidement on soude la cosse a du relais D sur le contact b de la prise « Entrée » et on relie par une courte connexion de gros fil la cosse j du même relais à un côté de l'interrupteur. Par un cordon torsadé on relie la broche + du bouchon de bran-

point. Après un essai de principe ferme le boîtier. On coupe les axes potentiométriques à la longueur voulue et on munie ces axes de boutons. L'amplificateur est alors prêt à l'utilisation.

A. BARA

BIBLIOGRAPHIE

MONTAGES PRATIQUES A TRANSISTORS ET CIRCUITS IMPRIMÉS

Sous ce titre, M. H. Fighiera a rassemblé un grand nombre de montages à transistor exécutés sur circuits imprimés, des montages qui ont été réalisés et essayés, sont d'une exécution facile et d'un fonctionnement certain.

Après un premier chapitre consacré à la confection de circuits imprimés à partir de différentes plaquettes cuivrées, mettant éventuellement aux amateurs à réaliser des montages de leur inspiration, les appareils décrits sont classés dans deux chapitres.

— Montages BF comprenant notamment plusieurs préamplificateurs, mélangeurs, correcteurs, un oscillateur de vibrato.

— Montages Radio-Récepteur simplifiés, PO - GO, cadre anti-parasite, alimentés secteur 9 V, émetteurs expérimentaux.

— Appareils de mesure - Oscilloscope HIF et BF, signal tracer, etc.

— Electronique appliquée - Détecteurs, détecteurs de température, d'humidité, de métaux, etc.

— Radio-commande - Ensembles de transistors et récepteurs monocanaux et multicanaux.

Il s'agit donc d'un ouvrage fort intéressant où chacun trouvera sûrement de nombreux appareils répondant à ses besoins.

vers relais C

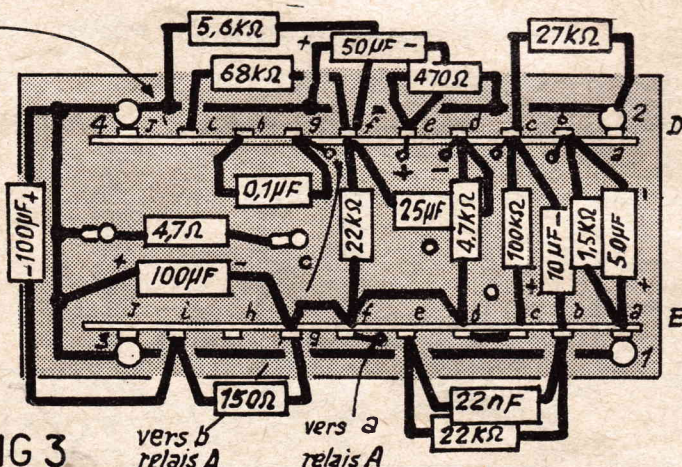


FIG 3

vers b
relais A

vers a
relais A

chement de la pile à l'autre côté de l'interrupteur et la broche - à la cosse i du relais E. Ce cordon d'alimentation passe par un trou d'une face latérale du boîtier métallique. On aura soin de protéger ce passage par un passe-fil en caoutchouc.

Comme nous l'avons dit au début cet amplificateur ne nécessite aucune mise au

Le montage décrit ci-dessus est une réalisation

RADIO-STOCK
6, rue Taylor - PARIS (X^e)

Devis détaillé contre enveloppe timbrée

UN ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE SEMI-TRANSISTORISÉ

Nous avons beaucoup hésité sur le titre à donner à cette description et si nous avons finalement adopté celui qui figure en tête d'article, nous devons avouer qu'il ne nous satisfait qu'à moitié, car en somme ce sont les transistors qui sont en majorité sur les deux canaux de l'amplificateur, où seul l'étage final utilise un tube à vide. En plus il y a bien sûr la valve de l'alimentation mais peut-elle compter comme lampe active ? Mais ne soyons pas trop puristes et qu'importe le titre pourvu que l'appareil proposé soit bon ; et il l'est.

En effet l'association est heureuse. Les transistors qui sont utilisés pour les étages préamplificateurs apportent tous les avantages qui font leur succès. Parmi ceux-ci nous ne citerons que le plus important dans le cas qui nous intéresse présentement : à savoir un niveau de tension de ronflement pratiquement nul. Cette qualité est due à l'alimentation basse tension obtenue à partir d'une HT de plusieurs centaines de volts ce qui réduit la tension d'ondulation après filtrage dans le même rapport. Elle est également due à l'absence

de circuit de chauffage véhiculant du 50 périodes.

Quant à l'emploi d'une lampe en étage final il permet d'obtenir aisément 5 watts modulée par canal puissance qui pourrait évidemment être fournie par des transistors appropriés mais au prix de complications plus grandes.

Comme nous le verrons bientôt cet appareil est doté de tous les circuits que l'on rencontre généralement sur les ensembles haute fidélité.

Le schéma (fig. 1)

Etant donné que les deux canaux de l'amplificateur sont identiques nous allons seulement étudier la constitution de l'un d'eux.

Puisqu'il s'agit d'un électrophone l'attaque se fait normalement par la tête de PU de la platine tourne-disque. Cependant un commutateur permet la mise en service d'une prise « Radio » ou « magnétophone » ce qui accroît les possibilités de cet appareil. L'attaque de la base du transistor d'entrée, un AC135 a lieu à travers un condensateur de 10 μ F. Dans le cas de

l'emploi en PU ce condensateur est mis en service avec une résistance de 470.000 ohms qui évite l'amortissement de la tête de lecture par l'impédance relativement faible du circuit de base du transistor.

Avant de poursuivre notons qu'en raison de l'emploi de lampes sur les étages de sortie le « moins » alimentation correspond à la masse. Le « plus » 12 V qui correspond à la tension d'alimentation des transistors est distribué par une ligne isolée, disposition quelque peu différente de celle que l'on a coutume de rencontrer sur les appareils transistorisés mais qui ne change rien au fonctionnement.

Le circuit collecteur de l'AC135 est chargé par une 5.600 ohms qui, en raison de ce que nous venons de signaler, aboutit à la masse. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 8.200 ohms découplée par un 50 μ F. La tension de base est obtenue grâce à un pont formé de deux 47.000 ohms placées entre le + 12 V et le collecteur du transistor. Cette polarisation est transmise à l'électrode de commande par une 22.000 ohms. Le pont est découplé

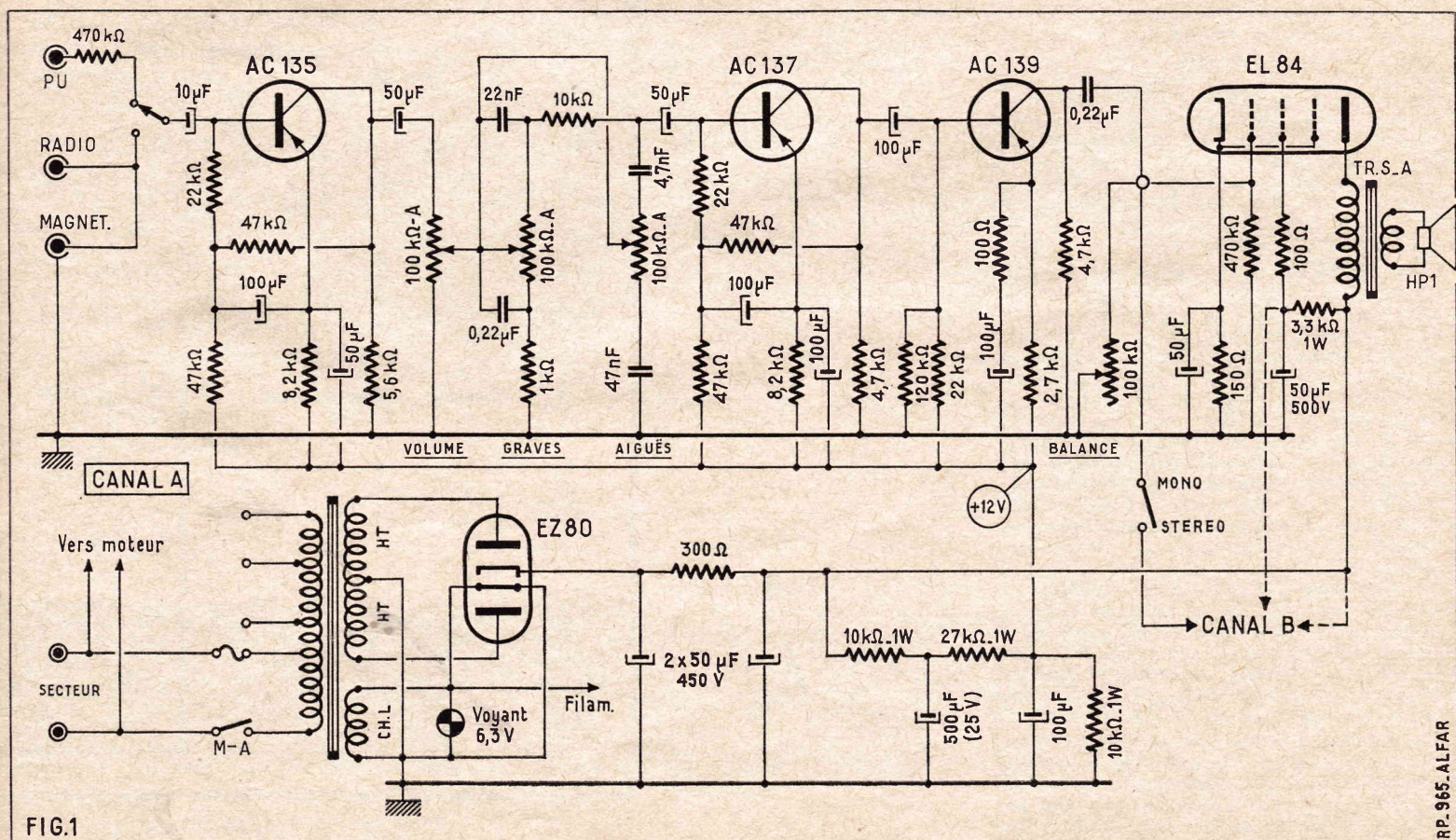


FIG.1

vers l'émetteur par un condensateur de $100 \mu\text{F}$. Cette disposition procure une excellente compensation de l'effet de température.

Le collecteur de l'AC135 attaque un potentiomètre de volume de 100.000 ohms à travers un condensateur de 50 MF .

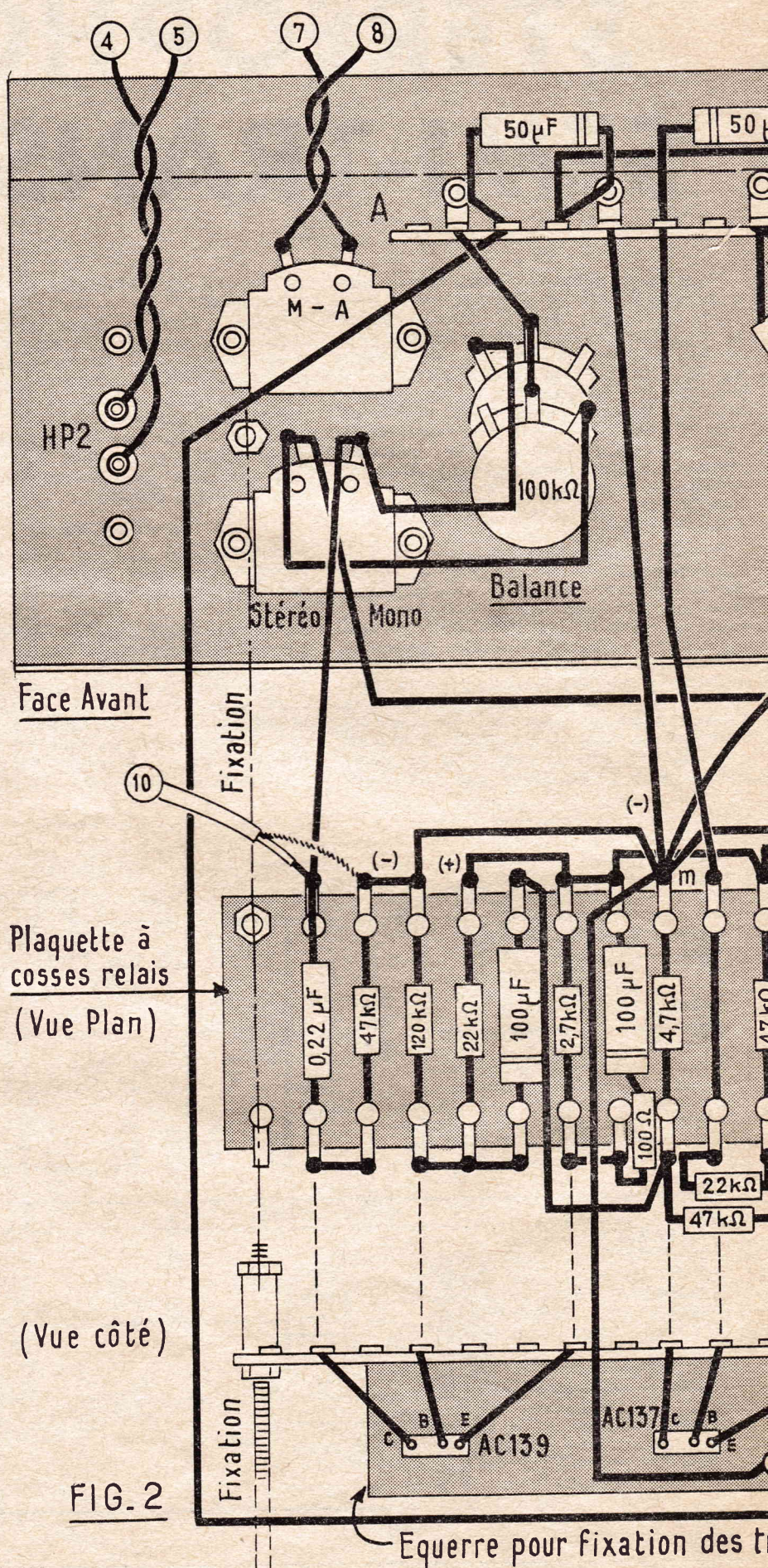
A la suite de ce potentiomètre de volume nous trouvons un dispositif de dosage séparé des « graves » et des « aigus ». La branche « graves » est constituée par un potentiomètre de 100.000 ohms en série côté masse avec une 1.000 ohms . La portion de ce potentiomètre située entre le curseur et la 1.000 ohms est shuntée par un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ et l'autre portion par un 22 nF . La branche « aigus » est formée d'un potentiomètre de 100.000 ohms avec de part et d'autre un condensateur de 47 nF (côté masse) et un $4,7 \text{ nF}$. Le signal BF, prélevé sur le curseur du potentiomètre de volume, est appliqué directement sur ceux des deux potentiomètres de dosage. La liaison entre le dispositif de tonalité et la base du transistor de l'étage suivant utilise un condensateur de $50 \mu\text{F}$. La branche « aigus » est reliée au pôle - de ce condensateur directement par le $4,7 \text{ nF}$ tandis que la branche grave utilise pour cette liaison une résistance de 10.000 ohms .

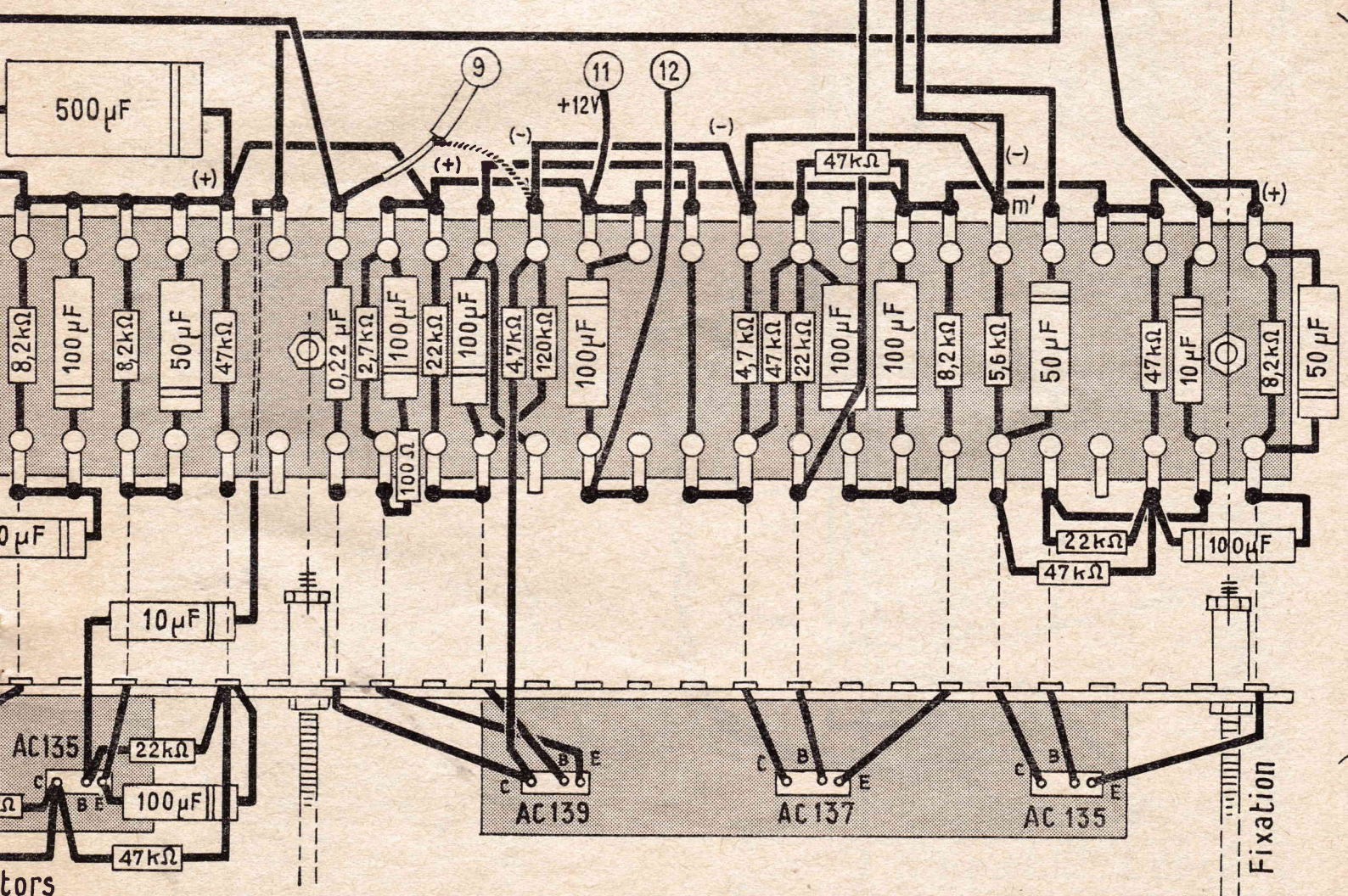
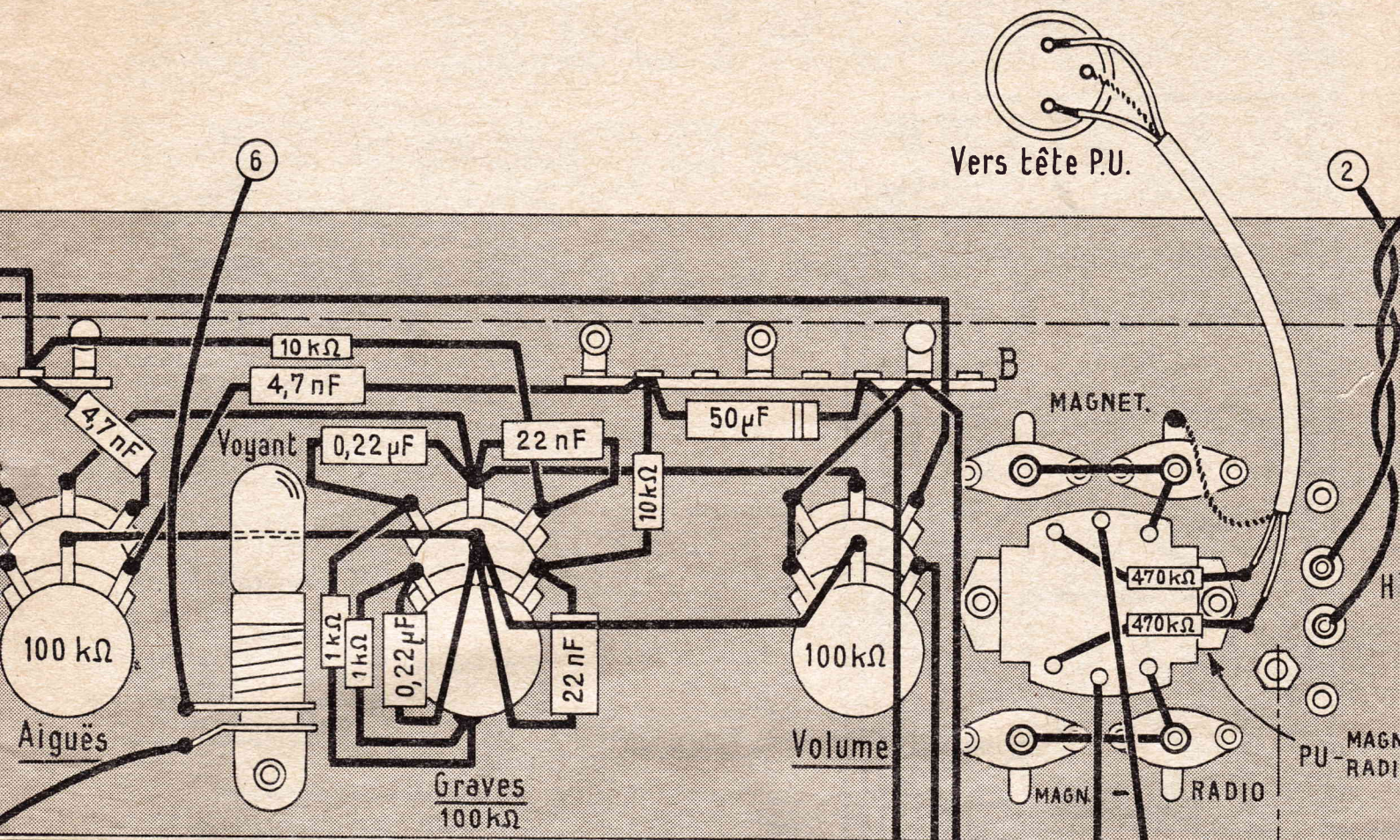
Le transistor du second étage est un AC137 dont le circuit collecteur est chargé par une résistance de 4.700 ohms . La résistance du circuit émetteur fait 8.200 ohms . Elle est découplée par un condensateur de $100 \mu\text{F}$. Le système de polarisation de la base est exactement de même, tant au point de vue disposition qu'à celui des valeurs des éléments, que celui de l'AC135 de l'étage précédent.

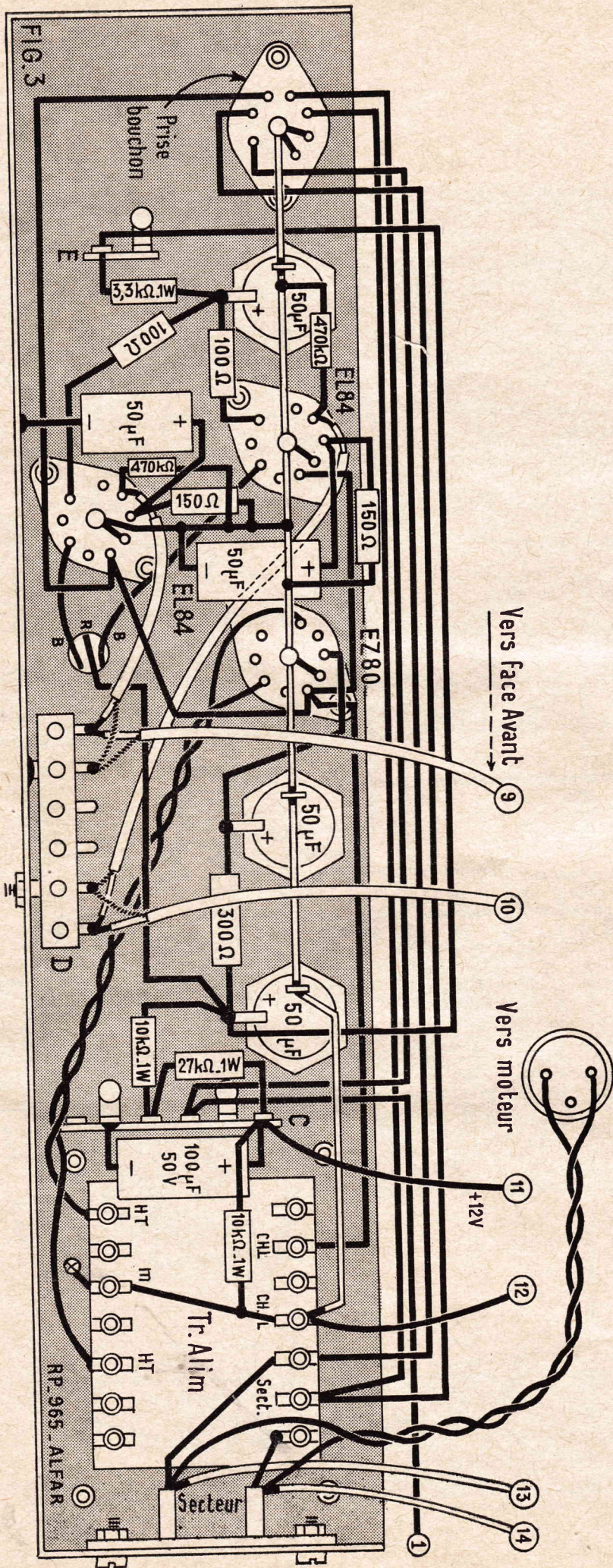
Le troisième étage met en œuvre un transistor AC139 dont la base est attaquée par le collecteur de l'AC137 à travers un condensateur de $100 \mu\text{F}$. La polarisation de cette base est fournie par un pont composé d'une 22.000 ohms côté + 12 V et d'une 120.000 ohms côté masse. La résistance de 2.700 ohms de stabilisation placée dans le circuit émetteur est découplée par un condensateur de 100 MF en série avec une résistance de 100 ohms . La présence de cette résistance procure un effet de contre-réaction sélective qui améliore la courbe de reproduction. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 4.700 ohms . Cette électrode attaque la grille de commande de la EL84 qui équipe l'étage final par un condensateur de $0,22 \mu\text{F}$ et une résistance de fuite vers la masse de 470.000 ohms .

Un potentiomètre de 100.000 ohms monté en résistance variable est placé en parallèle sur la résistance de fuite. Il est clair que selon la position de son curseur ce potentiomètre agit sur le volume de l'audition procuré par le canal considéré. Comme tous les autres éléments ce potentiomètre se retrouve sur l'autre canal mais il est monté « croisé ». Expliquons-nous aussi précisément que possible. Les deux potentiomètres de balance sont commandés par le même axe et par conséquent leurs curseurs se déplacent simultanément. On les connecte de façon que lorsque la portion de résistance active de l'un augmente, celle de l'autre diminue. Il s'en suit que lors de la manœuvre de ce potentiomètre la puissance de sortie d'un canal augmente tandis que celle de l'autre diminue. Il est ainsi possible de trouver un point d'équilibre entre ces deux puissances et c'est bien là le but cherché.

La lampe de puissance est polarisée par une résistance de cathode de 150 ohms découplée par un condensateur de $50 \mu\text{F}$. Sa grille écran est alimentée par une résistance de 100 ohms non découplée et une 3.300 ohms découplée par un condensateur







de 50 μF . Le transfo de sortie qui couple le H.-P. au circuit plaque a une impédance de 5.000 ohms. Un commutateur permet de relier ensemble les grilles de commande des EL84 des deux canaux pour procurer une audition monophonique.

L'alimentation qui est commune aux deux canaux met en œuvre un transformateur assurant l'adaptation à toutes les tensions secteur. Un enroulement 6,3 V sert à l'alimentation de filaments des deux EL84, de celui de la valve EZ80 et d'un voyant lumineux. La HT redressée par la EZ89 est filtrée par une cellule composée d'une résistance de 300 ohms et de deux condensateurs de 50 μF -350 V. La tension prise en ce point alimente la plaque et l'écran des EL84. Après on trouve encore deux cellules de filtres formées d'une 10.000 ohms lw, une 27.000 ohms, un condensateur de 500 μF et un de 100 μF . Une résistance de 10.000 ohms lw est placée en parallèle sur la sortie du filtre. Elle forme avec les résistances de 10.000 ohms et de 27.000 ohms de ce filtre le diviseur qui permet d'obtenir la tension de 12 V nécessaire à l'alimentation des transistors. Comme on peut le constater le courant d'alimentation est soumis à un filtrage rigoureux qui écarte tout risque le ronflement.

Réalisation pratique

Cet amplificateur est réalisé sur deux châssis séparés. L'un d'eux supporte les étages préamplificateurs à transistors et les organes de commande, tandis que l'autre supporte les étages de puissances et l'alimentation.

Le châssis préamplificateur

Son câblage est indiqué par la fig. 2. On y fixe les prises HP, les prises entrée « Magnet 2 et « Radio », les commutateurs « PU-Magnet-Radio », « Stéréo-Mono » et l'interrupteur. On y monte également les relais A et B, le voyant lumineux et les quatre potentiomètres 2×100.000 ohms.

Une fois ces éléments en place on procède à leur raccordement. On relie les prises « Magneto » et « Radio » au commutateur de fonctions. Sur ce commutateur on peut également souder les résistances de 470.000 ohms auxquelles on relie par un câble blindé à deux conducteurs la prise à 3 broches destinées au raccordement de la tête PU. On établit les connexions entre les potentiomètres de balance et le commutateur « Stéréo-Mono » et on met les curseurs à la masse sur la patte du relais A. Sur ce relais on soude les condensateurs de 50 μF . On soude le condensateurs de 47 nF et de 4,7 nF relatifs aux potentiomètres « Aiguës », « Graves » et « Volume ». On soude les résistances de 1.000 ohms, de 10.000 ohms et le condensateurs de 22 nF et de 0,22 μF afférent aux potentiomètres « Graves ». Sur le relais B on dispose le condensateur de 50 μF . On relie à la masse sur une patte du relais B une extrémité des potentiomètres de volume.

La majorité des résistances et des condensateurs entrant dans la composition des trois étages préamplificateurs sont disposées sur une plaquette sertie de 73 cosses réparties en deux rangées. Avant sa mise en place sur le châssis on garnit cette plaquette des résistances et des condensateurs et on établit les connexions qui nécessitent certaines de ses cosses. Il sera fastidieux et inutile d'énumérer en détail les opérations de ce câblage. Il suffit, cela ne présente aucune difficulté, de réviser pratiquement ce qui est représenté sur la fig. 2 où cette plaquette apparaît. On placera les éléments contre la plaquette de manière à donner une grande rigidité à l'ensemble. Dans le même but on fera les connexions aussi courtes

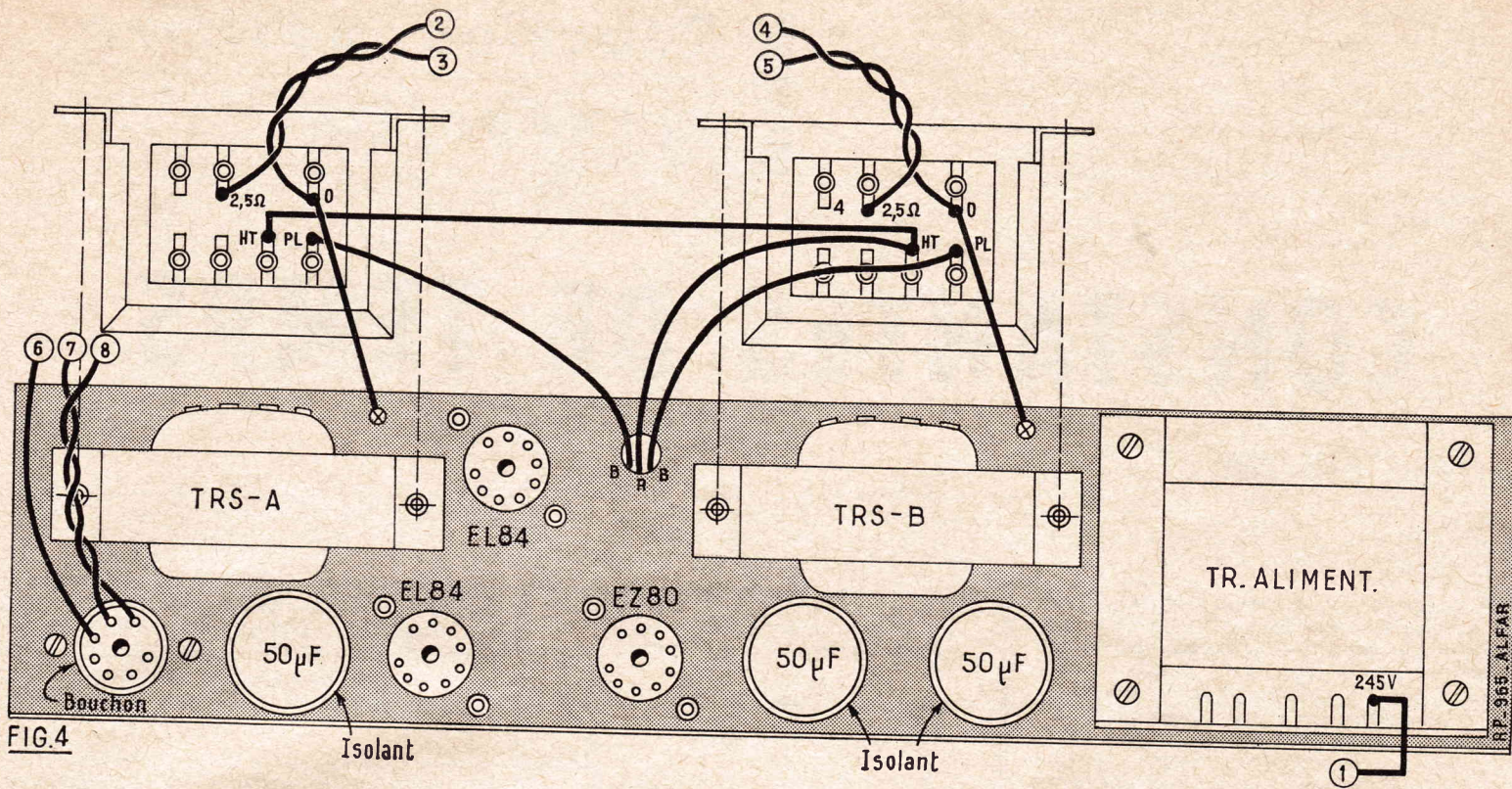


FIG. 4

aussi régulières que possible. Pour celles qui « sautent » plusieurs cosses on utilisera du fil de câblage isolé ou du fil étamé que l'on protégera avec du souplisso. Pour les condensateurs électrochimiques qui sont polarisés on veillera à respecter le sens de branchement indiqué.

Les supports de transistors sont montés sur une équerre métallique. L'assemblage de cette équerre et de la plaquette à cosses sur le châssis est indiqué par la fig. 5. Il est réalisé par trois tiges filetées faisant office d'entretoises.

On soude ensuite les résistances de 5.600 ohms, 22.000 ohms, 46.000 ohms et les condensateurs de 10 µF et de 100 µF relatifs à un des supports AC135 éléments qui n'ont pas été placés sur la plaquette à cosses. On établit les liaisons entre les supports et cette plaquette à cosses y compris celle constituée par la résistance de 4.700 ohms qui aboutit à la broche C d'un des supports AC139. On relie la cosse m de la plaquette à la masse sur l'équerre des supports et sur une patte de fixation du relais A. On établit une liaison semblable entre la cosse m' de la plaquette et une patte de fixation du relais B. On pose les connexions entre la plaquette, le commutateur « Stéréo-Mono »; le relais A, le commutateur de fonctions « PU-Magnéto-Radio » le relais B et le potentiomètre de volume. On pose encore les connexions qui relie la broche C du support ACT35 situé à gauche sur la fig. 2 et le relais A. On relie une cosse du voyant lumineux à la cosse m de la plaquette.

Lorsque tout le câblage figurant sur le plan de la fig. 2 est exécuté on passe au châssis « Alimentation étage de puissance ».

Le châssis alimentation étages de puissance

Son câblage est indiqué par les fig. 3 et 4. A l'intérieur de ce châssis on fixe les supports de lampes, les 3 relais, la prise à 7 broches destinée au bouchon de raccordement et la prise « secteur ». Sur le dessus on dispose le transformateur d'alimentation, les deux transfo de sortie et les trois condensateurs électrochimiques de 50 MF. On prévoit une rondelle isolante entre le boîtier de ces condensateurs et le châssis.

On établit la ligne de masse qui relie le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation, un côté de l'enroulement « CH.L », le blindage central des supports de lampe et de la prise 7 broches et les pôles « moins » des condensateurs de filtrage, le point milieu de l'enroulement HT est réuni au châssis. On pose les connexions qui relie la prise secteur, l'enroulement secteur du transfo et les broches de la prise qui servent au raccordement avec l'interrupteur. On réalise la ligne d'alimentation des filaments. Pour cela on relie une broche filament de chaque support à la ligne de masse et par des connexions en fil isolé on réunit l'autre broche filament de ces supports et une broche du support « Bouchon », à la seconde cosse « CH.L » du transfo. Par des fils torsadés on connecte les extrémités de l'enroulement HT aux broches « plaques » du support EZ80. On relie la broche cathode de ce support au pôle (+) du condensateur de 50 µF le plus proche. On met en place les résistances de filtrage de 300 ohms et 10.000 ohms. On relie le pôle (+) du condensateur 50 µF de sortie de filtre à la cosse isolée du relais E et aux cosses HT des deux transfos de sortie. Sur le relais C on soude la résistance de 27.000 ohms, le condensateur de 100 µF-50 V et la 10.000 ohms qui aboutit à la ligne de masse. On dispose la résistance de 3.300 ohms entre le relais E et le pôle + du troisième condensateur électrochimique de 50 µF. Sur les supports EL84 on soude les résistances de 100 ohms d'alimentation écran, celles de 470.000 ohms (fuite de grille) celles de polarisation de 150 ohms et leurs condensateurs de découplage de 50 µF. On relie les broches « plaque » aux cosses « PL » des transfos de sortie. Enfin, par des fils blindés, on établit les liaisons entre les broches « Grille » et le relais D.

Par un cordon à deux conducteurs on branche la prise « Moteur » à la prise « Secteur ». La prise « moteur » comme son nom l'indique servira à raccorder le moteur de la platine tourne-disque.

Raccordement des deux châssis

Lorsque les deux parties composant l'amplificateur sont câblées il faut réaliser

les liaisons qui les raccordent. On utilise pour cela des conducteurs de longueur suf-

(Suite page 53)

DEVIS DE PIECES DETACHEES NECESSAIRES AU MONTAGE DU

STEREOPHONE 36 HI-FI

6 transistors
+ 3 lampes
+ 2 diodes
dans une judicieuse combinaison
Puissance :
2 x 4 watts
Tourne-disques
changeur
entièrement
automatique
toutes
vitesses
tous disques
2 Haut-Parleurs
elliptiques
16 x 24

★ ENTREES SUPPLEMENTAIRES :
Magnétophone Mono - Magnétophone Stéréo
Tuner Mono ★ Tuner Stéréo
Élégante présentation en valise gainée façon teck
Dimensions : 410 x 370 x 210 mm

Le châssis alimentation et préampli
+ face avant gravée **32,50**
1 transformateur d'alimentation **27,00**
2 transformateurs de sortie **24,50**
4 potentiomètres doubles + 2 inverseurs + 11 entrées diverses + Supports + plaquettes **25,35**
1 jeu de résistances et condensateurs. **34,50**
Fils divers, câblage, masse, soudure, etc. **26,25**

TOUTES LES PIECES DETACHEES de l'ampli/préampli 169,60

Le jeu de transistors+lampes+diodes **57,50**
2 Haut-Parleurs elliptiques 16x24 ... **54,00**
1 Platine Changeur automatique **172,00**
1 Valve complète **85,00**

538,10

Kit COMPLET

EN ORDRE DE MARCHÉ : **625,00**
C'est UNE RÉALISATION

Alfar

48, rue Laffitte
PARIS (9^e)
Tél. : TRU. 44-12
C.C. Postal
5775-73 Paris
Ces prix s'entendent taxes 2,83 %
Emballage et port en plus

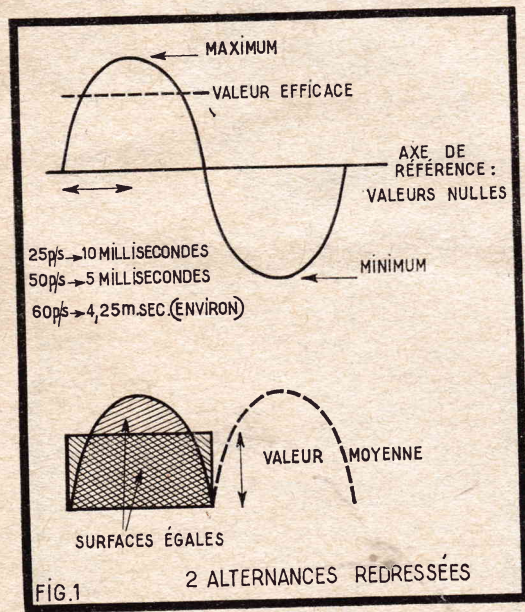
CONSTANTES DE TEMPS

par Fred KLINGER

Nous avons pu préciser, par nos exposés précédents, que les deux termes « positif » et « négatif » devaient être interprétés comme signifiant plutôt « en phase » ou « en opposition de phase », mais, en dehors de ces considérations de « signe », on ne peut laisser de côté l'importance des elongations atteintes, ni envisager seuls les organes qui apparaissent directement dans la constitution des circuits. Parmi les éléments fictifs que l'on ne saurait passer sous silence, les résistances occupent une place de choix et ce, d'autant plus qu'à partir du moment où les signaux deviennent variables, la définition même de la résistance subit une modification.

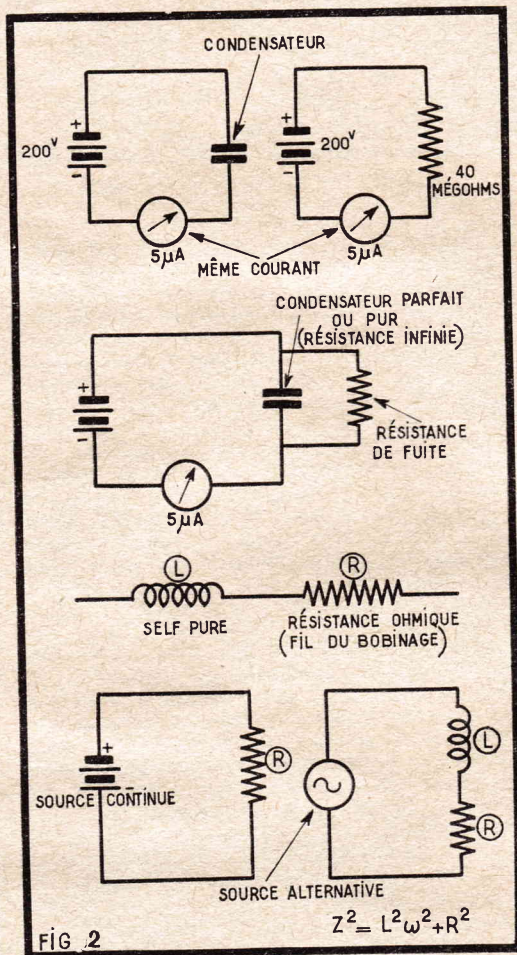
Résistances équivalentes

Dégageons-nous de l'aspect technologique des résistances et renonçons du même coup à la convention qui les fait entrer dans la seule définition des valeurs efficaces des



courants qui varient leur valeur dans le temps et plus particulièrement de ceux qui le font à la fréquence industrielle de 25, 50 ou 60 périodes par seconde (fig. 1).

Dès que nous dépassons ces fréquences, nous pourrions — et nous devrions — appeler « résistance » la quote-part de toute bobine à auto-induction ou de tout condensateur qui resterait parfaitement



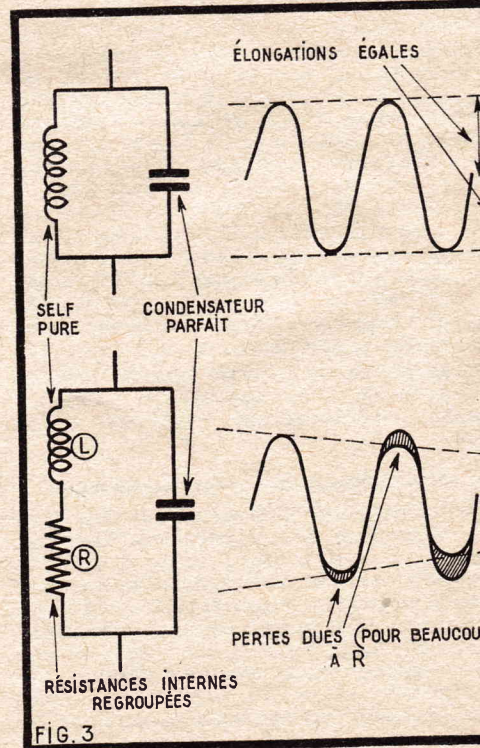
indifférent devant ces fréquences, quelle qu'en soit l'importance.

Ces résistances ont-elles une existence physique propre ? Nous serions tentés de répondre en Normand (sans vouloir porter atteinte à l'honneur de cette noble province) : oui et non. Dans un grand nombre de cas, il serait absurde de vouloir en prélever dans le tiroir des accessoires et des pièces détachées, mais pour autant, leurs manifestations ne sont nullement négligeables. Si nous rangeons, en effet, dans cette catégorie les résistances de fuite, hélas trop connues des condensateurs (fig. 2) nous pourrions fort bien envisager d'utiliser une telle résistance en tant qu'élément, disons ohmique : si un condensateur présente un courant de fuite de 5 microampères, cela pourrait effectivement signifier que, branché aux bornes

d'une source de tension de 200 volts, présenterait une résistance (de fuite) de 40 mégohms et rien n'empêche alors, le jour où l'on aurait besoin d'une telle résistance, de faire appel à ce condensateur tout en laissant de côté son aspect capacitif.

Or, c'est là précisément que les choses se compliquent, car une telle résistance sera définie qu'à une seule fréquence voire à la fréquence « zéro » (autrement dit, le courant continu) et il en serait un peu de même pour la résistance, elle aussi de fuite que l'on associerait à une bobine de bobinage inséré dans un circuit alternatif pourrait ne présenter qu'une faible dizaine d'ohms en l'absence de tout signal variable, appliqué au circuit grille, tout en se manifestant par une impédance de plusieurs dizaines de milliers d'ohms, dès qu'apparaît une tension — ne continue — (fig. 2 c).

Nous répondrions, par contre, non, une telle résistance n'est pas, matériellement parlant, récupérable, comme par exemple, dans un circuit oscillant, circuit type à faire appel à la réaction positive



et qui ne comporte, en principe, à proprement parler, qu'une bobine à auto-induction et un condensateur. Ne tenir compte que de ces deux éléments conduirait, on le sait (fig. 3), à une situation hautement idéalisée, qui ne refléterait nullement même en approximation, les caractéristiques de tels circuits : fréquence, sélectivité, surtension, couplage et d'autres encore. La télévision, en particulier, nous a appris à prêter une très grande attention à ces résistances apparentes qui feraient plus que de fausser les bandes passantes. La façon la plus claire, la plus simple aussi, d'étudier le comportement de tels circuits, consisterait encore à employer les circuits équivalents.

Circuits équivalents

Nous serons ainsi à même de ne plus considérer que des selfs et des condensateurs purs (fig. 4), c'est-à-dire dépourvus précisément de ces résistances toujours parasites, nous avons pu le montrer à l'instant : l'ensemble de ces résistances contenues dans un circuit-série, nous les

résistance parasite de self à placer en série avec une self pure, mais résistance de fuite de condensateur en parallèle avec une capacité, présumée encore pure. Quelle que soit la complexité d'un circuit, quel que soit, surtout, le nombre des organes inclus, on pourra toujours (fig. 4-c) le ramener à quelques branches-série et dans chacune de celles-ci se contenter de l'insertion à un seul exemplaire, de chacun des trois organes fondamentaux.

Condensateurs

En principe, on admet qu'un condensateur, quelle que soit sa valeur (exprimée en farads et non pas en ohms, donc une capacité et non pas une capacitance) équivaut à l'interruption d'un circuit parcouru par des signaux non variables, donc continus. La réalité, telle que nous venons de la dégager, du moins partiellement, nous oblige cependant, d'une part, à prévoir le maintien de cette résistance de fuite qui laissera tout de même passer une légère fraction de courant et, d'autre part, à scinder les événements en deux étapes.

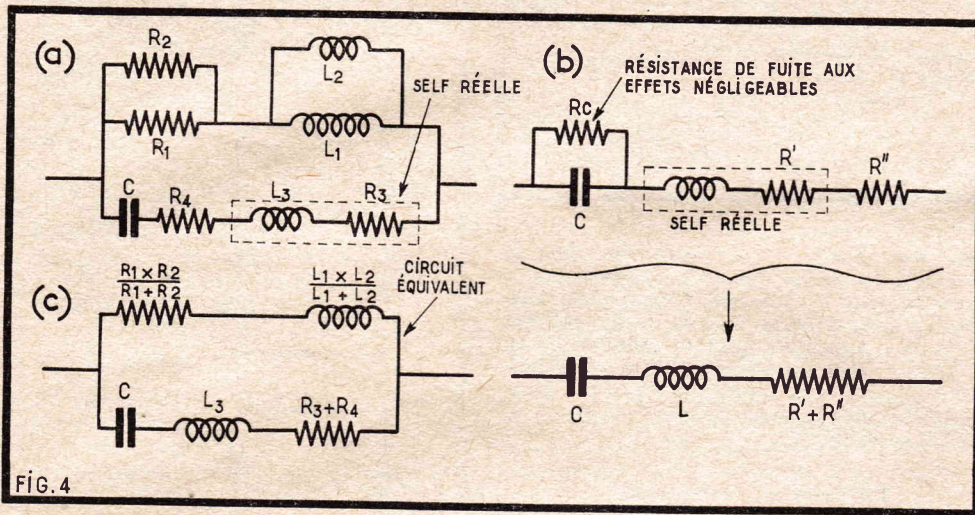


FIG. 4

regroupons en une seule, puisque, aussi bien, les manifestations font plus que de ressembler et nous incluons également les inévitables résistances qui existent bel et bien matériellement.

Si cette transposition facilite effectivement l'examen, pour ne pas dire l'étude, du comportement de ces circuits, il faut y voir bien plus qu'un simple complément théorique, puisqu'un branchement-série ne pourra alors jamais comporter plus de trois organes : on conçoit que des calculs effectués de cette façon puissent se trouver sérieusement simplifiés. Bien que nous n'ayons nullement l'intention de refaire ici la théorie complète, ni même incomplète, des moyens mis en œuvre pour aboutir à ces résultats, citons tout de même l'exemple (fig. 4-b) d'un circuit qui comporterait en série, d'abord, un condensateur C, pur, dont la résistance de fuite, placée apparemment en parallèle serait du moins assez élevée pour que nous puissions ne pas la faire intervenir ici, ensuite, une self, L, dont la résistance « en continu » présenterait une valeur ohmique R' et, enfin, une résistance R'', vraie, réelle : ces deux derniers éléments se retrouveront regroupés en R, qui équivaut, ici, à la somme R' et R'' et c'est R que l'on inclurait dans la relation bien connue de l'impédance correspondante

$$Z^2 = (R' + R'')^2 + (L\omega - \frac{1}{C\omega})^2$$

Bref, les circuits équivalents nous imposeront deux règles, simples à appliquer :

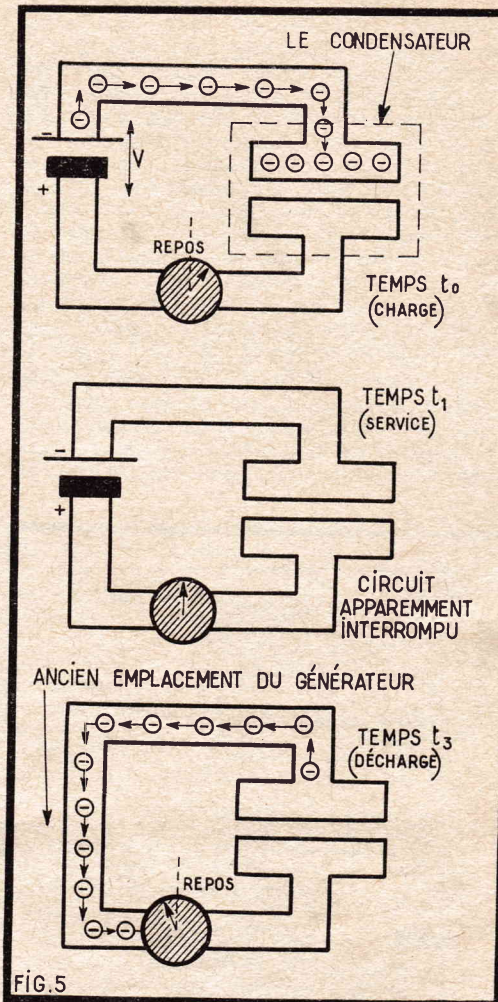


FIG. 5

L'intervalle de temps pendant lequel le courant de charge (donc bien un courant !) circule, dépend, entre autres, de la capacité du condensateur : en d'autres termes, ce courant s'interrompra au bout d'un certain temps variable, lui aussi, suivant la valeur de C, mais parler de charge, d'interruption de la charge, de durée de charge, c'est précisément admettre que, pendant un certain temps, un tel courant circule effectivement. Telle serait donc la situation dans le cas du courant continu et si elle diffère devant les signaux variables, c'est essentiellement parce qu'une telle charge est suivie de très près par une décharge : comme ces sortes de mouvements, aller et retour des

On commence bien (fig. 5) par fermer le circuit : même s'il est alimenté par une source de tension continue et même s'il ne contient qu'un condensateur, on pourra enregistrer le passage d'un courant ; nous disons « enregistrer » de préférence à « lire », car cette situation ne durera généralement pas assez longtemps pour qu'un œil, même exercé, puisse en noter valablement l'existence.

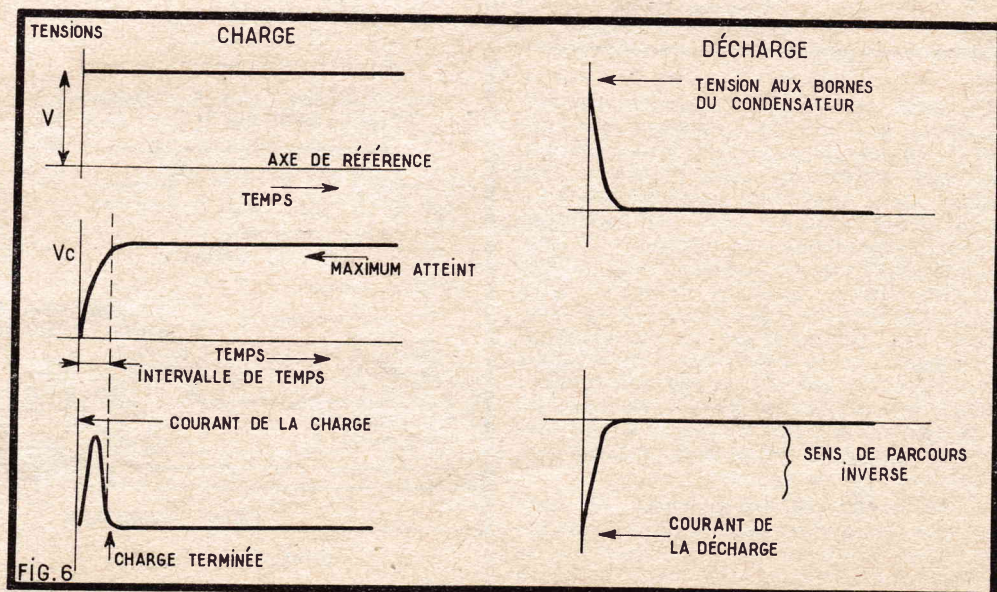


FIG. 6

électrons, reproduisent la forme même des tensions appliquées, on dira que le condensateur « laisse passer » les courants variables. Il serait, d'ailleurs, à remarquer que par suite des remarques faites au sujet des résistances « de fuite », on pourrait, même dans le cas du courant continu, constater le passage d'un tel courant, généralement indésirable, et on peut ainsi tracer les graphiques de notre figure 6, valables pour des courants continus que l'on interromprait sans cesse aussi bien que pour des signaux alternatifs qui provoquent ces interruptions pour ainsi dire automatiquement.

En aucun cas on ne pourrait, en détaillant les événements comme nous venons de le faire, parler d'un circuit coupé et même si on hésitait à envisager le passage d'électrons à travers l'isolant (fig. 7),

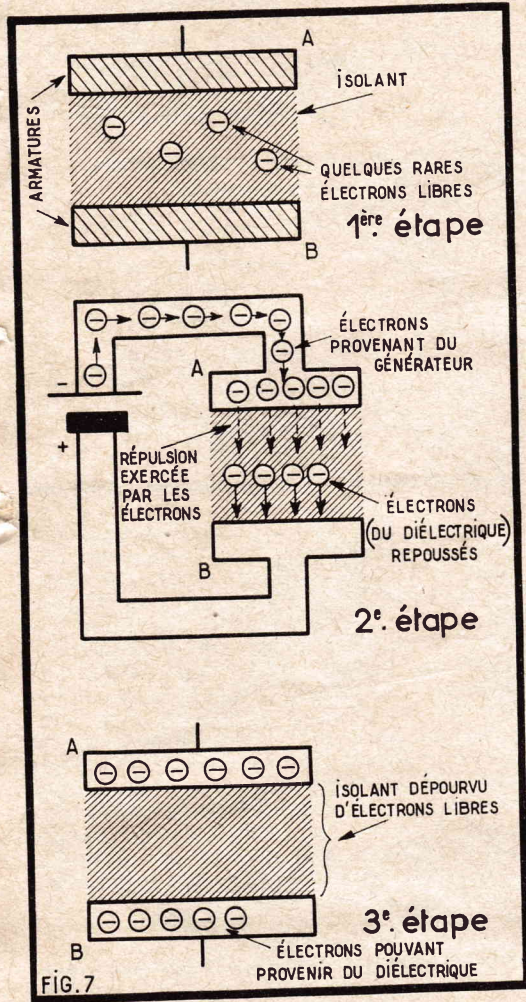


FIG. 7

on devrait tout de même admettre une sollicitation de l'une des armatures sur l'autre par le truchement d'un champ électrique qui s'établirait dans l'épaisseur du diélectrique. C'est bien sous cet angle — et de cette façon-là, qu'il faut envisager les choses pour pouvoir expliquer les pertes, généralement croissantes — et de plus en plus vite — avec la fréquence : en augmentant, pour les électrons, la cadence des changements de ces charges-décharges, on précipitera ceux-là pour ainsi dire les uns contre les autres (eux-mêmes ou les atomes dont ils font partie) et l'énergie liée à ces heurts viendra effectivement se déduire de celle qu'emmagasinaient tous ces porteurs.

Cette conclusion est d'autant plus logique que ces pertes varient d'un diélectrique à un autre, ce qui s'explique par la richesse en électrons libres (ou libérables) de ces derniers. Bien que, pour des rai-

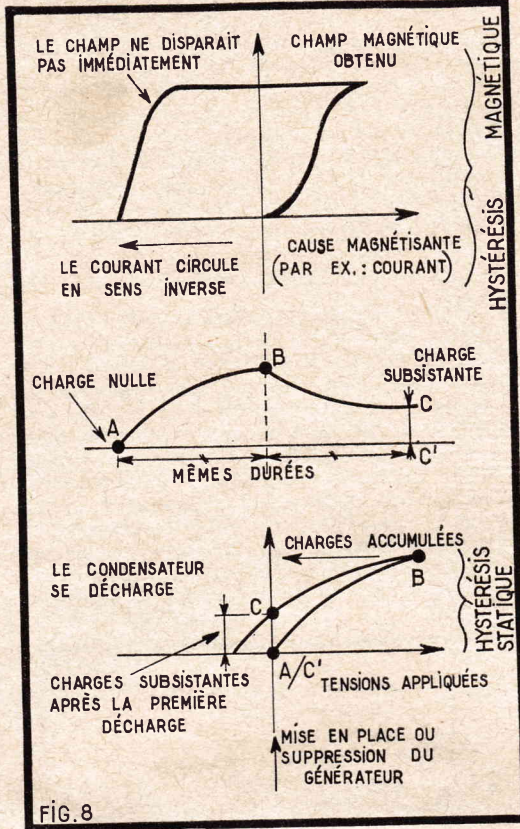


FIG. 8

sons peu claires, on ne fasse pas appel à de tels graphiques, rien ne s'opposerait à dresser, pour les condensateurs aussi, des courbes d'hystérésis (fig. 8), toute comme on le fait pour les charges magnétiques : ici aussi, elles représenteraient la quote-part de la charge accumulée par un condensateur, que celui-ci ne restitue pas à la première décharge.

Résistance et condensateur

Deux faits essentiels se dégagent des considérations que nous venons d'établir : la résistance de fuite des condensateurs se place en parallèle et ne participe donc que très indirectement aux phénomènes de la charge ; celle-ci, par contre, résulte de la fixation d'un certain nombre d'électrons sur l'une, au moins, des armatures;

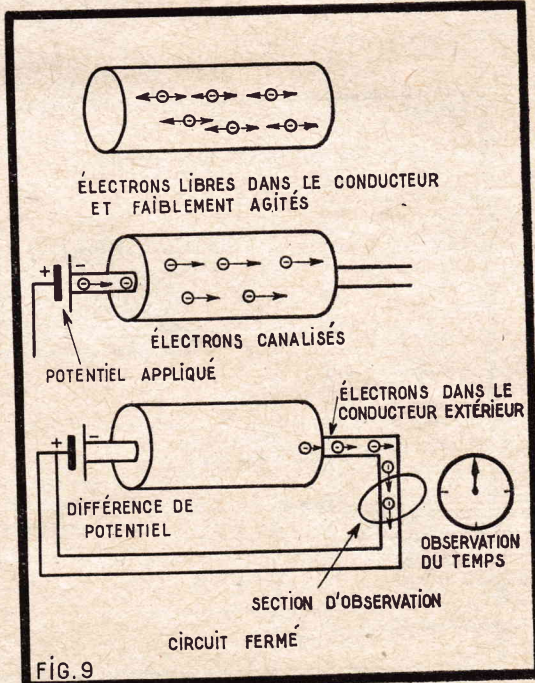


FIG. 9

or, ce nombre d'électrons ne représente, à son tour, rien d'autre que le courant qui traverse le circuit (fig. 9), il est normal que toute résistance qui ferait partie de ce dernier intervienne également, au moins pour la rapidité de la charge.

Dans un circuit normal, c'est-à-dire dépourvus d'éléments qui réagissent différemment suivant la fréquence, il suffirait d'appliquer la loi d'Ohm qui conduirait à une intensité constante ; ici, par contre, il serait plus exact de considérer cette résistance comme une limite supérieure du courant admissible, limite dont on s'approcherait le plus au début de la charge. La loi d'Ohm doit, en effet, rester tout de même applicable à un tel circuit : la

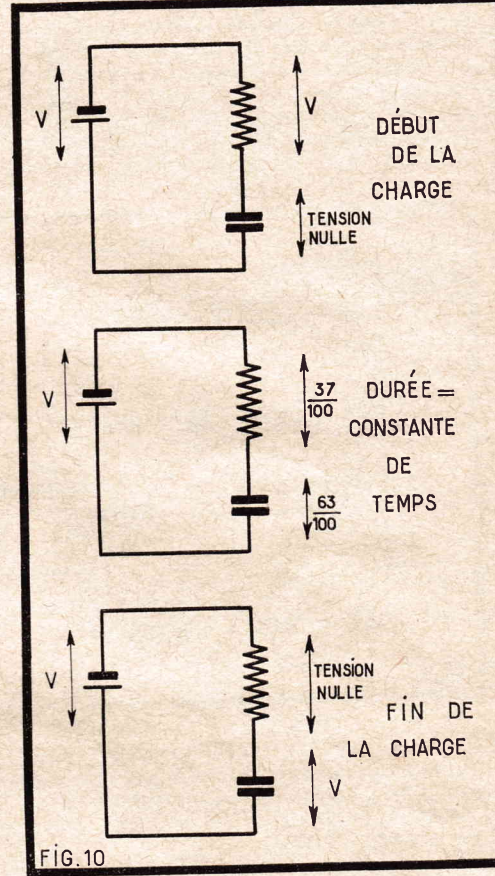


FIG. 10

somme des tensions aux bornes de la résistance et du condensateur (fig. 10) prend une valeur constante, égale précisément à celle de la source extérieure ; or, la tension aux bornes du condensateur augmente progressivement, et comme la chute de tension aux bornes de la résistance est proportionnelle au courant qui la traverse, il s'ensuit automatiquement que celui-ci diminue au fur et à mesure que la charge avance.

Le lien qui existe entre les deux éléments permettrait de tracer un graphe unique, par exemple, pour la charge du condensateur et d'en déduire la tension que l'on rencontrerait aux bornes de la résistance ou inversement : tous deux loin de donner lieu à une droite, prennent une allure exponentielle qui présente une certaine symétrie par rapport à un axe qui passerait à mi-hauteur de la tension initiale ou encore de celle que l'on rencontrerait finalement aux bornes du condensateur. Malgré ces ressemblances, les formes obtenues sont trop caractéristiques et introduisent trop bien la suite pour que nous ne les donnions tous les deux.

On a l'habitude d'associer à de tels circuits une donnée fondamentale : la co-

lante de temps, qui jouera un grand — un très grand — rôle dans les oscillateurs du type R-C auxquels nous désirons préciser-

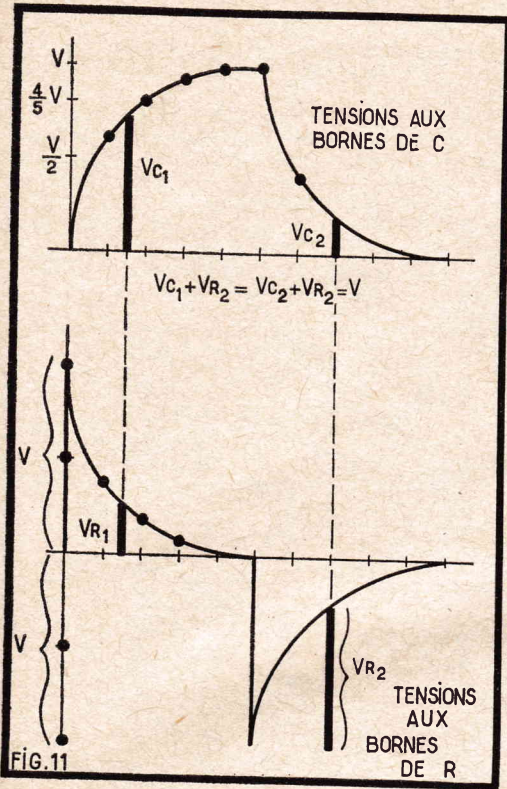


FIG.11

ment aboutir, mais on oublie généralement que sa définition découle de considérations mathématiques bien plus que techniques. Dans la pratique, le « temps » considéré pour cette « constante » représente le délai nécessaire pour que (fig. 11) l'on retrouve aux bornes du condensateur 63 % de la tension extérieure, mais comme il s'agit là seulement d'un point de repère, on ne pourra s'arrêter là et il faudra ser- rer la qualité de plus près. Cette valeur numérique de 63 % s'applique, en effet, de constante de temps en constante de temps, à la tension qui manque au condensateur pour que l'on trouve à ses bornes la totalité du potentiel appliqué extérieurement, soit 23 % au bout de la deuxième constante de temps, 9 % au bout de la troisième, 3 % au bout de la quatrième.

Bref, dès la quatrième ou cinquième constante, il manque au condensateur si peu que l'on peut, dans la pratique, le considérer comme étant complètement chargé et, par suite toujours de cette symétrie que nous avons déjà fait ressortir ci-dessus, il ne subsistera alors, aux bornes de la résistance, qu'une chute de tension ridiculement faible, voire nulle. On peut alors entrevoir la véritable définition d'une telle constante de temps, celle que, à notre avis, on ne rappelle pas assez souvent : si, d'une façon ou d'une autre, on parvenait à maintenir constant le courant de la charge et ce à sa valeur initiale, il suffirait tout juste de la durée de cette constante de temps pour se trouver devant un condensateur chargé complètement.

Nous croyons avoir suffisamment détaillé les événements qui se déroulent lors de la charge pour pouvoir conclure qu'ils ne se distinguent, lors de la décharge, que par un courant circulant en sens inverse et par une augmentation progressive des tensions, présentes aux bornes de la résistance : la notion de cons-

lante de temps, en particulier, restera valable, y compris avec sa valeur numérique. Voyons alors comment se comporteront de tels circuits en présence de...

Signaux redressés

L'exemple le plus simple, le plus répandu aussi, même si on ne fait pas toujours le rapprochement, est fourni par les circuits de filtrage, généralement de la haute tension. Par suite du redressement supposé ici monoplaque (fig. 12), les signaux appliqués à l'entrée d'une telle cellule présentent essentiellement des alternances positives (d'une durée d'un centième de seconde, soit 10 millisecondes), séparés par des intervalles de valeurs nulles, mais de même durée.

Ces derniers permettent au condensateur d'entrée de se décharger dans le circuit d'utilisation représenté, ici, par une simple résistance de charge et qui, pour des raisons de simplification, comprend également les organes de la cellule de filtrage autres que le condensateur d'entrée. Les premières, par contre, seront aptes à provoquer la charge de ce dernier à travers l'ensemble des résistances constituées par la valve, l'enroulement du transformateur et la résistance, dite de butée, dont l'un des buts apparaît ainsi très clairement : éviter que cette décharge ne s'effectue à travers la valve, surtout au moment de l'extinction ou de la suppression des possibilités de charge.

Malgré le même condensateur (50 microfarads) qui intervient, bien sûr, tout autant pour la charge et pour la décharge, nous aurons ainsi à distinguer entre deux constantes de temps numériquement très différentes : à « l'aller », l'ensemble des résistances indiquées représente 150 ohms et donne

$$CT_1 = 0,00005 \times 150 = 7,5 \text{ millisecondes.}$$

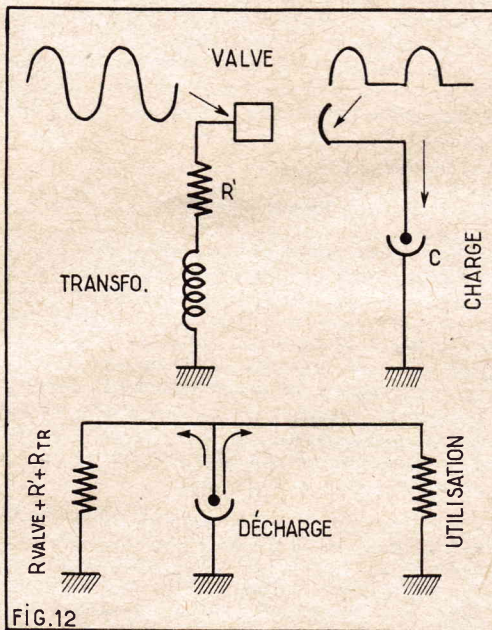


FIG.12

Cette alimentation en haute tension doit fournir 150 milliampères sous une tension de 100 volts, son circuit d'utilisation représentera ainsi 600 ohms et la constante de temps, lors de la décharge, correspondra — par rapport à CT_1 — à

$$CT_2 = \frac{7,5 \times 1,5}{6,6} = 17 \text{ millisecondes.}$$

OSCILLO PORTATIF MABEL 65

Tube 7 cm

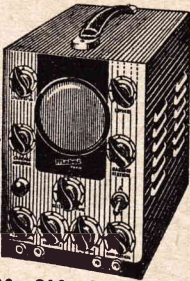
6 gammes de fréquences. Bande passante 2 MHz. Sensibilités bases de temps de 10 Hz à 120 kHz. Relaxateur incorporé.

Coffret châssis, plaque avant, etc 91,90

En « KIT » 350,00

EN ORDRE DE MARCHÉ: 420,00

230 x 210 x 145 mm



OSCILLO « LABO »

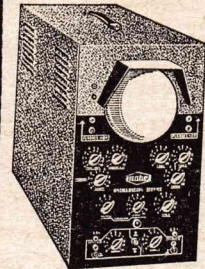
Tube de 16 cm (Décrit dans R.-P. de février 1965)

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

Coffret, châssis, plaque avant, etc 267,50

PRIX EN « KIT » 585,00

EN ORDRE DE MARCHÉ: 705,00



465 x 400 x 250 mm.

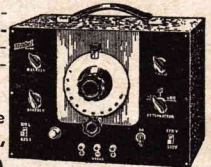
MIRE PORTATIVE 819/625 LIGNES

(Décrite dans le H.-P. du 15 février 1965)

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

Coffret, châssis, plaque avant, oscillateur, câble, réglés, avec lampes, etc. 156,00

Cette mire peut être montée dans une valise. Supplément 50,00



SIGNAL TRACER PORTATIF

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

Coffret châssis, plaque avant, etc. 98,00

EN « KIT » 247,00

ORDRE DE MARCHÉ 290,00

VOLTMETRE ELECTRONIQUE

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 MARCHÉ 404,00

Dimensions : 290 x 210 x 145 mm

Tous nos appareils sont livrés avec schémas et plan de câblage

POCKET TRACING POUR TOUS DEPANNAGES

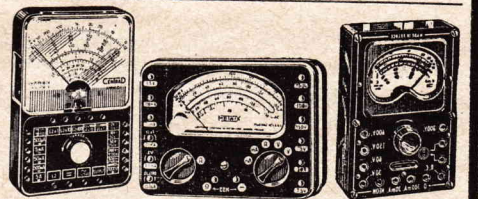
Analyseur dynamique pour BF - TRANSISTORS

RADIO - FM

TELEVISION

Livré avec cordon et pointe de touche.

Dim. : 220 x 18 mm Complet, en ordre de marche 54,00



METRIX 460, 10 000 ohms par volt. 148,00

METRIX 462, 20 000 ohms par volt .. 187,00

Housse cuir 27,00

VOC miniature (indiquer le voltage 110 ou 220 V à la commande) 51,00

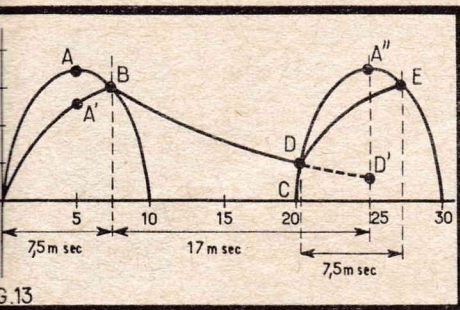
CENTRAD 517 20 000 Ω/V avec housse 178,50

HETERODYNE MINIATURE. Gammes couvertes : GO, PO, OC, MF. Double sortie HF. 110 V. Fonctionne en 220 V avec bouchon 132,00

TOUTES PIECES DETACHEES RADIO, TELE, CATALOGUE 65 contre 3 timbres à 0 30 F.

TAXE 2,83 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

Mabel 35, rue d'Alsace, PARIS (10^e)
Téléphone : NORD 88-25, 83-21
RADIO-TELEVISION, LA BOUTIQUE JAUNE
Métro : Gares de l'Est et du Nord.
C.C.P. 3246-25 Paris



Si le signal appliqué présente un maximum de 7 volts, point A, figure 13, le condensateur n'aura pu atteindre que la valeur A', soit un peu moins de 5 volts,

mais cette charge pourra sans difficulté se poursuivre jusqu'au moment B, où la tension qui doit mettre en circulation le courant de charge va descendre en-dessous de la valeur alors atteinte par le condensateur. Celui-ci continuera cette dé-

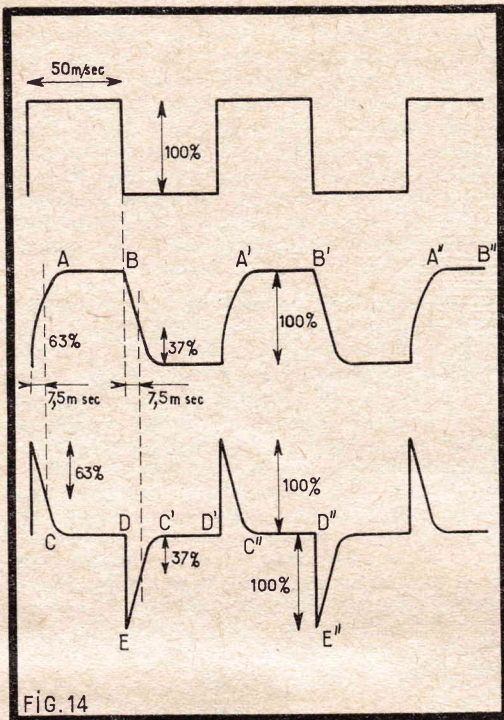


FIG. 14

charge jusqu'en D où le signal redressé, après avoir traversé la « zone nulle », remonte vers son — deuxième — maximum « A » ; sans cette évolution la tension de décharge serait descendue au moins jusqu'à sa première constante de temps, en D', qui aurait alors représenté les 63 % de la tension atteinte en B au moment où débute cette décharge. On comprend que les positions relatives des points tels que B, D et E auraient été différentes avec d'autres valeurs du condensateur, des résistances et même de la fréquence du signal appliqué.

Signaux variables

Et même variables à plusieurs titres, puisque nous envisagerons l'utilisation de signaux à des fréquences fort différentes, donc de durées également différentes, mais, pour rendre ces démonstrations un peu plus compatibles avec les dimensions de notre figure 14, nous préférons réduire la tension appliquée à 5 volts et conserver pour la décharge les conditions mêmes que nous avons déjà retenues pour la charge.

Le premier des signaux que nous comptons appliquer à un des deux organes durera à peu près sept fois plus longtemps que le temps imparti à la constante de temps de ce circuit, et comme nous avons pu voir que, pratiquement, dès la troisième de ces constantes il ne manque plus que quelques rares volts à ce condensateur, on comprend les parties horizontales AB du diagramme du condensateur et CD de celui que reflète la variation de la tension aux bornes de la résistance ; de même, les pointes BE rendent bien compte du fait que, lors de la décharge, il n'est ni faux ni exagéré de considérer le condensateur comme seul générateur susceptible d'augmenter la résistance.

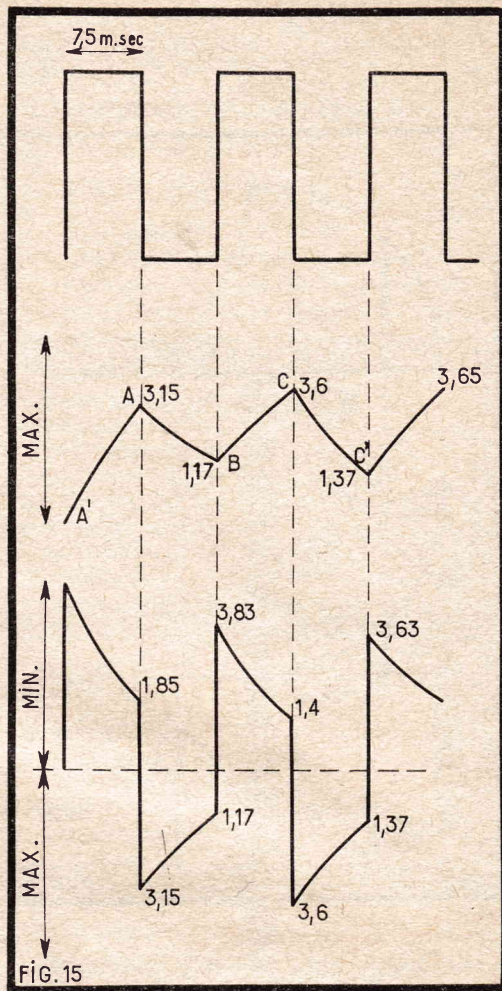


FIG. 15

Si le principe de ces conditions reste valable dans le deuxième cas où la tension appliquée se maintient juste pendant la durée égale à la constante de temps, la forme des signaux changera du tout au tout, comme nous pourrions l'entrevoir, même sans tracer la figure 15. Au moment où le signal disparaît, le condensateur n'aura eu le temps d'emmagasiner que

$$A'A \frac{5 \times 63}{100} = 3,15 \text{ volts}$$

et déjà il doit commencer à en abandonner : il le fera jusqu'en B (37 % de 3,15 volts = 1,17 volts) où redébut sa

(Suite page 65)

NOUVEAU
DÉCOUVREZ L'ÉLECTRONIQUE
PAR LA PRATIQUE
 construisez un
OSCILLOSCOPE
 et faites plus de
40 EXPÉRIENCES !

LECTRONI-TEC est un cours par correspondance tout nouveau qui n'utilise que la PRATIQUE. Pas de Théorie Superflue, Pas de Maths, Pas de connaissances scientifiques préalables, Pas d'expérience antérieure. Avec LECTRONI-TEC, vous commencez au début et vous construisez des appareils, des circuits qui vous apprennent les principes de l'Électronique en les utilisant.

Le Cours **LECTRONI-TEC** commence par la construction d'un Oscilloscope à tube cathodique, simple, portable et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en radio et en électronique. Ce sont toujours les derniers modèles des composants qui vous seront fournis puisque le cours est continuellement mis à jour.

En plus de la construction de l'Oscilloscope, vous apprendrez à comprendre les schémas de câblage et les circuits utilisés dans tous les appareils électroniques.

Vous utiliserez VOTRE Oscilloscope pour vérifier plus de 40 expériences pratiques qui englobent toutes les applications fondamentales de l'Électronique moderne.

- Pour votre plaisir personnel,
- Pour améliorer votre situation,
- Pour préparer une carrière d'avenir
- aux débouchés considérables.

Découvrez facilement les secrets de l'Électronique grâce à **LECTRONI-TEC**.

GRATUIT UNE BROCHURE DE 20 PAGES

BON n° RP 1 (à découper ou à recopier)
 à envoyer à **LECTRONI-TEC**,
 19, place du Marché Saint-Honoré,
 Paris 1^{er}.

veuillez m'envoyer gratuitement et sans aucun engagement votre brochure.

Nom :
 Adresse :

**jolie, pratique...
 et garantie 5 ans
 ROYALITE IIO**

LA NOUVELLE MACHINE A ÉCRIRE PORTATIVE



ROYAL MACHINES A ECRIRE
 Département de MONROE FRANCE

Nouveaux circuits T V à transistor

par N. - D. NELSON

QUELQUES MONTAGES SPÉCIAUX AMPLIFICATEUR V F POUR TUBE AW 21 - 11

Le tube cathodique AW 21-11 dont la diagonale est de 21 cm est de petites dimensions et présente un intérêt dans de nombreuses applications :

a) dans un téléviseur portatif à transistors ;

b) dans un ensemble de réception TV à plusieurs tubes cathodiques permettant à chaque utilisateur de disposer d'une image proche ce qui est intéressant dans diverses installations collectives : conférences, écoles, démonstrations diverses, bancs de surveillance dans l'industrie, etc.

L'amplificateur VF de la figure 1 est destiné à ce tube cathodique. Le signal VF à amplifier est appliqué à l'entrée E₁ et transmis par le condensateur électrochimique de 125 μ F à la base du transistor Q₁, NPN, monté en collecteur commun, type BF 109.

Dans ce montage le collecteur est à la masse qui coïncide avec la ligne positive de l'alimentation de 12 V.

La sortie du signal s'effectue sur l'émetteur.

Pour la polarisation de la base de Q₁ on a prévu un diviseur de tension constitué par un potentiomètre P₁ de 20 k Ω monté entre le positif (masse) et le négatif de la source de 12 V. Le condensateur de 82 pF qui shunte la résistance de 1,5 k Ω de base réalise une correction de la courbe de réponse ; sa valeur peut être éventuellement modifiée.

On remarquera que le réglage de P₁ agit sur le courant de base qui, à son tour, commande le courant du collecteur et celui d'émetteur. Comme l'émetteur de Q₁ est directement relié à la base de Q₂, la polarisation de base de Q₂ est réglée également et agit sur le courant de collecteur du transistor final Q₂, type SFT 183.

On doit considérer P₁ comme un réglage ajustable destiné à faire fonctionner Q₁ et Q₂ selon leurs points de fonctionnement définis par leurs courants d'émetteurs prévus et maintenu entre les limites permises.

Le signal amplifié par Q₁ est transmis directement à Q₂, comme on vient de l'indiquer. Le circuit de sortie de Q₁ comprend deux résistances en série, 1 k Ω et 390 Ω permettant de ramener le circuit d'émetteur de Q₂ à leur point commun ce qui assure la polarisation correcte de Q₂. Le condensateur de 820 pF shuntant la résistance de 33 Ω réalise une contre-réaction sélective favorisant le gain aux fréquences VF élevées et corrigeant la courbe de réponse.

Passons au circuit de collecteur de Q₂. La charge de collecteur se compose de P₂ au positif de l'alimentation de 160 V dont en série avec la résistance de 500 Ω reliée le négatif est à la masse. Q₂, comme Q₁, sont des transistors NPN. Q₂ est prévu pour le dernier étage VF et pour une alimentation en HT de 160 V, nécessaire pour obtenir à la sortie un signal VF crête à crête élevé, de maximum 130 V pour la modulation de lumière du tube cathodique.

Le potentiomètre P₂ permet de réaliser une correction variable pour les fréquences élevées. En effet lorsque son curseur est placé vers la résistance de 500 Ω il y a diminution de la tension de sortie à toutes les fréquences sauf aux fréquences très

La tension de cette cathode est réglable à l'aide du potentiomètre P₃ de 1 M Ω , relié d'une part au point + 160 V et d'autre part à la masse par l'intermédiaire de la résistance de garde de 68 k Ω qui limite la variation de tension à une certaine valeur positive au-dessous de laquelle la tension de la cathode du tube cathodique ne doit pas descendre.

Ce potentiomètre P₃ peut être ajustable pour la commande de la luminosité du tube cathodique s'effectuant par variation de la tension du wehnelt, comme on le verra plus loin.

La forme du signal VF à appliquer à l'entrée de l'amplificateur est indiquée sur la figure 1.

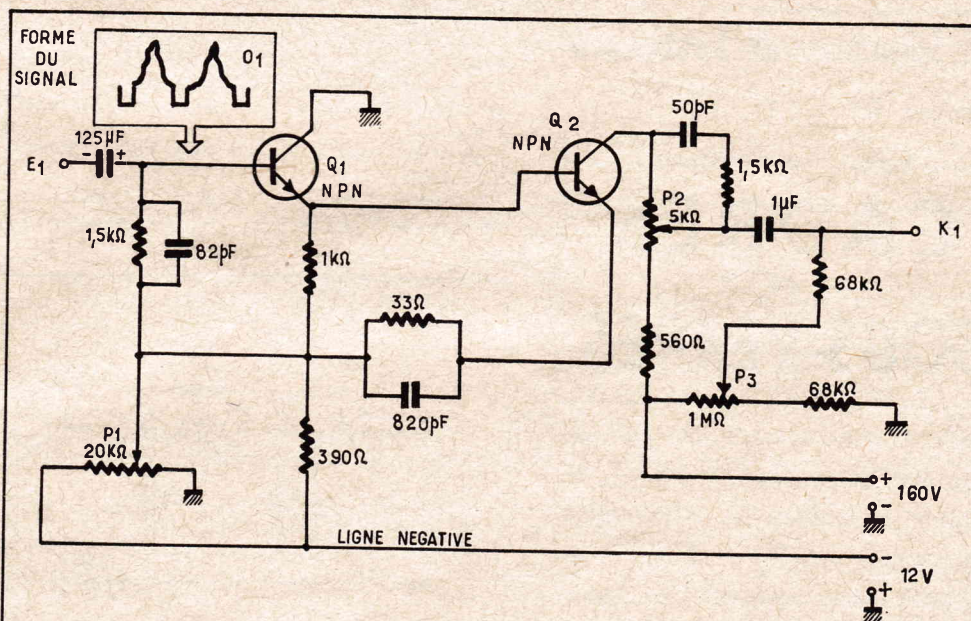


FIG. 1

élevées dont les signaux sont transmis par le condensateur de 50 pF en série avec la résistance de 1,5 k Ω . Lorsque le curseur de P₂ est du côté collecteur, le signal transmis est maximum mais il n'y a pas de correction.

La tension VF amplifiée et corrigée est transmise par le condensateur de 1 μ F à la cathode du tube cathodique qui suit cet amplificateur.

C'est un signal VF dit « positif » donc avec modulation de lumière positive et signaux synchro de lignes négatifs (oscillogramme O₁).

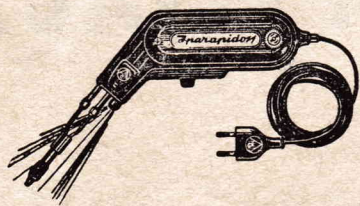
Ce signal est reproduit sans inversion sur l'émetteur de Q₁ et sur la base de Q₂ tandis que sur le collecteur de Q₂ et sur la cathode du tube cathodique il est inversé. Cette polarité convient à l'attaque par la cathode d'un tube cathodique.

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 930

au prix de gros

25% moins cher



Fer à souder à chauffe instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages alter. 110 ou 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation : 90/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail, interrupteur dans le manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids : **78 F** 830 gr. Valeur : 99,00. NET

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

RADIO-VOLTAIRE

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

ROQ. 98-64

RAPY

Dans la collection

Les Sélections de Système D

Numéro 81

Faites vous-mêmes

CADRES et SOUS-VERRES

Cadres modernes, en relief, économiques, en stratifié. - Presses à cadres. - Réparation des cadres dorés. - Dorure. - Réglettes pour monter les sous-verres. - Caches...

Prix : 1 F

Ajoutez 0.10 F pour frais d'expédition et adressez commande à la SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION, 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : PARIS 259-10 en utilisant la partie "correspondance" de la formule du chèque. Ou demandez-la à votre marchand habituel qui vous la procurera.

Si l'installation comprend 3 tubes cathodiques, il faut prévoir 3 amplificateurs VF identiques. La figure 2 montre un groupe de 3 amplificateurs dont on a reproduit que les points d'entrée E_1 , E_2 et E_3 et les points de sortie, K_1 , K_2 et K_3 .

Autre amplificateur VF

Egalement étudié par Vidéon, voici à la figure 3 un schéma d'amplificateur VF pour tube de 59 cm.

Le montage utilise deux transistors NPN, $Q_1 = 2N706$ ou SE 1001 ou SE 002 et $Q_2 = 1572$.

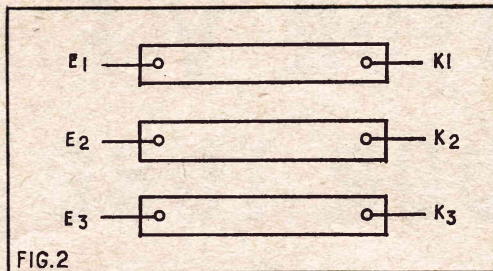


FIG. 2

Sur le schéma on a représenté le dernier transformateur de l'amplificateur MF image et la détectrice diode D_1 type OA70. La charge de diode est une résistance de 2,2 k Ω shuntée par un condensateur de 8,2 pF.

Pour améliorer la courbe de réponse aux fréquences élevées, notamment pour le cas de réception sur 819 lignes, on a disposé le circuit de correction série composée de la bobine S 2101 shuntée par une résistance de 2,2 k Ω qui réduit la suramplification obtenue grâce à la bobine et égalise la courbe de réponse VF.

Le premier transistor Q_1 est un NPN dont l'émetteur est relié directement à la ligne négative. La base est polarisée par une tension déterminée par la résistance de composante continue fournie par l'anode de la diode détectrice.

Cette anode fournit en même temps le signal VF.

Le transistor Q_1 est monté en émetteur commun, montage différent de la plupart de ceux adoptés actuellement en VF où le premier transistor VF est à collecteur commun.

Le collecteur de Q_1 est relié directement à la base de Q_2 .

Comme, d'autre part, il y a aussi une liaison sans coupure par condensateur,

entre la sortie et la cathode du tube cathodique, on peut constater que la composante continue est parfaitement transmise, depuis la diode détectrice image jusqu'au tube cathodique.

La base de Q_2 se trouve au même potentiel que le collecteur de Q_1 . Leur tension est déterminée par la résistance de 1 k Ω reliée directement à la ligne positive d'alimentation de 12 V.

L'émetteur de Q_2 est polarisé par un diviseur de tension dont la résistance de 1,5 k Ω est reliée à la ligne positive et les résistances en série de 270 Ω et 82 Ω , à la ligne négative de l'alimentation de 12 V.

Au point commun de ces deux dernières résistances, on a connecté une résistance de 100 Ω permettant de réaliser une contre réaction de Q_2 vers Q_1 , améliorant la courbe de réponse et réduisant la distorsion.

Le circuit de contre réaction comprend également l'ensemble RC composé de 270 pF en série avec 270 Ω agissant sur la forme de la courbe de réponse.

On peut voir aussi que la tension de référence de la diode est déterminée par la résistance de 100 Ω reliée au point P.

Le transistor Q_2 , spécialement étudié pour la VF de sortie fonctionne avec une tension de collecteur de + 135 V fournie par le transformateur de sortie de la base de temps ligne, montage actuellement très courant.

Le circuit de sortie comprend la bobine de correction série S 2101 pour les fréquences élevées, shuntée par une résistance de 2,2 k Ω . La charge de résistance est de 3,9 k Ω reliée au point + 135 V.

Grâce à cette tension élevée, on peut obtenir sans distorsion, une tension VF de l'ordre de 100 V crête à crête nécessaire à l'attaque d'un tube cathodique à grand écran.

Le signal VF est transmis à la cathode du tube cathodique par le système RC parallèle composé de 0,1 μ F et 270 k Ω favorisant la transmission des signaux à fréquence élevée.

L'ensemble des divers circuits de correction: le dernier cité, les bobines série et la contre réaction assurent une courbe linéaire jusqu'aux VF les plus élevées, de l'ordre de 10 MHz.

La tension de la cathode du tube cathodique est déterminée par le diviseur de tension constitué par la résistance de

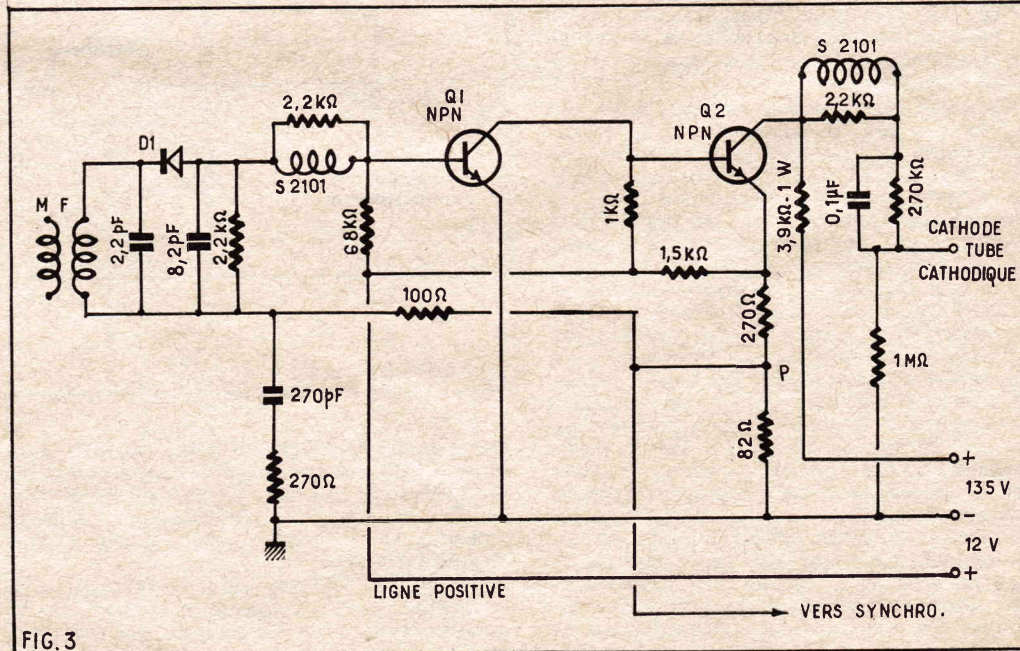


FIG. 3

270 kΩ reliée au collecteur de Q₃ et la résistance de 1 MΩ reliée à la ligne négative de 12 V. La masse est, d'ailleurs, reliée à cette ligne négative.

La VF appliquée à la cathode du tube cathodique est à impulsions positives synchro lignes et à signaux négatifs de luminance.

On peut le vérifier facilement.

A la sortie détectrice, le signal VF, dans le cas des standards français, belges et anglais, apparaissent des signaux de luminance négatifs. Les deux transistors, Q₁ et Q₂ étant tous deux montés en émetteur commun réalisent deux inversions ce qui rétablit la polarité du signal.

Base de temps image

Voici d'abord une première base de temps conçue par Vidéon pour le système à 3 tubes dont nous avons donné des indications au début et pour lequel on adoptera l'amplificateur VF de la figure 1.

La figure 4 donne le schéma de cette base de temps verticale sur lequel on a représenté également, les transistors de séparation Q₃ et Q₄. Le signal VF à appliquer doit avoir la forme O₁.

Son amplitude est de 5 V et les impulsions de lignes sont négatives. Appliqué à la base de Q₃ il est amplifié, inversé et écrêté des signaux de modulation de lumière.

Il apparaît sur le collecteur de Q₃ avec des impulsions négatives de ligne et transmis, d'une part, par le point A₁ à la base de temps lignes et, d'autre part, à Q₄ qui fournit sur le collecteur le signal synchro de trame ayant la forme O₂ sur la base de ce transistor, donc la polarité opposée (impulsions négatives) sur le collecteur.

Ces impulsions négatives de trame (image) sont appliquées, par l'intermédiaire du condensateur de 25 μF, à la base de l'oscillateur blocking Q₅ qui est synchronisé à la fréquence d'image 50 Hz.

L'oscillation bloquée s'effectue à l'aide du transformateur-oscillateur TBI réalisant le couplage entre base et collecteur. La diode D₁ limite les surtensions.

L'amplitude se règle avec le potentiomètre de 250 Ω qui dose le signal appliqué au driver Q₆.

Ce potentiomètre agit par conséquent comme réglage de la hauteur de la trame apparaissant sur l'écran du tube cathodique.

La fréquence se règle avec P₈. On obtient la synchronisation lorsqu'en absence du signal de synchronisation l'oscillateur est réglé sur une fréquence légèrement inférieure à 50 Hz.

Le driver Q₆ amplifie et inverse le signal qui lui est transmis. Finalement, la base du transistor final Q₇, reçoit un signal ayant la forme indiquée par l'oscillogramme O₅.

Les potentiomètres P₇, P₈ et P₉ agissent sur la forme du courant en dents de scie qui traversera les bobines de déviation verticale.

Les demi-bobines de chaque bloc de déviation verticale sont disposées en parallèle sur un potentiomètre de 1 kΩ.

Ces 3 ensembles sont montés en série de sorte que le même courant de déviation puisse être appliqué à chaque circuit de déviation verticale. Les potentiomètres de 1 kΩ, toutefois, montés en résistance variable, permettent de faire varier les courants passant dans chaque groupe pour compenser certaines différences de sensibilité verticale pouvant exister entre les 3 tubes cathodiques.

L'ensemble de déviation est monté en dérivation sur la bobine B₁ de collecteur.

La forme de la tension de collecteur de Q₇ est indiquée par l'oscillogramme O₃. Celle du courant dans les bobines de déviation verticale est représentée par l'oscillogramme O₄.

On voit que ce courant a la forme d'une dent de scie avec l'« aller » en « S » pour compenser la distorsion correspondante.

Pour établir cet oscillogramme on a disposé une résistance de 1Ω en série avec les bobines de déviation. La tension aux bornes de cette résistance, relevée par l'oscillogramme O₄, a la même forme que le courant.

Le point A₃ permet d'appliquer aux wehnelts des tubes cathodiques des impulsions négatives d'effacement du retour vertical du spot lumineux.

Voici quelques tensions en divers points du montage de la figure 4. Base Q₃: + 1,8 V, collecteur: -10,8 V, émetteur: zéro volt; Base de Q₄: 1 V, collecteur: -8 V; les tensions d'alimentation sont, par rapport à la masse: -18 V, -19 V, -31 V, -12 V.

On a adopté les types suivants de transistors: Q₃ = SFT 307, Q₄ = SFT 267, Q₅ = SFT 125 P, Q₆ = OC 80, Q₇ = SFT 214.

La bobine B₁ est de 840 mH, 6 Ω, 47 spires. L'ensemble des bobines de déviation verticale est de 67 mH, 30 Ω.

Emploi de tubes cathodiques de 262,5 mm de diagonale

Le même montage peut fonctionner avec des tubes cathodiques dont l'écran est de plus grande surface.

Un tube plus moderne que le type AV 21-11 mentionné plus haut est celui de la Radiotechnique, type A 28-13 W. Sur filament consomme 68 mA sous 11 V.

Voici ses principales caractéristiques: THT: 11 kV, V_{g1}: 0 à 350 V, V_{g2}: 200 à 300 V, V_k: 45 V, capacité de grille 1: 6 pF.

L'écran a une diagonale de 262,5 mm une largeur utile de 228 mm, une longueur hors tout maximum de 250 mm et minimum de 240 mm.

Il se monte comme le précédent tube.

Autre base de temps verticale

La base de temps décrite plus haut, de technique Vidéon convient pour 3 tubes cathodiques.

Voici une autre base de temps verticale de technique *Aréna* à utiliser avec un seul tube cathodique, par exemple le type AW 21-11.

Le schéma de cette base de temps est donné par la figure 5. Q₁ est l'oscillateur de relaxation blocking avec couplage entre base et collecteur réalisé à l'aide du transformateur-oscillateur TB dont l'enroulement de collecteur est amorti par une résistance de 100 Ω.

Le signal de synchronisation doit être appliqué sur le collecteur du transistor Q₁.

Signalons que ce transistor est du type SFT 307 et que le bobinage est un *Aréna* type BI 3.

La polarisation de l'émetteur de Q₁ est assurée par la résistance de 180 Ω et le condensateur de découplage de 100 μF électrochimique.

Pour la polarisation de la base, on a disposé un diviseur de tension monté entre les deux lignes d'alimentation de 12 V. Ce diviseur se compose de la résistance de 33 Ω reliée à la ligne positive et celle de 1,5 kΩ, à la ligne négative.

(Suite page 64)

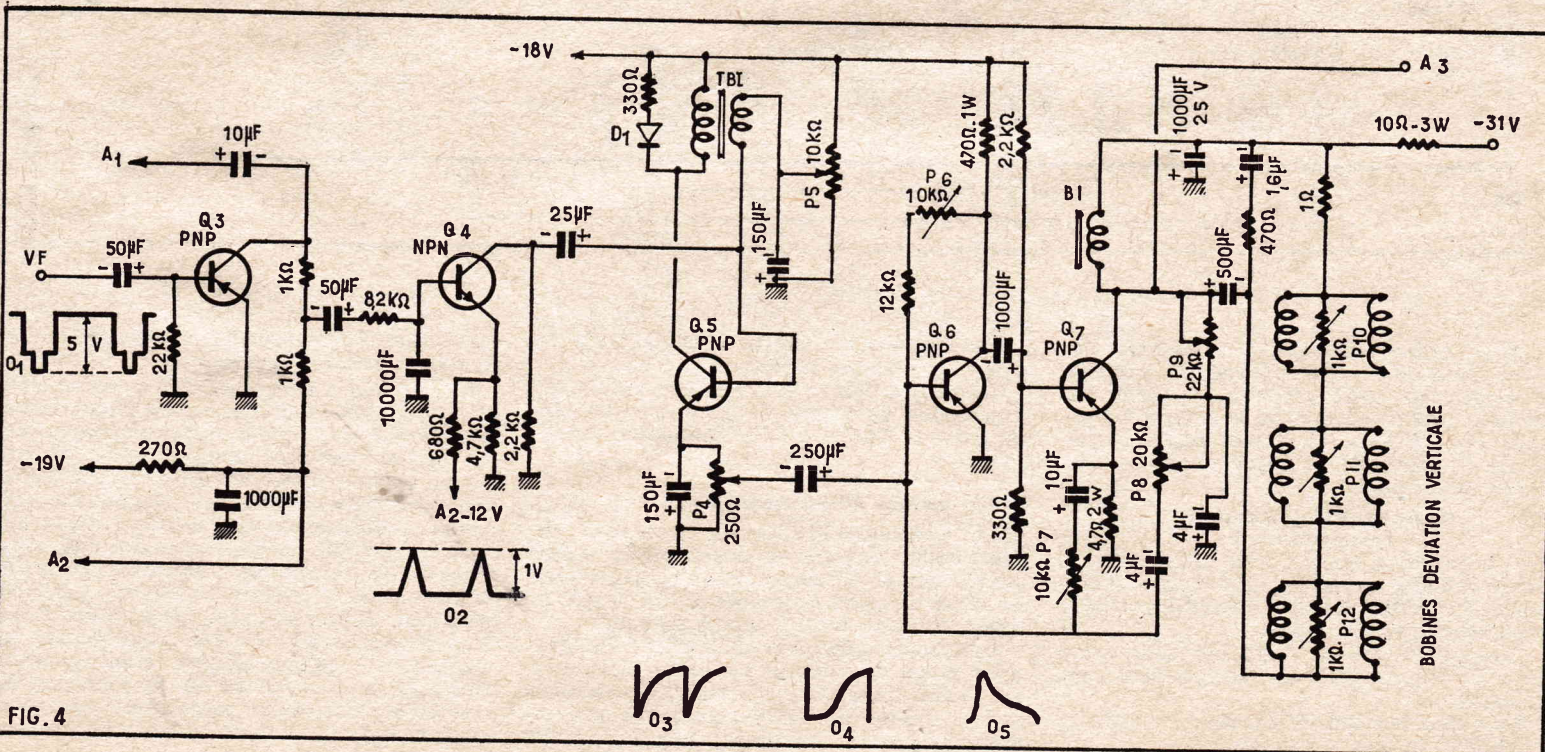


FIG. 4

BOBINES DEVIATION VERTICALE

Une chaîne haute fidélité à transistors 10 watts

PRÉAMPLIFICATEUR + AMPLIFICATEUR

En matière d'amplification HI-FI l'emploi des transistors est sans contestation la solution d'avenir. Cette conception, si elle est actuellement d'avant-garde, n'est cependant pas prématurée. Il est en effet possible dès maintenant de réaliser des chaînes HI-FI à transistors de qualités égales à celles des meilleurs ensembles équipés de tubes et possédant en plus les avantages inhérents aux semi-conducteurs. Tel est le cas de la chaîne BF que nous allons étudier. Cet ensemble se compose d'un amplificateur BF ultra-linéaire

50 mV pour la prise PU-BI ;
600 mV pour la prise PU-HI ;
1 V pour la prise Aux-FM.

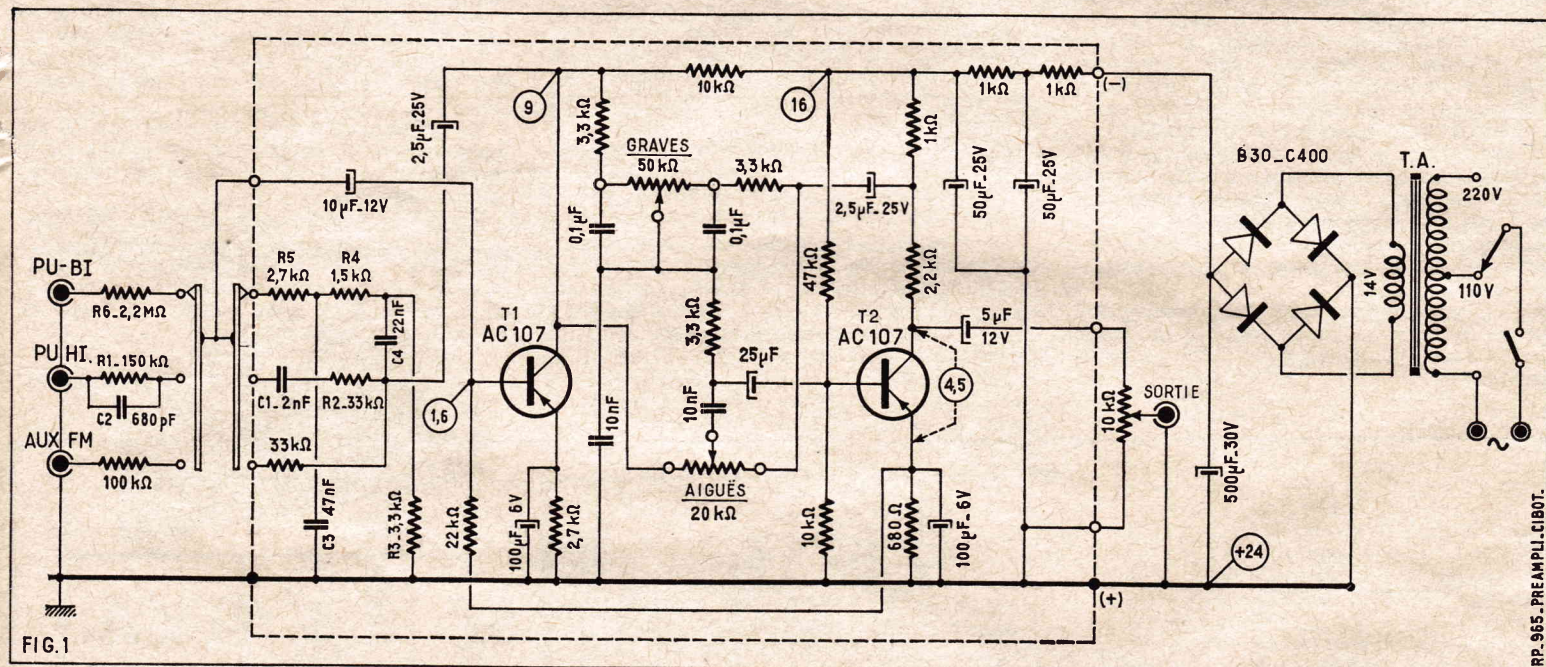
Amplificateur

Bande passante : 20 à 20 000 Hz à 0,5 dB.
Sensibilité : à 1 000 Hz pour une impédance de sortie de 5 ohms la puissance 10 Watts est obtenue pour un signal d'entrée de 600 mV.

Puissance maximum : 15 W à 1 000 Hz pour une impédance de sortie de 50 ohms.

ohms et est découplée par un 100 μ F. Le potentiel de base est obtenu à partir de la tension d'émetteur du second AC107 par une résistance de 22 000 ohms qui constitue aussi une boucle de contre-réaction.

La correction d'enregistrement s'opère au niveau de cet étage d'entrée. Un sélecteur à deux sections et trois positions sélectionne les prises d'entrée et met en service les réseaux correcteurs correspondant à chaque prise. La base du transistor est attaquée à travers un 10 μ F. Les réseaux de contre-réaction correcteurs sont bran-



et d'un préamplificateur correcteur séparés. Néanmoins l'amplificateur possède un étage préamplificateur qui permet de l'utiliser seul avec comme source BF d'attaque un pick-up, un micro basse impédance — genre BEYER 200 ohms — une guitare électrique.

Caractéristiques techniques Préamplificateur

— 3 prises d'entrée : PU Basse impédance : 3 000 ohms - PU haute impédance : 150 000 ohms - Auxiliaire FM : impédance 100 000 ohms.

Les prises PU-BI et PU-HI sont associées à des corrections de gravure très efficaces.

Pour une tension de sortie de 1 volt, la sensibilité de ces prises est :

Distorsion harmonique à 10 W : 0,2 % à 400 Hz - 0,3 % à 5 000 Hz.

Consommation : A 1 000 Hz pour une impédance de sortie de 5 ohms : 10 mA au repos - 750 mA à la puissance maximum.

Le schéma du préamplificateur (fig. 1)

Ce préamplificateur est composé de deux étages équipés de transistors à faible souffle AC107. L'alimentation se fait à partir d'une tension redressée de 24 V qui se trouve réduite à 16 V après filtrage.

Le circuit collecteur de l'AC107 du premier étage est chargé par une résistance de 10 000 ohms. Une résistance de stabilisation d'effet de température est prévue dans le circuit émetteur ; elle fait 2 700

ohms et est découplée par un 100 μ F. Le potentiel de base est obtenu à partir de la tension d'émetteur du second AC107 par une résistance de 22 000 ohms qui constitue aussi une boucle de contre-réaction.

La position 1 correspond à ea prise PU-BI. Rappelons qu'à l'enregistrement dans la majorité des cas la caractéristique de gravure se présente comme suit : Si on prend comme référence le niveau à 1 000 périodes une atténuation progressive est opérée ; atténuation qui à 50 périodes atteint — 15 dB. A l'inverse du côté des fréquences élevées un relèvement progressif est créé. Il atteint + 10 dB à 20 000 périodes. Cette variation est traduite fidèlement par la tête de PU magnétique ; la tension BF qu'elle délivre étant proportionnelle à l'amplitude de la gravure du son enregistré. Pour compenser cette variation il faut prévoir un circuit correc-

teur dont l'effet doit être exactement l'inverse de ce que nous venons d'expliquer (fig. 2) Ici l'atténuation des fréquences élevées est obtenue par une résistance de 2 200 ohms en série avec la tête de lecture. Le relèvement des fréquences basses se fait par un réseau de contre-réaction

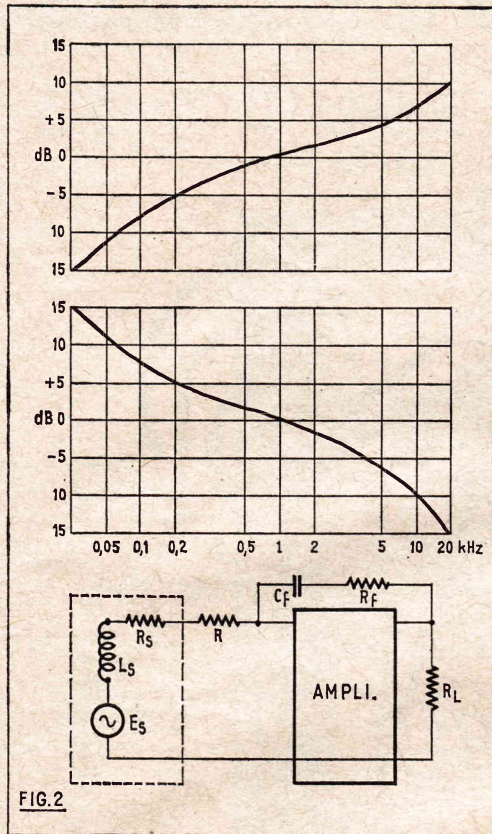


FIG.2

composé d'une 2 700 ohms en série avec une 1 500 ohms et un condensateur de 22 nF. Un 47 nF est placé entre le point de jonction des deux résistances et la masse. Une 3 300 ohms est branchée entre le point de jonction de la 1 500 ohms et du 22 nF et la masse.

La position 2 correspond à la prise PUI servant à l'utilisation d'une tête de lecture piézo-électrique. L'impédance d'un tel élément étant capacitive toute augmentation de fréquence du signal produit se traduit par une augmentation du courant traversant le transistor d'entrée (fig. 3). On obtient la correction nécessaire grâce à une résistance de 150 000 ohms shuntée par un 680 pf en série avec la tête de lecture et grâce aussi à un circuit de contre-réaction capacitif formé d'un 2 nF en série avec une 33 000 ohms. La résistance de 150 000 ohms et le 680 pf évitent un trop grand amortissement de la tête de lecture par l'impédance relativement faible d'entrée du transistor.

La position 3 met en service la prise « Auxiliaire » permettant notamment le raccordement d'un tuner AM ou FM. Aucune correction n'est pratiquée dans ce cas. La liaison s'effectue à travers une 100 000 ohms et la contre-réaction est obtenue simplement par une 33 000 ohms.

La liaison entre le collecteur du transistor d'entrée et la base de celui du second étage se fait à travers un dispositif de dosage « Graves-Aigues » du type Baxandall. La branche « graves » est composée d'un potentiomètre de 50 000 ohms avec en série de part et d'autre des 3 300 ohms. Chaque portion de ce potentiomètre

de part et d'autre du curseur est shuntée par un 100 nF. La branche « aigues » est constituée par un potentiomètre de 20 000 ohms. Ce système de contrôle de tonalité attaque la base du second AC107 par un 25 μ F. Le curseur du potentiomètre « Aigues » est relié à l'entrée de ce condensateur par un 10 nF et celui du potentiomètre « Graves » par une résistance de 3 300 ohms. Entre ce curseur et la masse est également branché un 10 nF. Ce dispositif agit par conséquent par réglage de l'amplitude du signal appliqué à l'entrée du second étage. Il agit également par contre-réaction sélective du fait de la liaison du point froid des potentiomètres non pas à la masse mais au circuit collecteur du second AC107 par un condensateur de 2,5 μ F qui aboutit au point de jonction d'une 2 200 ohms et d'une 1 000 ohms qui constitue la charge de ce circuit collecteur. Les caractéristiques des commandes de tonalité sont données à la fig. 4.

La polarisation de la base du second AC107 est obtenue par un pont composé d'une 10 000 Ω et d'une 47 000 Ω . La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 680 ohms et est découplée par un 100 μ F. La sortie de ce préamplificateur est constituée par un potentiomètre de volume de 10 000 ohms relié au collecteur du second transistor par un condensateur de 5 μ F.

L'alimentation met en œuvre un transformateur 110-220 V délivrant 14 volts au secondaire. Cette tension est redressée par un redresseur en pont et filtrée par un filtre à deux cellules composées par des résistances de 1 000 ohms et trois condensateurs un de 500 μ F en entrée et deux de 16 V.

Réalisation pratique du préamplificateur

Le plan de câblage est donné à la fig. 5. Comme on peut le voir on utilise un circuit imprimé qui supporte les deux tran-

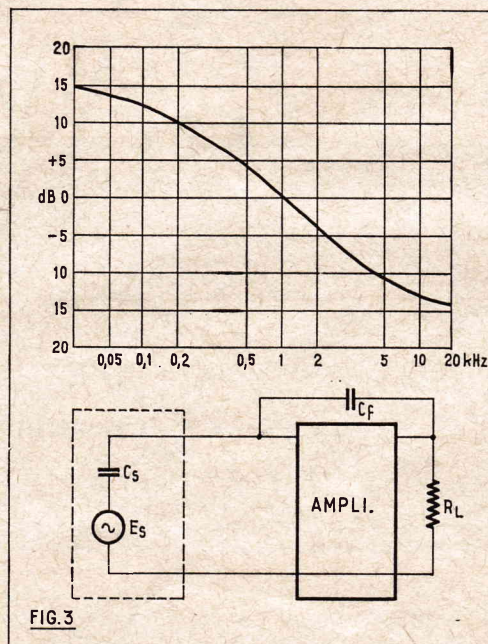


FIG.3

sistors ainsi que les condensateurs et résistances y afférant. L'équipement de ce circuit imprimé ne présente aucune difficulté et par suite ne nécessite que peu de commentaires. Il suffit de reproduire exacte-

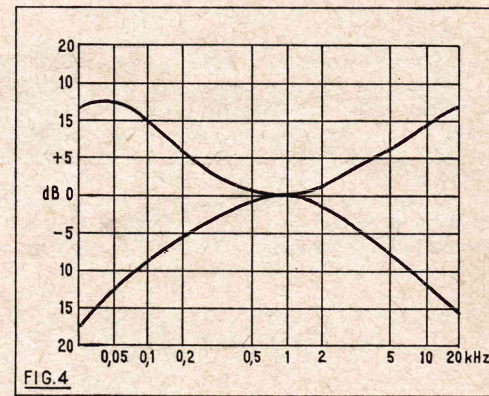


FIG.4

ment ce qui est représenté sur le plan de câblage. On commence par mettre en place les résistances et les condensateurs en ayant soin de plaquer leurs corps contre le panneau de bakélite. Pour tous les condensateurs électrochimiques il y a lieu de tenir compte des polarités. Il ne faut pas oublier la résistance de 3 300 ohms et le condensateur de 47 nF qui doivent être soudés du côté cuivre du circuit imprimé.

Le câblage de ce circuit terminé on fixe à l'aide de quatre entretoises à l'intérieur du châssis qui sert de support à l'ensemble du préamplificateur. Sur la même face et du même côté on fixe le transformateur d'alimentation et le redresseur. Ce dernier est maintenu par une entretoise semblable à celle du circuit imprimé. Sur la face avant on fixe le commutateur de fonction le potentiomètre de volume (10 000 ohms) celui de réglage « Aigues » (20 000 ohms à interrupteur) et celui de réglage « Graves » (50 000 ohms). Sur la face arrière on dispose le répartiteur de tension à prise de sortie et les trois prises d'entrée. Sur le commutateur de « fonctions » on soude le relais à 5 cosses.

On établit la ligne de masse qui réunit le point m du circuit imprimé un contact et le blindage des prises entrée ou sortie au châssis. On relie le répartiteur de tension aux cosses 110 et 220 du transformateur à une extrémité de l'interrupteur à la cosse 0. On soude le cordon secteur entre l'autre extrémité de cet interrupteur et le répartiteur. On réunit les deux commutateurs du commutateur de fonctions et on les relie au point indiqué du circuit imprimé. On pose les connexions entre les paillettes de ce commutateur et le circuit imprimé. On soude les résistances de 100 000 ohms, 150 000 ohms, 2 200 ohms, 33 000 ohms et le condensateur de 680 pf entre le commutateur et les cosses du relais. On réalise les connexions entre ce relais et les trois prises entrée et celles qui réunissent les potentiomètres « Graves » et « Aigues » au circuit imprimé.

On connecte le secondaire du transformateur d'alimentation aux bornes « Alternatif » du redresseur. Les deux cosses — de ce redresseur sont reliées ensemble et au point indiqué sur le circuit imprimé. La cosse + est connectée à une extrémité du potentiomètre de volume on connecte ce potentiomètre au circuit imprimé. On soude le condensateur de 500 μ F entre le potentiomètre et le + du redresseur. Enfin on relie le curseur à la prise de sortie. Tout ceci est clairement représenté sur le plan de câblage qu'il suffit de reproduire

Le schéma de l'amplificateur (fig. 6)

L'étage préamplificateur incorporé est équipé d'un transistor AC125 dont le circuit collecteur est chargé par une résistance de 5 600 ohms. La polarisation de la base est obtenue à partir du collecteur grâce à une 470 000 ohms ; résistance qui constitue un circuit de contre réaction qui réduit les distorsions et compense l'effet de température. L'émetteur est relié directement à la masse à laquelle corres-

pondant que l'autre relie à travers un 10 μF le collecteur à un potentiomètre de volume de 20 000 ohms. L'autre position coupe la liaison entre la prise « Entrée » et la base du transistor et la relie directement au potentiomètre de volume. Cette position coupe également la liaison du collecteur de sortie que cet étage est complètement hors circuit.

Un commutateur permet de placer un condensateur de 10 nF entre le curseur

denstateur mais cette fois pour les fréquences « Graves ». On obtient grâce à ces éléments une compensation automatique des « Graves » ou des « Aigues » ou des deux à la fois, en fonction de la puissance (Correction Fletcher).

Le curseur du potentiomètre de volume attaque à travers une résistance de 2 200 ohms et un condensateur de 100 μF la base d'un AC125. Ce transistor est monté en « Collecteur commun » disposition qui

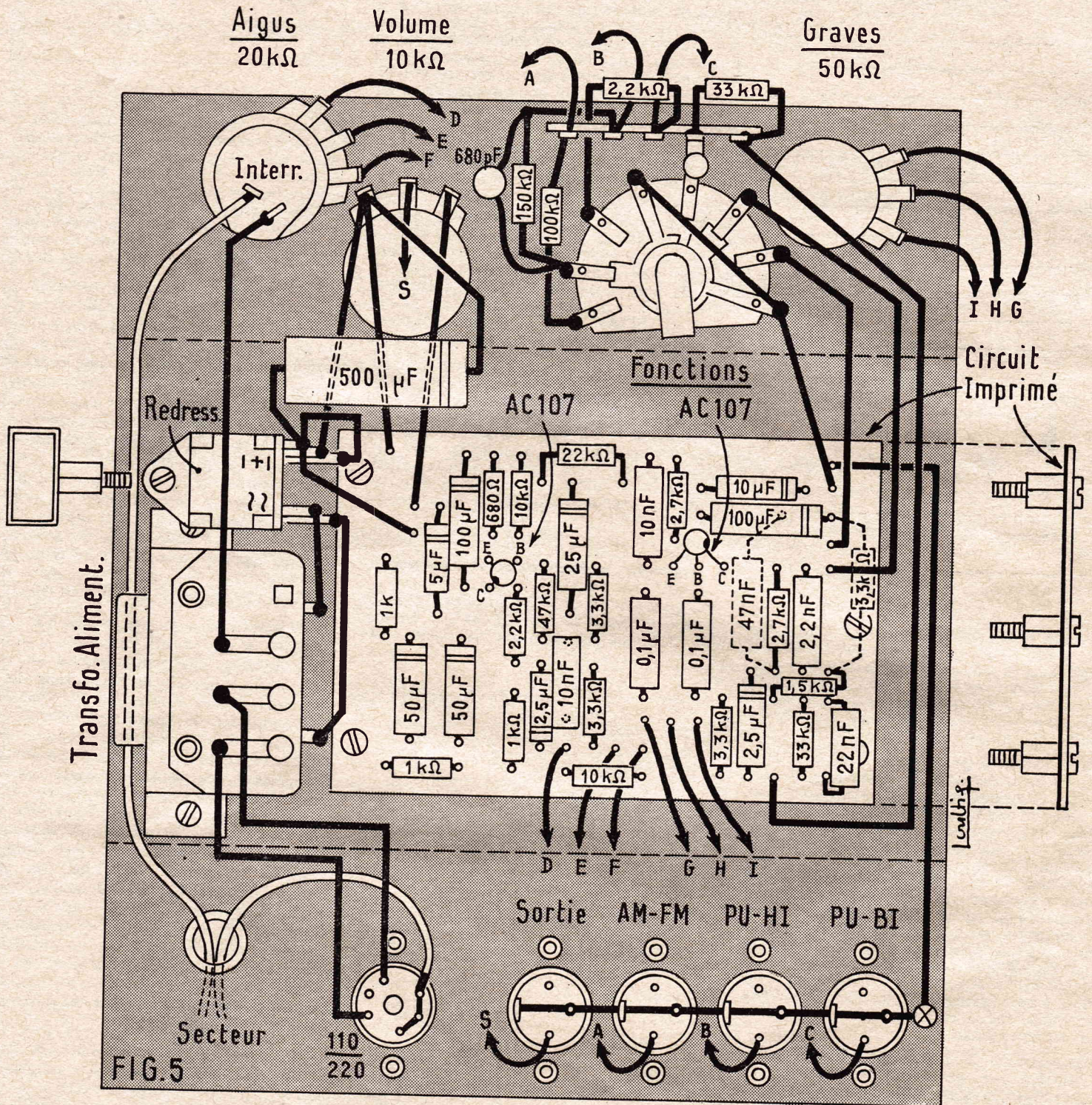


FIG. 5

nd au + alimentation. Pour cet étage limentation se fait à travers une cellule découplage constituée par une 6 800 ms et un condensateur de 100 MF.

La mise en service de cet étage s'effectue par un commutateur à deux sections aux positions. Une ses sections établit travers un 10 μF la liaison entre la ise « Entrée » et la base de l'AC125

et le point chaud du potentiomètre. On conçoit que ce condensateur favorise la transmission des fréquences « Aigue » lorsque le curseur est tourné vers la masse c'est-à-dire à basse puissance. Un second commutateur permet d'introduire de la même façon entre ces deux points une self de 0,9 Henrys (primaire d'un TRSS9) qui a un rôle analogue au con-

permet une meilleure transmission de la bande passante que nous avons mentionnée et une meilleure stabilisation de l'ensemble. L'alimentation du collecteur s'effectue à travers une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 22 000 ohms et un condensateur de 100 μF . Le circuit émetteur est chargé par une résistance de 1 000 ohms qui

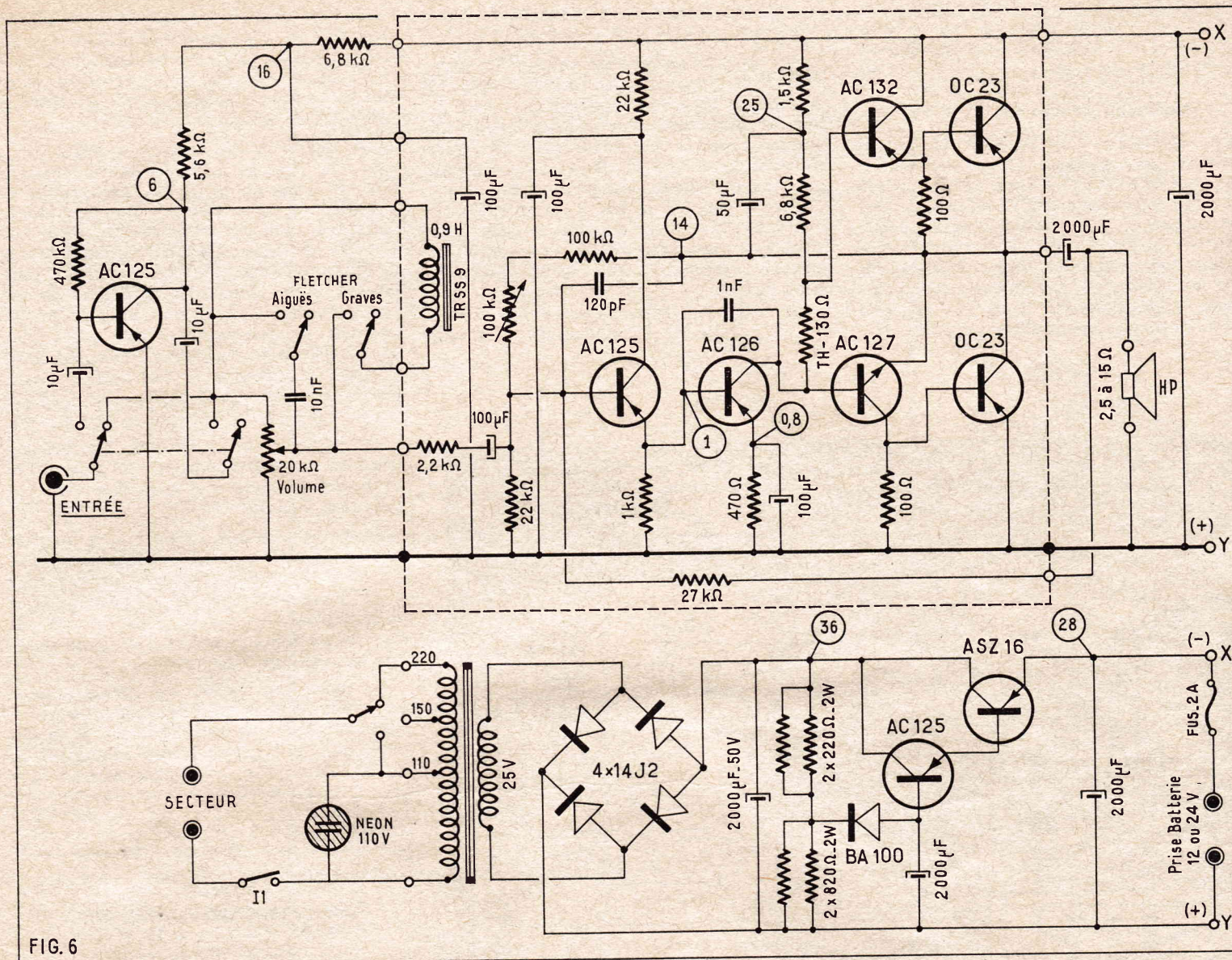


FIG. 6

n'étant pas découplée introduit une contre réaction d'intensité. La polarisation de base est obtenue par un pont formé de 22 000 ohms côté masse et d'une 100 000 ohms ajustable en service avec une 100 000 ohms fixe pour l'autre branche. Cette branche aboutit à la ligne médiane de l'étage push-pull à partir de laquelle, nous le verrons dans un instant se fait l'attaque du HP, de sorte que cette branché reporte sur la base de l'AC125 une fraction de la tension de sortie. Ce report en raison de sa phase constitue une contre réaction de tension. Cette CR est renforcé par une 27 000 ohms placée entre la bobine mobile du HP et la base de l'AC125. Cet étage est donc soumis à deux contre réaction, une d'intensité et l'autre de tension. Un condensateur de 120 nF shunte les deux résistances de 100 000 ohms pour éviter la production d'oscillations parasites.

L'émetteur de l'AC125 attaque directement la base d'un AC126 qui équipe l'étage driver destiné à commander l'étage déphaseur. Le circuit émetteur de cet AC126 contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 470 Ω découplée par 100 µF. Un condensateur de 1 nF placé entre collecteur et base constitue un circuit de contre réaction

sélective qui évite les oscillations parasites.

Le push pull est du type Darlington qui présente l'avantage d'éviter l'emploi non seulement du transfo de sortie mais également du transfo d'attaque, éléments qui, même de bonne qualité, sont la cause de déformations. La déphasage est obtenu à l'aide de deux transistors complémentaires, une PNP AC132 et un NPN AC127 alimentés en série. Le circuit émetteur de l'AC132 contient une résistance de 100 Ω ; une résistance de même valeur est insérée dans le circuit collecteur de l'AC127. La base de l'AC132 est reliée à l'autre extrémité de cette résistance. L'émetteur de l'AC132 attaque directement la base d'un des OC23 qui équipent l'étage final, tandis que le collecteur de l'AC127 attaque la base du second OC23 de l'étage final. Les 2 OC23 fonctionnent en classe B et équipent un push-pull série. Vous pouvez en effet remarquer qu'ils sont comme les transistors complémentaires du déphaseur alimentés en série.

La CTN forme avec les espaces Base-émetteur des deux transistors complémentaires un circuit fermé et la ddp BF qui apparaît à ses bornes crée un courant qui attaque en phase ces deux transistors. En raison du caractère complémentaire de

ces transistors on obtient aux bornes des résistances de 100 ohms des tensions l en opposition de phase propices à l'attaque des deux OC23. Le HP dont la bobine mobile peut présenter une impédance comprise entre 2,5 ohms et 15 ohms (leur non critique) est branché entre le point de jonction émetteur-collecteur des deux OC23 et la masse. La liaison assurée par un condensateur de 2 000 M

L'emploi d'une résistance CTN pour l'attaque des deux transistors complémentaires du déphaseur se justifie par la nécessité d'obtenir une stabilisation parfaite. Le courant au repos des derniers étages est en effet réglée à l'aide de la tension existant à ses bornes. Les propriétés de cette CTN régularisent donc le courant en fonction de la chaleur ambiante ou d'une augmentation éventuelle du courant de l'AC126.

L'alimentation met en œuvre un transformateur 110-220 V dont le secondaire délivre une tension alternative de 25 V qui est redressée par 4 diodes 14J2 montées en pont. A la sortie de ce redresseur il y a un condensateur se 2 000 µF. La tension délivrée est stabilisée efficacement grâce à un système comprenant un diode BA 100 un transistor de commande AC 125 et un transistor ballast ASZ

Une entrée Batterie est prévue pour l'utilisation en voiture. Dans ce cas le fonctionnement est excellent avec une batterie de 12 ou 24 volts.

Réalisation pratique (fig. 7 et 8)

On commence par équiper le circuit imprimé qui supporte l'étage en collecteur commun AC125 l'étage driver AC126 et l'étage déphaseur AC132-AC127. Ce circuit imprimé que l'on distingue nettement sur la fig. 4 reçoit également le self TRSS9. Après soudure de cet élément on pose les différentes résistances et les différents condensateurs. Tous les conseils que nous avons donnés au sujet du cir-

le support ASZ16 et le support de néon 110 V qui sert de voyant.

Sur la face arrière on dispose la prise entrée, la prise HP les douilles 12-24 V le fusible et le répartiteur de tension. Sur la face avant on met en place les commutateurs « Arrêt-Marche » « Aigues Fletcher » « Graves Fletcher » et celui de mise en service du préamplificateur.

Sur la face de la fig. 5 on dispose les relais D et E et on fixe le transistor ASZ16 sur son support en ayant soin de prévoir entre son boîtier et le châssis le mica isolant.

On relie le commutateur « Arrêt-Marche » à la cosse 0 du transfo et à une

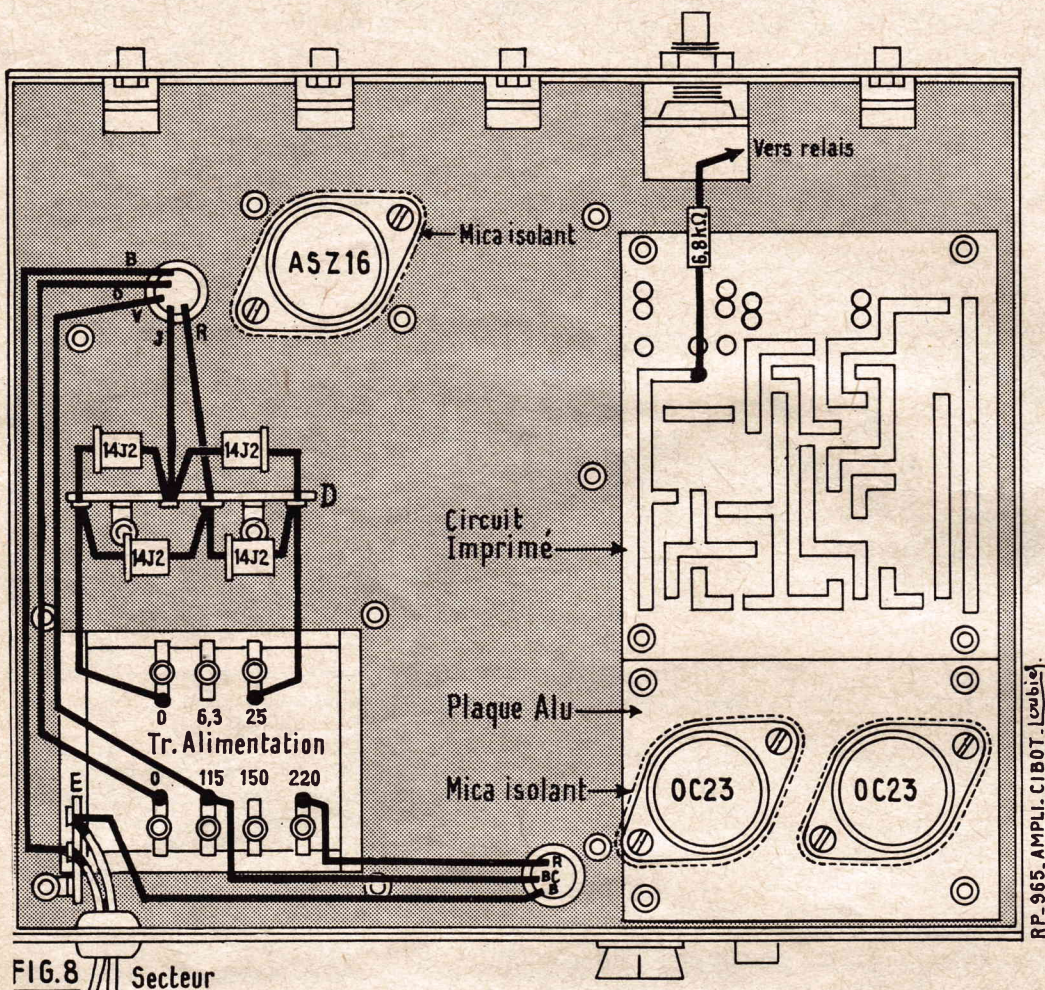


FIG. 8 Secteur

cuit imprimé du préamplificateur s'applique encore ici. On termine l'équipement de ce sous-ensemble par la pose des transistors.

On fixe ce circuit imprimé sur le châssis général. On monte les transistors OC23 et leur support sur une plaque d'aluminium qui sert de radiateur thermique. Le collecteur de ces transistors correspondant au boîtier il faut isoler ce dernier de la plaque d'aluminium par un diélectrique mica. On fixe la plaque d'aluminium près du circuit imprimé comme il est indiqué sur les plans de câblage. Sur la face interne du châssis on monte le transfo d'alimentation. Par l'entremise d'une équerre on monte également le condensateur de 2 000 μ F-50 V. On pose encore sur cette face les relais A, B et C,

cosse du relais E. L'autre cosse du relais E est connectée au commun du répartiteur de tension. On connecte les cosses 115 et 220 du transfo aux broches correspondantes du répartiteur de tension. On branche le voyant néon entre les cosses 0 et 115 du transfo. On soude les diodes 14J2 sur le relais D et on branche le pont ainsi formé aux cosses 0 à 250 V du secondaire du transfo. On établit les liaisons (J et R) entre ce relais D et le relais C. Sur ce dernier on soude les résistances 220 ohms 2 W et 820 ohms 2 W et la diode BA100. On termine l'alimentation en connectant le support ASZ16 le transistor AC125 et les condensateurs 2 000 μ F 50 V. On soude le cordon d'alimentation sur le relais E. On connecte encore pour l'alimentation le fusible et les douilles 12-24 V.

On établit les liaisons entre le circuit imprimé et les supports OC23, celles entre ce circuit imprimé et les relais A, B et F. On connecte la prise HP et on soude le condensateur de liaison HP de 2 000 μ F-25 V entre les relais A et F.

On soude la résistance de 6 800 ohms entre le circuit imprimé et le relais sur ce relais on soude les résistances de 5 600 ohms, de 470 000 ohms le condensateur de 100 μ F et ceux de 10 μ F qui servent de liaison avec le commutateur de préamplificateur. On établit la connexion entre deux des paillettes de ce commutateur et sa liaison avec le potentiomètre de volume de 20 000 ohms. Par un fil blindé on relie ce commutateur à la prise « Entrée ». Il faut veiller à souder la gaine de ce fil aux points indiqués sur la fig. 7 (prise « entrée » et relais B).

On termine en réalisant les liaisons relatives au potentiomètre de volume et au commutateur « Aigues Fletcher » et « Graves Fletcher ».

Nous ne pouvons répéter que ce que nous avons dit au sujet du préamplificateur : la disposition de tous les éléments et de toutes les connexions étant clairement représentée sur les plans il suffit de reproduire ceux-ci fidèlement pour obtenir un câblage correct.

La mise au point est pratiquement nulle. En effet il suffit de régler la résistance ajustable de 100 000 ohms pour obtenir sur la ligne médiane push-pull la moitié de la tension d'alimentation sur secteur 14 V.

A. BARAT

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DE L'

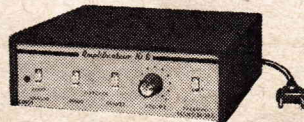
AMPLIFICATEUR TRANSISTORISÉ 10/15 WATTS « A 10 W T »

Entièrement transistorisé

(Décrit ci-contre)

Alimentation : Secteur 110/220 ou Batterie 12 V

2 UTILISATIONS : a) Incorporé à une chaîne HI-FI (Peut être complété par le Préampli PC65T)
b) Utilisé seul pour des sonorisations.
(Public-Adress à bord de voiture ou en plein air)



1 Coffret givré avec châssis, capot, refroidisseurs, plaques AV et AR	31,00
1 Circuit imprimé 10 WT	5,50
1 Transformateur d'alimentation	21,50
Contacteurs, Supports transistors, Support ampoule cadran, diviseur de tension ..	6,00
1 Transformateur	5,50
Prise, douilles isolées	1,60
1 Potentiomètre 20 K.C. S.I.	1,30
1 Porte-fusible, sachet de visserie, passe-fils, rondelle isolante, bouton	3,50
Fils divers, cordon secteur, soudure ..	3,60
1 Jeu de résistances et condensateurs ..	43,60
Toutes les pièces détachées	125,30

★ LE JEU de TRANSISTORS + DIODES, Refroidisseur et ampoule Néon

121,80

★ L'AMPLIFICATEUR A 10 WT, Absolument complet, en pièces dét. 247,20

FACULTATIF :

Le PREAMPLI PC 65T.

Complet, en pièces détachées .. 100,61

C'EST UNE RÉALISATION

CIBOT

1 et 3, rue de REUILLY

PARIS-XII^e

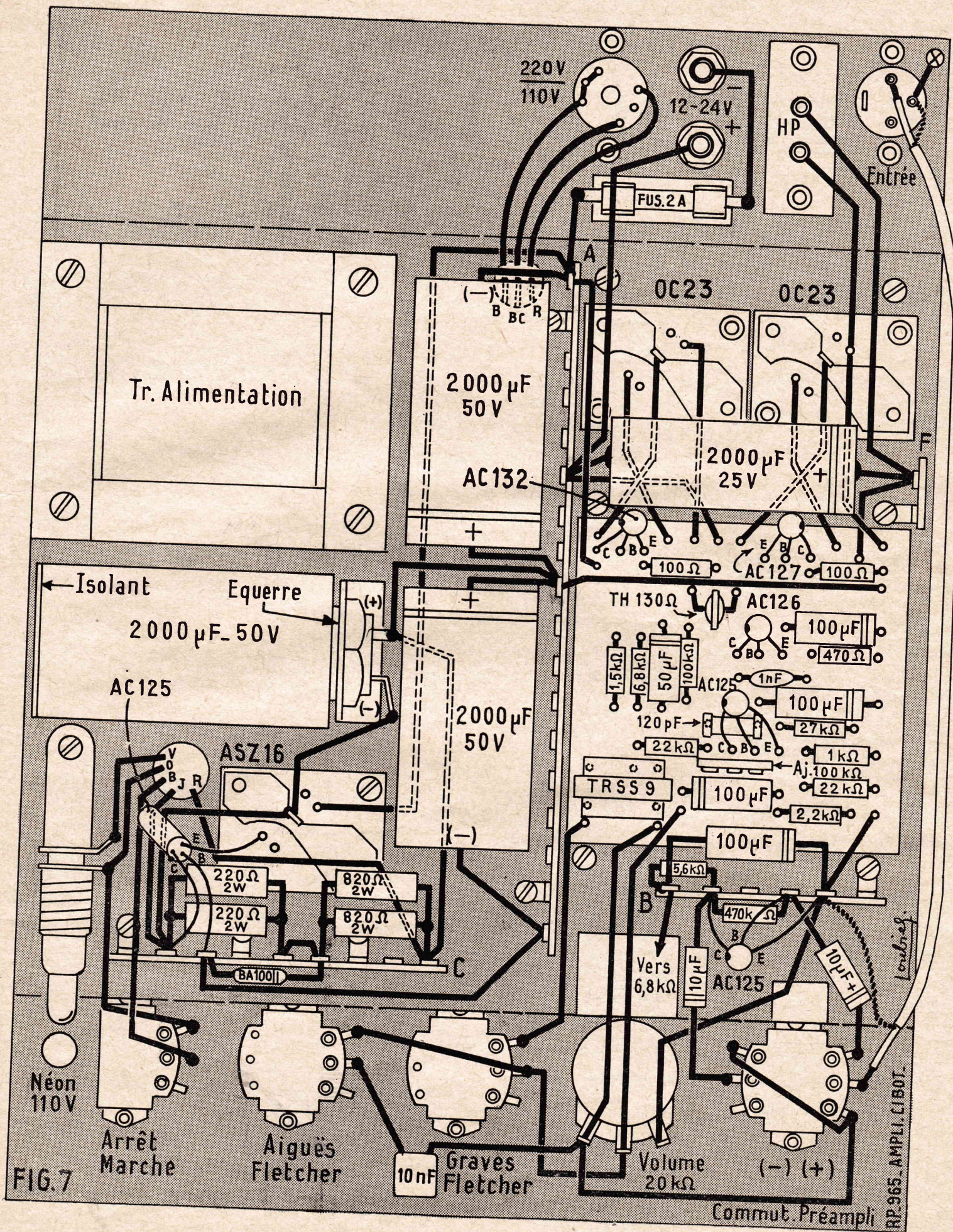
Téléphone : DID. 66-90

Métro : Faiderbe-Chaligny

C.C. Postal 6127-57 PARIS

★ RADIO

Voir nos publicités, p. 14, p. de couverture 2 et 68



CIRCUITS LOGIQUES

S'il est vrai que ces circuits appliquent assez directement les notions mathématiques de l'algèbre, dite de Boole, si on ne peut pas nier qu'ils trouvent leur emploi essentiellement dans les calculateurs électroniques digitaux, numériques

ou analogiques, il n'en reste pas moins que, sur le plan technique, le seul à nous intéresser ici, tout se ramène à des données relativement élémentaires. Tellement élémentaires mêmes, que, pratiquement, on ne dépassera jamais 3 électrodes, ni deux états, et on comprend alors que, diodes, transistors et semi-conducteurs, en général, trouvent là le terrain d'application par excellence, et cela d'autant plus que, d'une part, de tels ensembles se distinguent par le nombre extrêmement élevé de leurs circuits, plutôt que par la complexité de chacun d'eux et que, d'autre part, on cherche de plus en plus à les rendre compacts, donc à dissiper le moins la puissance possible. Quelque simple que soit cependant la réalisation, on n'en utilise pas moins des principes que nous croyons utile de rappeler ici.

La commande binaire

Il n'est pas exagéré d'affirmer, nous semble-t-il, que les ordinateurs n'auraient pas connu le succès qui est leur de nos jours si, par hasard, on n'avait pas connu, ou pas développé suffisamment le calcul binaire et celui-ci à son tour, peut être considéré comme une transposition mathématique d'un principe électrique élémentaire en établissant le contact à l'aide d'un interrupteur, on permet à un courant électrique de circuler dans un

circuit (fig. 1) aussi long soit-il et aussi éloignés soient les divers organes qui le composent. Ce seul problème — qui est alors à résoudre — revient à adopter un code permettant de transposer n'importe quelle expression numérique ou littérale dans ce langage ultra-simplifié et le calcul binaire ne dispose pour cela que de deux signes.

Si sa traduction électrique est trouvée, circuit-ouvert ou circuit-fermé, commandant n'importe quel dispositif, exemple de simples ampoules lumineuses, il faudra tout de même ajouter une « convention de rang » : un circuit fermé en troisième position (fig. 2-a), en partant de la droite, équivaudra au chiffre décimale 8 et ainsi de suite il doublerait sa valeur de position en position en allant vers la gauche.

Ce principe n'a absolument rien de révolutionnaire, puisque c'est bien ainsi qu'on se passent les choses, même dans notre système décimal qui nous est si familier. Le 3, par exemple, inclus dans 30, caractérise bien 3 fois 10, alors qu'en changeant de place, comme dans 3.000, il indique 3 (toujours lui !) fois 1.000.

Notre figure 2-b montre aussi comment on transcrirait électriquement le nombre 15 (qui contient 8 + 4 + 2 + 1, c'est-à-dire 4 lampes successives éclairées) et 22 (qui contient 16 + 4 + 2 + 1, c'est-à-dire 4 lampes successives éclairées) et 22

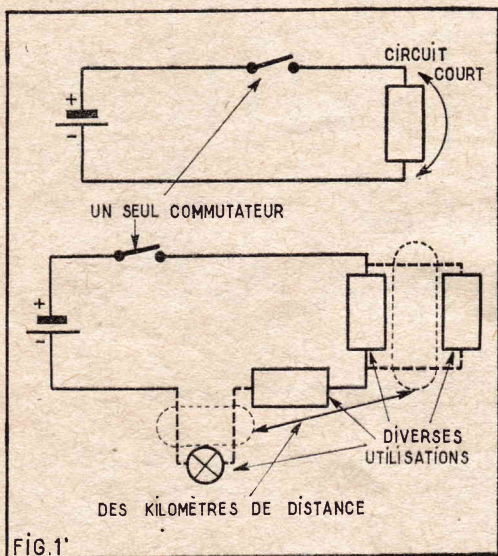


FIG. 1

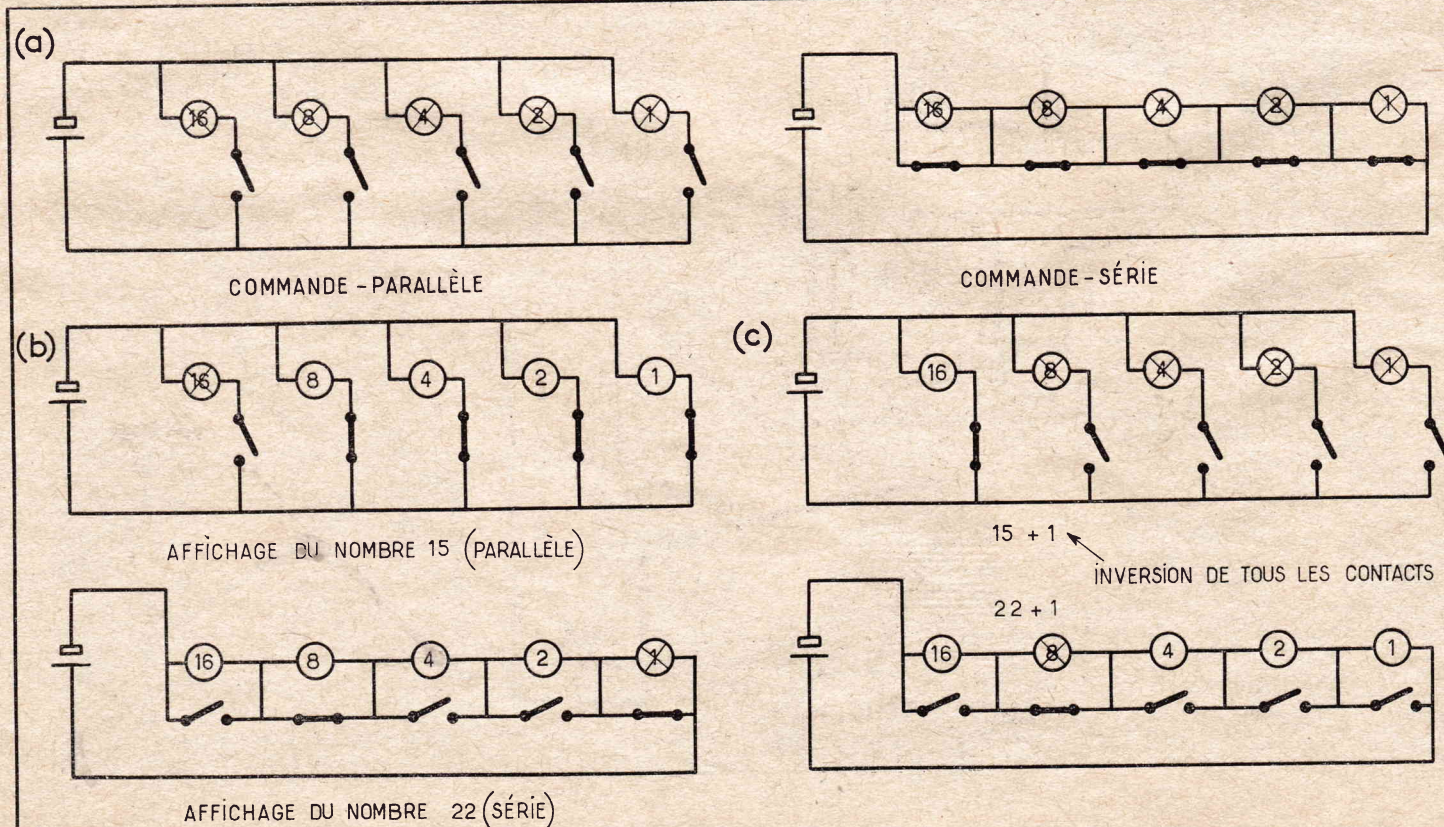
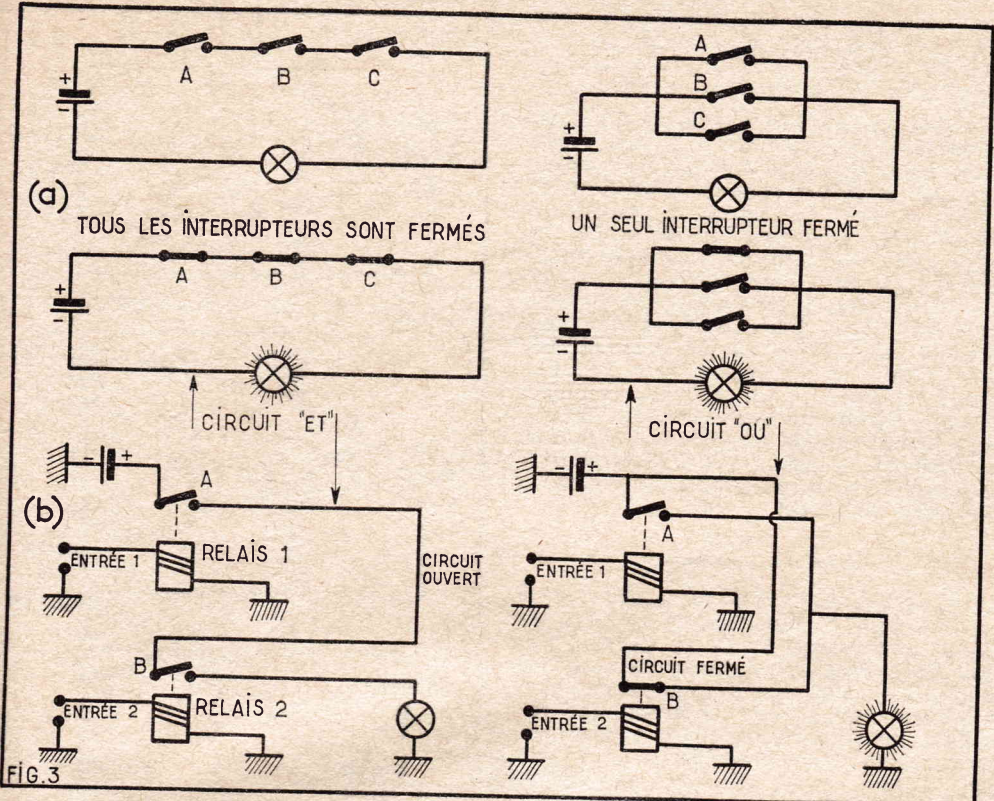
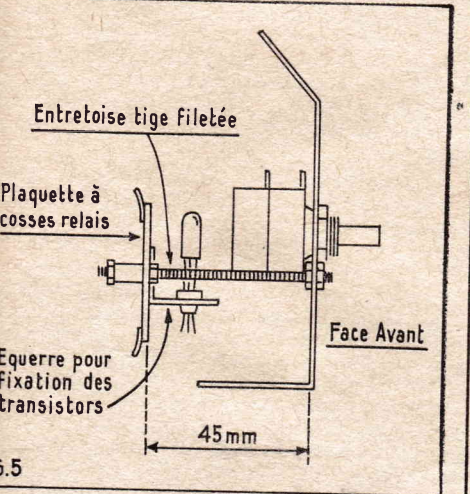


FIG. 2



UN ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE SEMI-TRANSISTORISÉ

(Suite de la page 37)
 sante pour ne pas gêner la manipulation. On commence par raccorder les prises HP1 et HP2 au secondaire des transfos de sortie (connexions 2-3 et 4-5). On branche le bouchon qui sert au raccordement du voyant lumineux et de l'interrupteur (connexions 6,7 et 8). On pose les fils blindés (9 et 10). Enfin on établit les connexions (11 et 12) qui correspondent à l'alimentation 12 V.



Après vérification de tout le câblage on procède à un essai du fonctionnement. Celui-ci doit être immédiatement satisfaisant et si on s'est conformé strictement aux indications données aucune mise au point n'est nécessaire. On termine par le montage de tous les composants dans la boîte. Le châssis alimentation-étages de puissance se fixe sur le fond de la malle, la platine prend place sur le panneau intérieur et le châssis préamplificateur est disposé à l'avant. Quant aux deux haut-parleurs ils se fixent sur les deux couvercles qui font office de baffles.

A. BARAT.

+ 4 + 2 et deux lampes sur 5 non éclairées).
 L'addition du chiffre 1 se traduirait (fig. 2-c) dans le premier cas, par l'extinction de toutes ces 4 lumières et par l'illumination de la seule ampoule E ; dans l'autre cas, par contre, ce même « un » ajouterait bien plus simplement un éclairage supplémentaire (A). L'intervention de M. Boole n'apporte rien de fondamentalement nouveau et elle se borne à réfléchir et à penser logiquement. Ainsi, une multiplication n'est, malgré les procédés de calcul simplifiés, introduits par les habitudes scolaires, rien d'autre qu'une suite d'additions et il suffit, en principe, de répéter l'exemple que nous venons de donner autant de fois que le demande le multiplicateur.

Tout ou Rien

En gros, nous aurons à distinguer entre deux groupes de circuits qui se retrouveront à de nombreux exemplaires dans une seule et unique réalisation, sans pour autant faire application de principes différents : les circuits ET dans lesquels les commutateurs seront plutôt associés en série (fig. 3) et où on ne constatera le passage d'un courant que si tous sont fermés et les circuits OU qui contiennent ces interrupteurs en parallèle : il suffit de l'un seulement de ces contacts pour fermer le circuit tout entier.

Il s'agit bien là d'un principe encore fondamental en ce sens que les dispositifs de mise en route ou d'extinction peuvent être commandés manuellement ou par l'entremise de systèmes mécaniques ou électriques plus complexes, parmi lesquels les relais sont particulièrement pratiques, même dans des réalisations simples, voire d'amateur (fig. 3-b).

Et nous nous trouvons ainsi bien ramenés à nos transistors, qu'il suffirait de bloquer pour leur faire jouer pratiquement le même rôle qu'aux types d'interrupteurs évoqués. Le lien direct qui permettrait d'agir sur les caractéristiques d'un transistor devrait tenir compte de plusieurs étapes : on varie la différence de potentiel de la jonction d'entrée (fig. 4) par exemple, base-émetteur, dans l'un des montages possibles et il s'ensuit une va-

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment

N° 214 AOUT 1965

- Récepteur original.
- Contrôleur universel.
- Emetteur expérimental.
- Ampli universel 5 watts.
- Trois modules électroniques.

N° 213 DE JUILLET 1965

- Ensemble récepteur-émetteur pour télécommande.
- Téléviseur bistandard.
- Valise de dépannage.
- Nouveautés électroniques.
- Système Secam.

N° 212 DE JUIN 1965

- Magnétophone de haute qualité.
- Quelques conseils aux néophytes.
- Le code des couleurs des condensateurs.
- Récepteur reflex à quatre transistors.
- Nos problèmes de câblage.

N° 211 DE MAI 1965

- Préampli miniature pour micro.
- Quelques condensateurs spéciaux.
- Tuner FM stéréophonique à transistors.
- Interphone bilatéral de poche.
- Un meuble acoustique.

N° 210 D'AVRIL 1965

- Poste du mélomane.
- Cellule FM haute fréquence et détectrice.
- Commande à distance photo-électrique pour changement de chaîne TV.
- Récepteur portatif à 6 transistors.

N° 209 DE MARS 1965

- Chaîne HI-FI.
- Alimentation régulée à hautes performances.
- Les circuits équivalents.
- Vecteurs et imaginaires.

N° 208 DE FEVRIER 1965

- Tableau des pannes TV.
- Relais de proximité à 2 transistors.
- Adaptateur universel à transistors.
- Conception et réalisation chaîne HI-FI.

1.50 F le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10

Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux Messageries Transports-Presse.

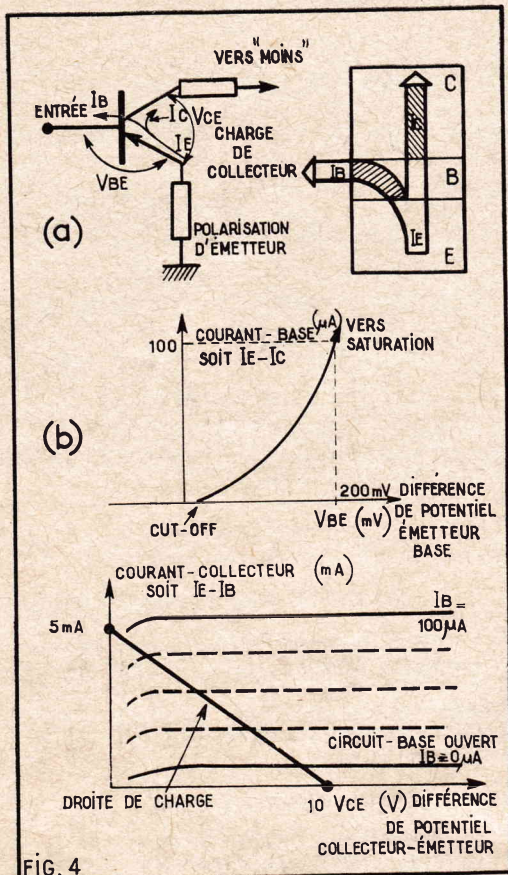


FIG. 4

riation du courant de la base (choisi ici arbitrairement, mais il pourrait tout aussi bien s'agir de celui de l'émetteur, si le semi-conducteur était monté en base commune); les porteurs qui suivent alors ce circuit de base, sont — admettons-le ici — « perdus » pour le collecteur dont le courant variera également, entraînant finalement un potentiel réel du collecteur différent de celui de la source, mais aussi de celui que nous obtiendrons, si I_e , donc indirectement V_{BE} avait pris des valeurs différentes.

Nous pouvons ainsi résumer la solution du problème au choix de l'élément de charge du collecteur, donc indirectement à la droite de charge : suivant que l'impulsion incidente ou de commande détermine un courant de base fort ou faible, le transistor se comportera, dans son entité, comme une résistance, soit nulle, soit infinie, et le but recherché est atteint.

En réalité, on disposera même de deux méthodes de branchement, puisqu'un même courant traverse le collecteur et l'émetteur et on sera ainsi à même d'exploiter la propriété évidente des systèmes à deux possibilités seulement : la complémentaire. Certaines méthodes de calcul, de vérification de calculs, surtout, utilise le principe dit des compléments à 9; or, si dans le système de numération décimal ces compléments peuvent prendre, en gros, 7 ou 8 valeurs différentes (3, par exemple est le complément de 6) il n'en existera qu'un seul possible dans notre système binaire. En quelque sorte, chaque symbole sera son propre complément (fig. 5) et un circuit fermé sera ouvert par l'impulsion suivante, alors que s'il est ouvert le top incident aura pour seul effet de le fermer. Sur le plan de notre transistor (tout comme cela serait d'ailleurs le cas dans une vulgaire triode) cette propriété se traduit par le choix du point de prélèvement : une augmentation du courant du collecteur et, à très peu de chose près, du courant émetteur, se traduira (fig. 6) par une diminution réelle du potentiel propre du collec-

teur, mais par une augmentation du potentiel de l'émetteur par rapport à la valeur de référence choisie, la masse ou l'autre pôle de la batterie extérieure.

Et c'est encore sur une sorte de complémentaire — modifiée — que nous avons également déjà eu l'occasion d'évoquer, que nous baserons la réalisation du deuxième type de circuit à transistors offrant tout aussi peu de difficulté, du moins dans son principe. Les deux transistors qu'il faut, bien entendu, prévoir par circuit, (fig. 7) seront montés de telle sorte que l'un d'eux soit, d'une part, alimenté par environ la moitié seulement de la tension totale disponible et, d'autre part, que son propre courant traverse obligatoirement le deuxième en faisant intervenir encore la tension de commande de ce dernier : ce circuit OU se prêtera finalement, lui, aussi, au double choix de l'électrode de sortie.

Circuit de négation

Par définition même, le système tout — ou — rien limite l'emploi possible de chacun des transistors et ne permet aucune distinction entre divers signaux qui se présenteraient avec des elongations différentes : c'est à cette situation que remédient les versions désignées parfois par le qualificatif « mono-stables ».

Voyons l'exemple d'un transistor PNP (fig. 8) alimenté en partant de -15 volts, mais dont l'émetteur ne rejoindrait pas la masse, mais un point positif de $+5$ volts; de même, sa base sera, au départ, polarisée par un potentiel positif, ce qui suppose, bien entendu, l'emploi d'un type de transistor assez spécial, comme, d'ailleurs, on ferait bien de les prévoir tous dans de telles fonctions. C'est à cette base que l'on appliquera précisément les deux signaux de commande dont les élon-

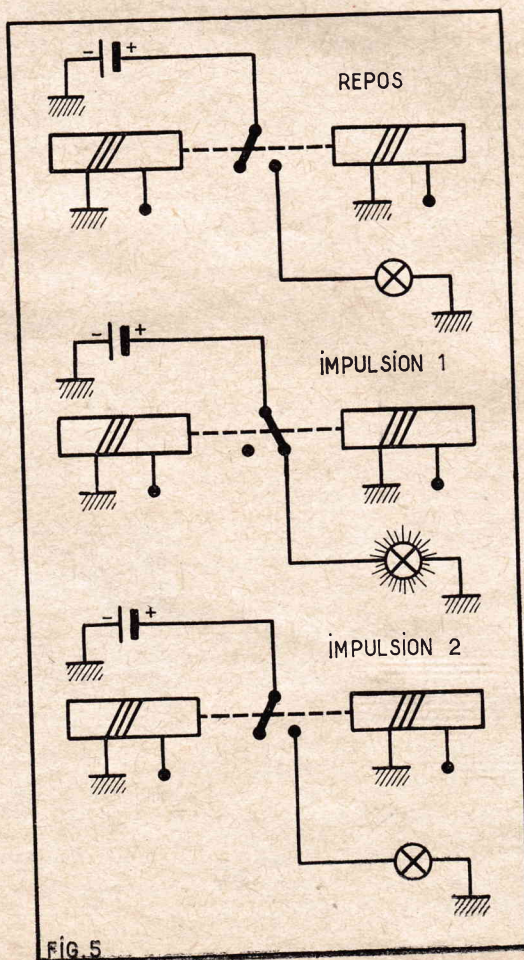


FIG. 5

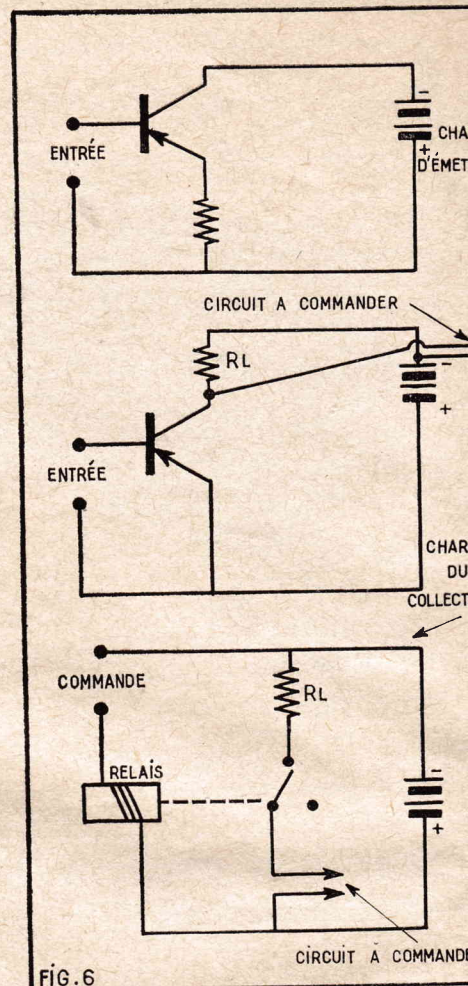


FIG. 6

gations devront être dans un rapport déterminé avec cette sorte de pré-polarisation.

On ne devra toutefois pas considérer le potentiel comme venant tout simplement s'ajouter à cette polarisation, ou, le échéant, s'en déduire : le circuit d'entrée constituera, à travers le signal appliqué, un véritable pont diviseur qui placera finalement la base à une tension légèrement différente de la valeur que donne l'ensemble des impulsions et la polarisation.

Que le transistor de notre figure en mesure de restituer dans le circuit son collecteur un signal appliqué à l'entrée, nous le savons; qu'il le fera en inversant les polarités, s'il est monté en émetteur commun, nous l'ignorons pas non plus, mais ce qui est intéressant de ce montage, c'est qu'il travaille dans une situation qui, normalement, le ferait assimiler à un circuit ouvert. En effet, lorsqu'il atteint son maximum de courant — variable — ne traversant ses électrodes, le potentiel propre du collecteur ne différera guère de la tension de la batterie et l'ensemble équivaut à une impédance suffisamment élevée pour que l'on puisse la qualifier d'infinie. Ainsi, ce double fait d'une inversion de la polarité des signaux et de la réduction du potentiel collecteur devant toute tension dans le circuit d'entrée, conduit à une nouvelle conclusion : même l'absence de tout signal se répercute à la sortie (par comparaison) et le montage aura donc une fonction logique, mais une fonction plutôt négative.

On ira même plus loin en demandant ce circuit de ne réagir rigoureusement qu'à des impulsions d'une valeur binaire terminée et cela dans le but de c

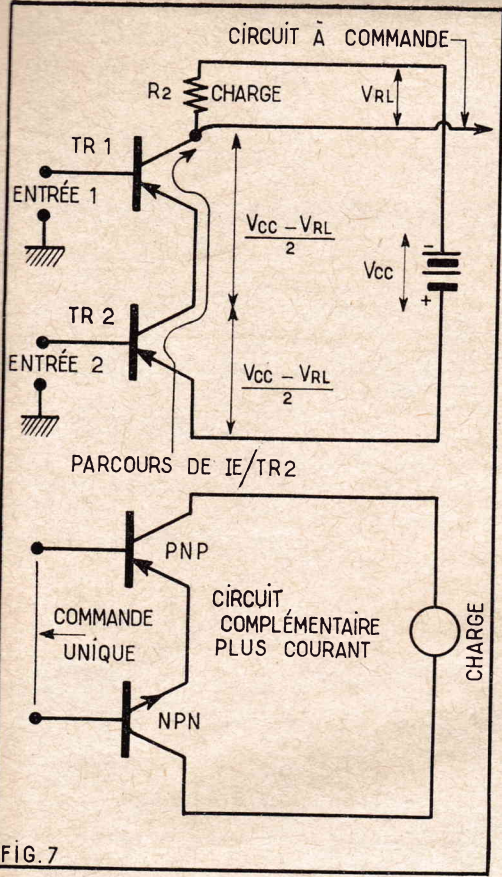


FIG. 7

d'un moyen de pré-sélection : en simplifiant les choses, il suffit — ou il suffirait — pour atteindre ce résultat, de tenir compte du gain de l'étage devant une charge bien précise et de prévoir un diviseur de tension adapté, soit à l'entrée avant l'amplification, soit à la sortie, quand déjà le signal a atteint sa nouvelle valeur.

Dosage

Nous avons admis un peu plus haut (fig. 9) que le potentiel réel de la base était déterminé par un pont diviseur, dans lequel intervient la totalité du circuit d'alimentation (en signaux impulsionnels) : c'est donc rattacher à ce circuit une impédance qui ne serait ni infinie (fig. 10), comme le laisserait supposer la présence de simples bornes, ni nulle, comme on pourrait le croire, en se basant sur les seuls potentiels fixes, ni même constante puisque envisager un pont diviseur c'est admettre l'existence, à la fois, d'un courant et d'une chute de tension variables.

C'est pour éviter des variations de ce genre, et aussi indirectement pour éviter à l'étage tout danger de confusion avec des signaux voulus, qu'on le dotera d'un véritable doseur, placé généralement à la sortie et constitué, la plupart du temps, par une simple diode convenablement polarisée. Le dispositif fera souvent suite à un ensemble de diodes semi-conductrices que nous voudrions auparavant examiner brièvement.

Envisageons-en 3 qui seraient branchées de telle sorte (fig. 11) que leurs anodes, mises en parallèle, rejoignent le pôle positif V_B d'une source de tension; chacune des cathodes, par contre, peut recevoir le signal d'attaque dont le circuit rejoindra un autre potentiel et il serait possible que chaque cathode se trouve reliée à un pôle différent. Même dans le premier cas, le potentiel V_A , considéré pour l'instant, comme étant moins positif que V_B , aura pour effet premier de polariser chacune des diodes ou encore toutes les trois, de façon à les rendre conductrices, état que nous avons déjà eu l'occasion de traduire

différemment en disant que la résistance interne de telles diodes était voisine d'une valeur nulle. Le circuit peut donc se refermer à travers l'ensemble de ces diodes et le courant qui en résulte déterminera, dans la résistance R, commune, une chute de tension qui nous fera retrouver V_A en partant du point commun, X, aux diodes.

Rien ne sera changé à la lecture faite en partant de X, si on applique à l'entrée d'une ou même de deux de ces diodes, une nouvelle tension, supérieure à V_B , c'est-à-dire plus exactement, plus positive que cette dernière. Certes, les diodes intéressées ne conduiront plus, leurs résistances intérieures augmenteront sérieusement, mais comme elles sont pratiquement court-circuitées par la seule qui soit restée conductrice, le courant total ne varie guère et le circuit précédent se referme presque normalement.

Tout change, par contre, au moment même où un signal identique parvient à la dernière de nos diodes, car c'est la totalité des résistances internes (fig. 12) qui détermine maintenant le courant total : si on peut les considérer comme suffisamment élevées (en fait, chacune d'elles dépassera assez largement 2 à 300 kilohms), même leur mise en parallèle déterminera un courant fort restreint qui n'engendrera dans R qu'une faible chute de tension. Même si celle-ci existe, son sens et son importance seraient, dans tous les cas, tels que la valeur ne différerait pas sensiblement des indications précédentes et comme cette situation ne se retrouve qu'au moment où toutes les entrées (ici au nombre de trois, mais rien n'empêche d'en prévoir d'autres), sont alimentées, l'ensemble de ce montage se comporte encore comme un dispositif ET.

Et nous en venons au dosage. Notre raisonnement avait jusqu'ici été sérieusement embelli, d'abord en admettant un court-circuit franc en période de conduction, le remplaçant ensuite par des valeurs pro-

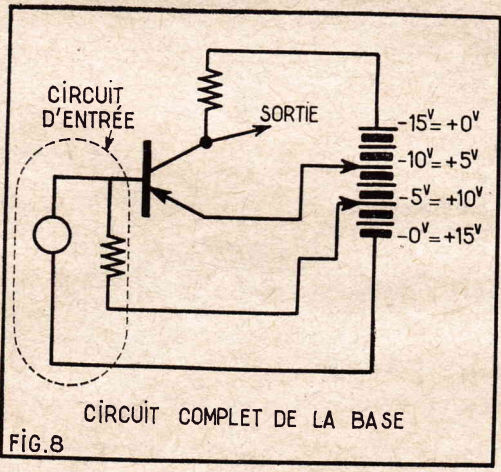


FIG. 8

ches d'une résistance infinie et en privant, enfin, la source V_A elle-même, de toute trace de résistance interne. Or, aucune de ces situations n'existe vraiment, dans la réalité la plus stricte et en représentant cette dernière sorte de résistance par R_i (fig. 13), on devra bien tenir compte de la chute de tension qui fatalement aura lieu à ses bornes et qui nous donnera en X, même en l'absence de tout signal d'entrée, un potentiel différent de V_A . Cette différence entre la réalité et la valeur idéale sera d'autant plus marquée que le nombre d'entrées sera lui-même plus important.

L'insertion d'une diode D_D dont l'anode reviendra à un potentiel V_D proche de V_A , maintiendrait les tensions pouvant apparaître en X à un niveau, lui aussi, peu éloigné de V_A , sauf dans le cas où toutes

Les Sélections
de **SYSTÈME "D"**



N° 2

LES ACCUMULATEURS

Comment les construire, les réparer, les entretenir

Prix : 1 F

N° 25

REDRESSEURS DE COURANT DE TOUS SYSTÈMES ET QUELQUES TRANSFORMATEURS

Prix : 1 F

N° 44

POUR TRANSFORMER ET REBOBINER

DYNAMOS DÉMARREURS

et moteurs électriques

de ventilateur de gazogène
POUR MARCHÉ SUR SECTEUR

Prix : 1 F

N° 48

pour le cinéaste amateur.

PROJECTEURS, TITREUSES, ÉCRANS ET AUTRE MATÉRIEL pour le montage et la projection

Prix : 1 F

Ajoutez pour frais d'envoi 0,10 F pour une brochure et 0,05 F par brochure supplémentaire et adressez commande à **Système D**, 43, rue de Dunkerque, Paris-10°, par versement à notre C.C.P. Paris 259-10, en utilisant la partie « Correspondance » de la formule du chèque.

Aucun envoi contre remboursement.

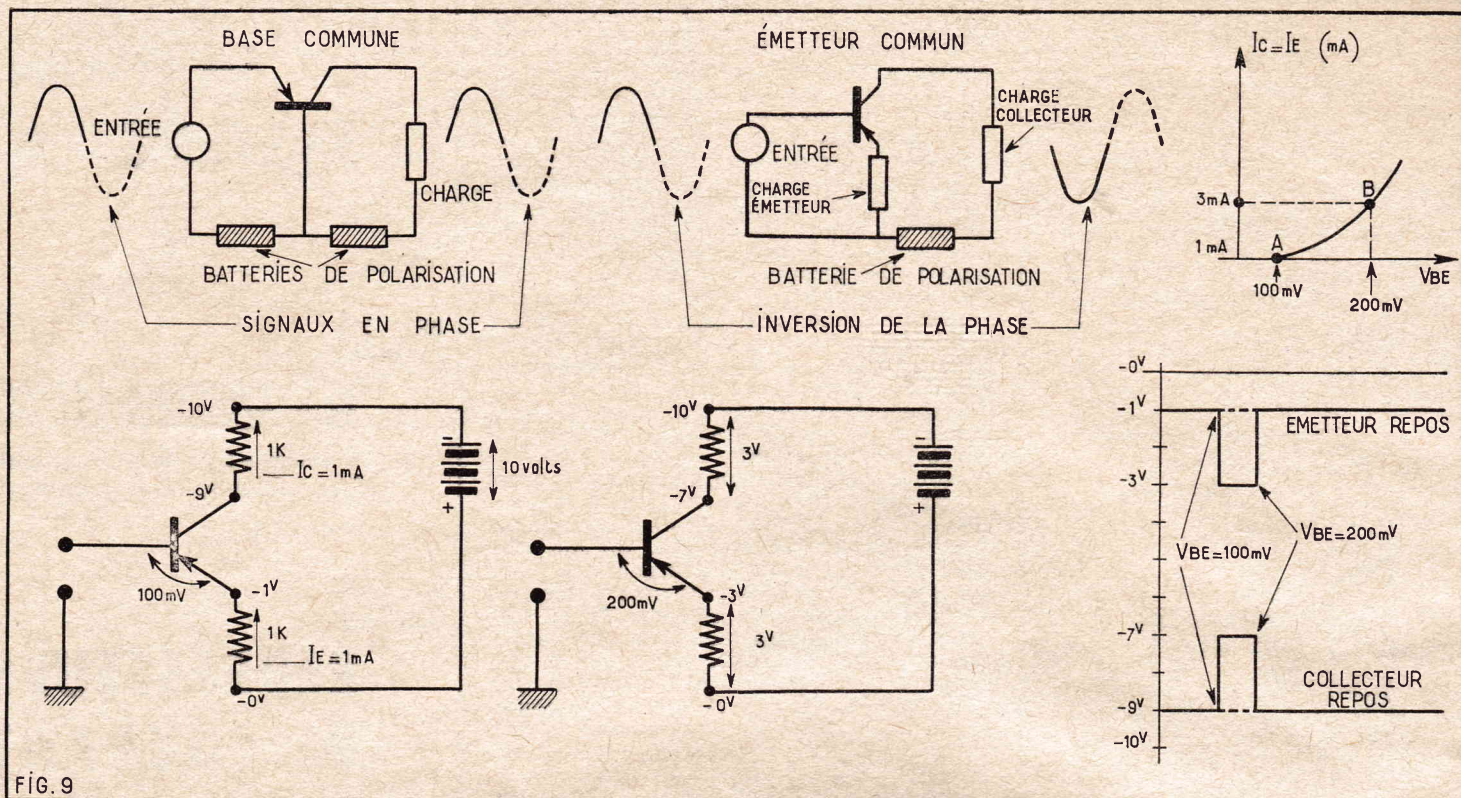


FIG. 9

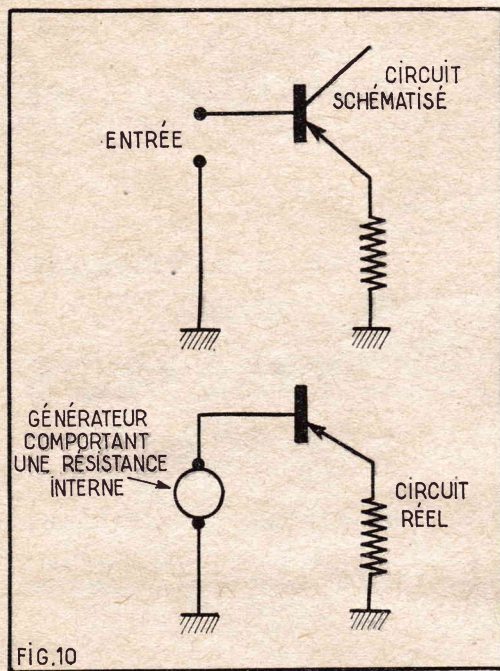


FIG. 10

les entrées sont alimentées et où le potentiel se situe donc bien plus près de V_B . Nous préférons ne pas parler d'une véritable « égalité », car la relative imperfection même de la diode D_D entrainera tout de même une chute de tension, aussi faible soit-elle et la valeur réelle que l'on pourra espérer y lire sera légèrement inférieure à V_B .

Cette situation sérieusement améliorée, mais évidemment encore perfectible, sera exploitée également dans les circuits OU qui réagissent de façon identique, si l'une des entrées seulement est alimentée ou si toutes le sont (fig. 14).

Circuits OU

Tout en reprenant les principes mêmes que nous venons de voir, de tels circuits réagissent de façon inverse et nous retrouvons les oppositions soit entre cathode et anode d'une triode à vide, soit entre collecteur et émetteur d'un transistor. Là encore l'état de repos correspond au cut-off : pas de passage de courant, pas de tension aux bornes de la résistance de charge R_L , mais renversement de la situation, dès qu'un signal incident peut débloquer l'une (quelconque !) des branches,

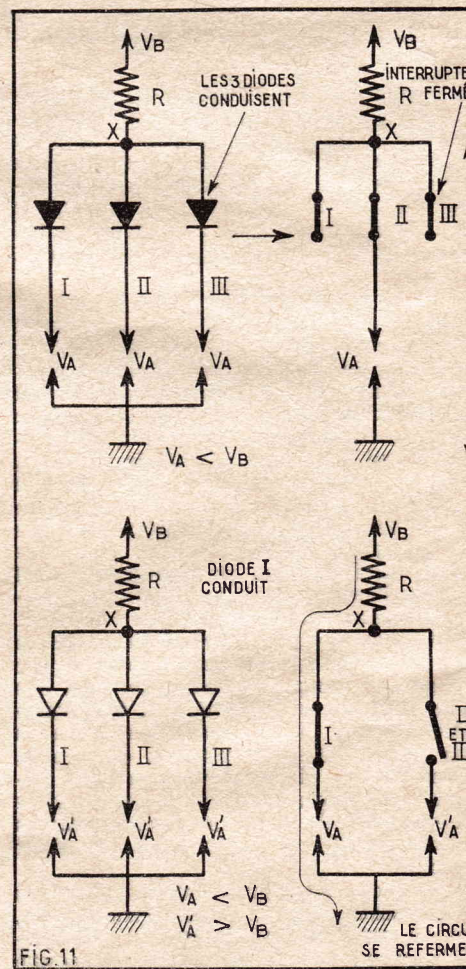


FIG. 11

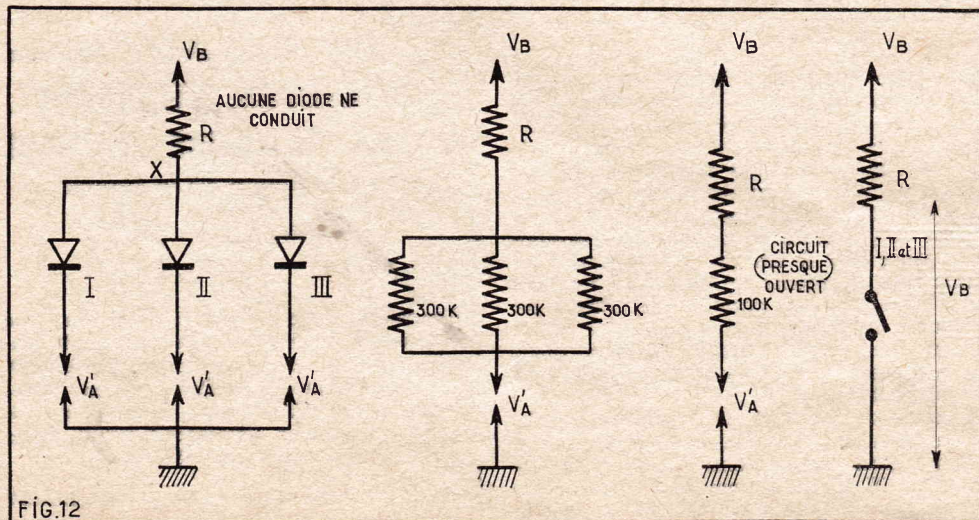


FIG. 12

même si le résultat est, de toute évidence, bien plus important pour l'alimentation multicanal de plusieurs entrées.

On ne peut cependant négliger l'ensemble des capacités, généralement parasites et difficiles à éviter qui viennent se placer en parallèle sur cet élément de charge qui en provoquant une déformation (fig. 15) d'autant plus prononcée que la fréquence de renouvellement des signaux

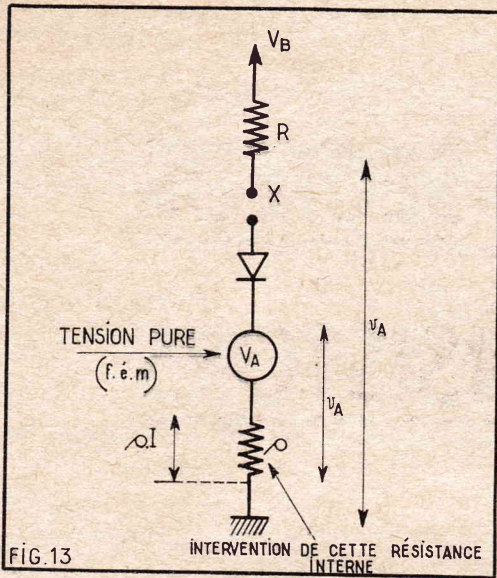


FIG. 13

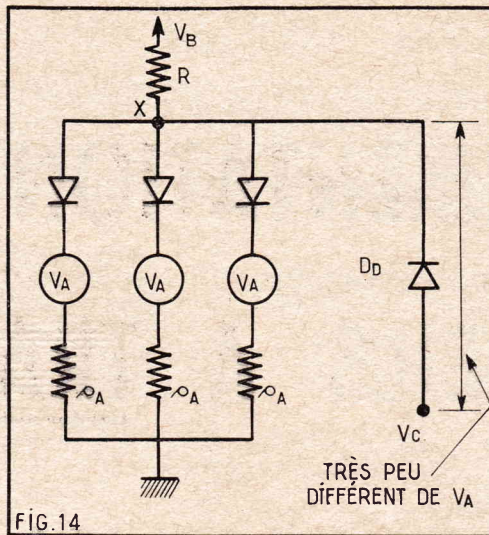


FIG. 14

est plus grande. Pour obtenir, à la fois, la mise en forme convenable et la constance du signal de sortie, on utilisera deux circuits assez semblables l'un à l'autre. La diode D_1 sera alimentée à travers un condensateur qui élimine évidemment toute trace de composant continue et elle aura pour effet essentiel la détermination d'un niveau de référence constant et indépen-

dant du nombre de signaux incidents. Une autre diode D_2 , dont l'anode est cette fois-ci reliée à un potentiel négatif, ne permettra jamais au signal de la sortie de devenir plus positif que le potentiel de la masse.

En somme, D_2 commencera à conduire lorsque le signal obtenu devient plus né-

(Suite page 65)

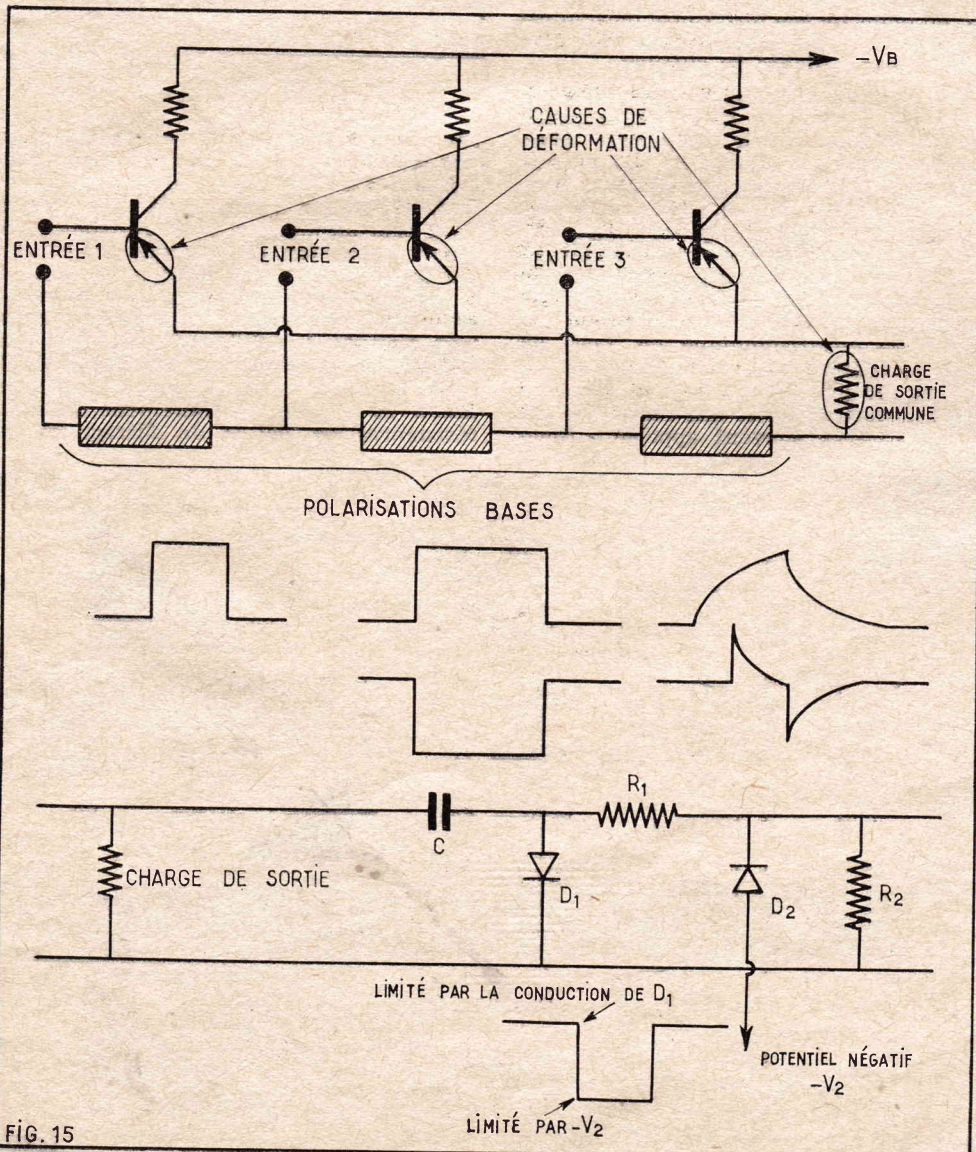
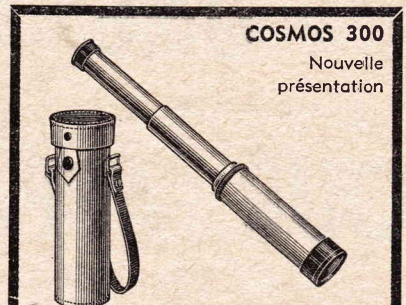


FIG. 15

VOS LOISIRS AVEC LES LONGUES-VUES



COSMOS 300
Nouvelle présentation

- avec étui cuir doublé feutre rouge
 - Objectif 30 mm traité et bleuté anti-reflet.
 - Grossissement 25 x.
 - Longueur déployée 360 mm.
 - Longueur fermée 130 mm.
- Complète avec son étui cuir et notice de montage détaillée, franco

52,00
65,00



COSMOS 600
Permet de faire reculer ou avancer l'image comme au cinéma...

- Caractéristiques :
- ZOOM de 6 à 18, réglable par bouton gradué.
 - Objectif 30 mm.
 - Présentation émaillée gris et noir.
 - Longueur déployée : 310 mm.
 - Longueur fermée : 255 mm.
- Toute montée en boîte d'origine, Franco

96,00

- COSMOS 900**
Même modèle que ci-dessus mais avec grossissement de 15 à 40. Objectif 40 mm. Possibilité de fixation sur pied photo.
- Toute montée en boîte d'origine, Franco

164,00

Documentation « COSMOS » contre 2 timbres

Vente directe exclusivement par correspondance

Envois immédiats par poste

Chèque ou mandat-lettre à la commande, Contre remboursement prévoir 3,50 F pour frais supplémentaires.



CERCLE ASTRONOMIQUE EUROPÉEN

47, rue Richer, PARIS (9^e)
C.C.P. PARIS 20.309-45

IL EST PLUS PRATIQUE ET PLUS MODERNE le nouveau RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

PRIX : 7,00 F (à nos bureaux)

Frais d'envoi sous boîte carton : 2,30 F par relieur.

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

UNE ALIMENTATION SECTEUR POUR APPAREILS A TRANSISTORS

Avez-vous remarqué comme certaines idées préconçues s'attachent des sujets pris dans les domaines les plus divers de la vie. C'est ainsi qu'en électronique il été énoncé et admis une fois pour toutes que les transistors étaient des éléments amplificateur merveilleux consommant un courant insignifiant. En conséquence dès que l'on parle d'un appareil les utilisant on pense immédiatement à l'alimentation par pile. Cela était vrai lorsque les seuls transistors que l'on savait réaliser étaient de faible puissance. Cela l'est encore pour les récepteurs ou électrophones portatifs et divers petits dispositifs électroniques. Actuellement on fabrique des transistors de forte puissance. Il en résulte que certains récepteurs ou circuits électroniques à transistors nécessitent des intensités relativement importantes et incompatibles avec la capacité des batteries de piles communément employées. L'alimentation par pile est cependant toujours possible, il suffit d'utiliser des batteries de capacité suffisante. Mais dans ce cas le volume important et le coût de la source de courant lui fait perdre l'intérêt qu'elle présente lorsque seulement de faibles puissances sont mises en jeu. L'alimentation secteur reprend alors l'avantage tant au point de vue du prix de revient qu'à celui de l'encombrement.

C'est dans cet esprit qu'à été étudiée l'alimentation secteur basse tension que nous allons décrire.

Cette alimentation peut procurer les principales tensions communément utilisées avec les dispositifs à transistors à savoir 6 V, 9 V et 12 V, avec un débit de 400 mA ce qui représente une puissance d'alimentation déjà importante et susceptible de nombreuses applications. Une telle

alimentation outre la puissance qu'elle délivre présente un avantage incontestable pour alimenter des circuits qui assurent un service permanent car elle ne requiert aucune surveillance contrairement aux piles qui obligent à un contrôle fréquent.

Le schéma de cette alimentation est donné à la fig. 1. Un transformateur abaisseur procure la tension alternative initiale à partir de laquelle sera obtenue la tension continue que l'on désire. Le primaire de ce transfo pris dans sa totalité permet le raccordement à un secteur de 220 V. Une prise intermédiaire rend possible l'utilisation sur 115 V. L'enroulement secondaire délivre une tension alternative de 24 V avec un débit de 400 mA. Cette tension est redressée à l'aide d'un réseau en pont constitué par 4 diodes au silicium.

Dans une alimentation en basse tension, ce qui est le cas ici, la difficulté réside dans le filtrage. Pour supprimer toute trace de tension d'ondulation qui se traduirait par un ronflement intolérable lorsque l'appareil alimenté sera un reproducteur de son (récepteur Ampli BF, etc...) on a prévu un filtre à deux cellules qui met en œuvre deux résistances de 20 Ω, un condensateur électrochimique d'entrée de 200 μF, un condensateur intermédiaire électrochimique de 1000 μF et un condensateur électrochimique de sortie de 100 μF. On a prévu en parallèle sur les bornes de sortie une résistance R3. Cette résistance souvent appelée « Blee-

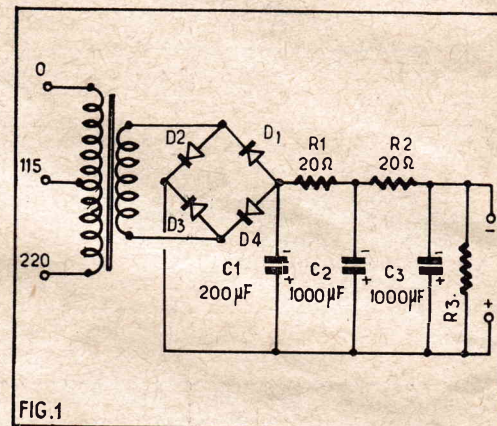
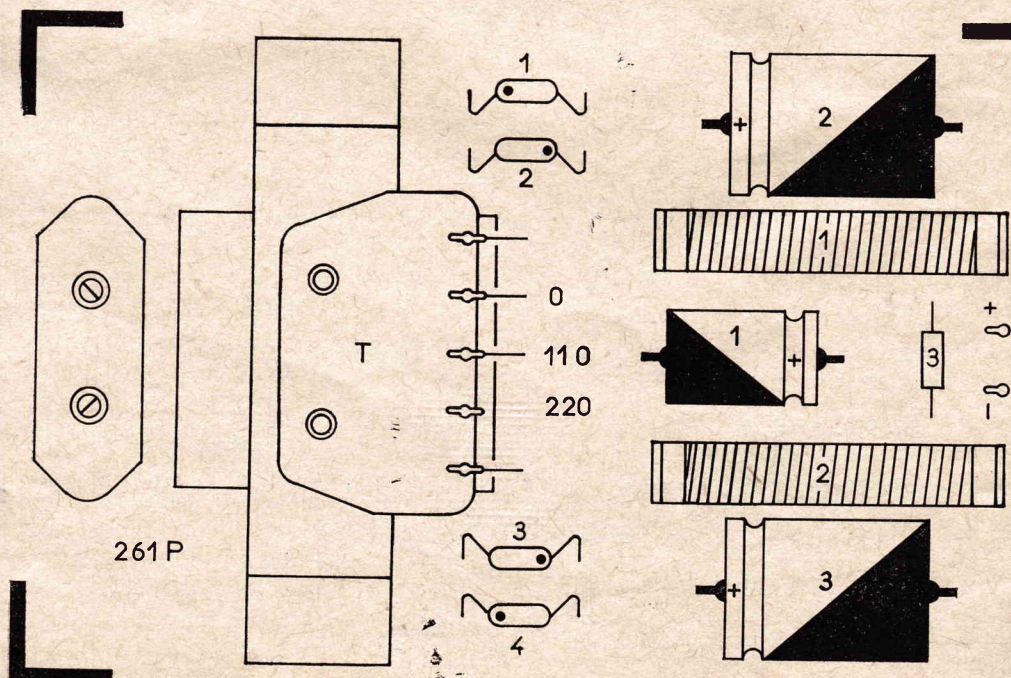


FIG.1

der» sert à procurer une certaine régulation de la tension de sortie en réduisant l'influence de la consommation du circuit d'utilisation sur la valeur de cette tension. Pour cela on donne à cette résistance une valeur assez faible pour que le courant qui la traverse soit important par rapport à celui qui est prélevé par l'appareil à alimenter. Ce courant pratiquement constant s'ajoute à celui variable exigé par l'utilisation et réduit les variations de la chute de tension dans le circuit d'alimentation et plus particulièrement dans les résistances de 200 Ω de filtrage et par



N° 261 - ALIMENTATION SECTEUR

Ensemble des pièces détachées, y compris : circuit imprimé, transformateur, diodes, résistances, condensateurs, etc. **50,70**

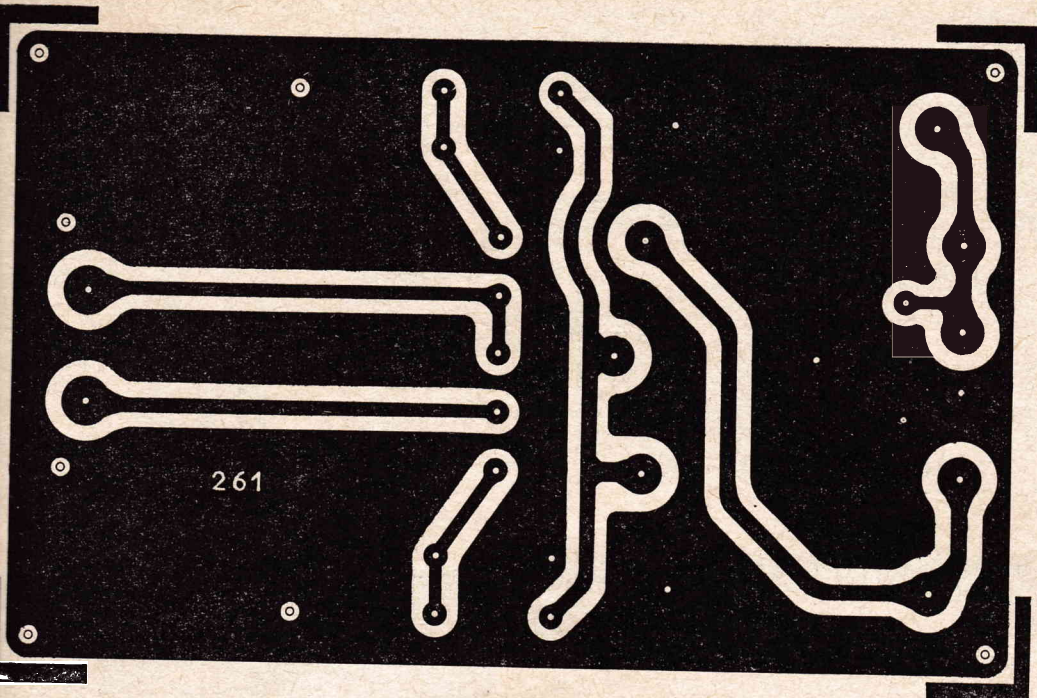
RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (10^e)
(Gare du Nord) - Tél. : 607-05-15

RADIO M.J., 19 rue Claude-Bernard, PARIS (5^e)
(Gobelins) - Tél. : 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (20^e)
(Porte des Lilas) - Tél. : 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM**, PARIS (20^e)
296, rue de Belleville - Tél. : 797-59-67
C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente : Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou : acompte de 20 F, solde contre-remboursement.



est pratiquement négligeable et confirme l'efficacité du filtrage.

Cette alimentation est construite sur un circuit imprimé (n° 261) ce qui rend extrêmement facile le travail. Sur la face « bakélite » est d'ailleurs indiquée la position des différentes pièces. La figure 2 montre cette face tandis que la figure 3 représente celle côté connexions.

On commence par boulonner le transfo d'alimentation et la fiche mâle de raccordement avec le secteur. On soude les clips destinés à recevoir les résistances de filtrage de 20 Ω qui sont du type bobiné 10 watts. On soude aussi les cosses de sortie et la résistance R_3 . Celle-ci sera choisie selon les besoins à l'aide du tableau que nous venons de donner. On soude également les condensateurs de filtrage et les diodes au silicium. Pour ces dernières il convient d'observer le sens indiqué sur le circuit imprimé où le point représente la cathode. Le corps de ces diodes doit être placé contre la bakélite. Afin de ne pas trop raccourcir les fils de branchement nous vous conseillons de les plier en forme d'épingle à cheveux. On évite ainsi le risque d'échauffement de la jonction lors de la soudure. On termine par le raccordement du transformateur. Pour une utilisation sur 220 V on supprime la connexion reliant le point 110 du circuit imprimé et la cosse 110 V du transfo et on la remplace par une liaison semblable entre le point 220 du circuit imprimé et la cosse 220 du transfo.

Résistances $R_1, R_2 = 20 \Omega$ 10 watts ; $R_3 =$ à déterminer d'après le tableau.

Condensateurs : $C_1 = 200 \mu F$; $C_2 = 1000 \mu F$; $C_3 = 1000 \mu F$.

A. BARAT

conséquent l'incidence sur la tension de sortie.

Cette résistance R_3 selon la valeur qui lui est donnée permet également, et cela est important, de déterminer la valeur de la tension de sortie et faire que celle-ci soit de 12, 9 ou 6 V. Nous donnons sous forme de tableau les valeurs qu'il faut donner à R_3 pour obtenir ces différentes tensions en fonction du courant moyen absorbé par le circuit sur lequel l'alimentation débite.

12 V		9 V	6 V
150 mA	56 Ω	35 Ω	20 Ω
200 mA	70 Ω	44 Ω	24 Ω
300 mA	170 Ω	78 Ω	38 Ω
400 mA		250 Ω	180 Ω

Dans le cas d'un fonctionnement à puissance maximum le taux de ronflement à 100 périodes est inférieur à 2 % ce qui

DÉTECTEUR D'APPROCHE

Nos lecteurs savent ce qu'est un détecteur d'approche. Rappelons qu'il s'agit d'un dispositif qui, à l'approche d'un corps étranger et en particulier du corps humain ou d'une de ses parties, comme par exemple la main, excite un relais, qui met en action sur un dispositif de signalisation sonore, visuel ou de nature quelconque. Un dispositif de cette sorte peut être classé parmi les systèmes de commande à distance. Un tel appareil peut avoir de multiples applications. Il peut servir :

Au comptage de personnes ou d'objets, à commander l'ouverture de portes, à l'éclairage d'un local ou d'une vitrine, à l'animation d'un sujet publicitaire, etc... Il peut faire partie d'un système de sécurité anti-vol. En fait nous pourrions donner une longue énumération de ses possibilités d'emploi.

Alimentation

Ce dispositif est prévu pour normalement être alimenté par une pile de 9 V. La consommation est de 40 mA en position travail et de 5 mA en position repos. Notamment en cas de fonctionne-

ment permanent il peut être intéressant d'effectuer cette alimentation à partir du secteur. Cela est possible en employant une alimentation comprenant notamment un transfo abaisseur et un système redresseur. Il convient toutefois de prendre certaines précautions d'isolement et d'équilibrer l'effet de masse capacitif des enroulements du transfo.

L'élément détecteur

L'élément détecteur de ce déclencheur peut être suivant l'utilisation prévue :

- 1 plaque de métal 15/15 cm ;
- 1 grille de mêmes dimensions à mailles très espacées ;
- 1 fil ou une tige de 50 à 80 cm de longueur.

On peut également expérimenter avec succès d'autres capteurs toujours selon l'application que l'on veut faire de ce déclencheur. Le gros avantage de cet appareil est précisément que l'élément détecteur peut être rendu invisible : par exemple un fil entourant l'encadrement d'une porte détectera le passage d'une personne.

Dans tous les cas l'élément adopté devra être isolé des masses conductrices environnantes et connecté au plus près avec le circuit. Une bonne disposition consiste à fixer une grille à 10 cm environ du circuit imprimé à l'aide de quatre tiges filetées.

Ce système est efficace et sûr pour des distances pouvant aller jusqu'à 50 cm de l'élément détecteur. Pour les objets de faible masse la distance de déclenchement est pratiquement proportionnelle à la masse de ces objets. Notons encore que ce déclencheur trouvera son utilisation chaque fois que l'usage d'une cellule sera proscrite pour une raison ou une autre.

Description du circuit

Le schéma de ce détecteur d'approche est donné à la figure 1. L'âme de l'appareil est constitué par un oscillateur genre « Colpitts », équipé d'un transistor AF118. La fréquence de travail est d'environ 50 MHz. Elle est déterminée par le circuit oscillant formé de la self « L. Osc. » et le condensateur C_5 . Le couplage nécessaire à l'entretien de l'oscillation est un ajusta-

ble « CV » de 6 pF placé entre Emetteur et Collecteur. Le pont de polarisation de base contient un élément ajustable P1 de 5 000 Ω qui permet de régler le point de fonctionnement du transistor.

La tension d'alimentation de l'AF118 est stabilisée à l'aide d'une diode Zener afin que les variations de tension de la pile ou de l'alimentation secteur soient sans effet sur le réglage très « pointu » de l'oscillateur.

Cet oscillateur doit être réglé à la limite de la condition d'entretien de manière à être le plus instable possible et qu'il décroche dès que l'on approche de l'élément détecteur. Pour obtenir un tel fonctionnement on règle le condensateur CV et la résistance P1. Notamment pour CV on cherchera la capacité la plus faible qui assure encore l'entretien des oscillations. Le réglage définitif ne pourra être obtenu que lorsque la mise en place à l'endroit d'utilisation sera faite et lorsque l'élément détecteur sera raccordé définitivement. La résistance P1 doit être réglée de manière que l'oscillateur décroche en l'absence de charge sur l'élément détecteur.

L'oscillation prélevée sur le collecteur de l'AF118 est appliquée par un condensateur C6 à 2 pF à un circuit détecteur comprenant une diode, une résistance d'utilisation R8 de 1 MΩ et une cellule Blocage HF (R7 = 22 kΩ et C7 47 nF). Le courant redressé est appliqué à un amplificateur à courant continu équipé d'un transistor 47 A et d'un 79 A. Le 47 A est utilisé en collecteur commun et son émetteur attaque directement la base du 79 A. Dans le circuit collecteur de ce dernier est inséré le relais sensible qui assure la commande électrique du dispositif de signalisation. Ce relais est muni d'un contact repos et d'un contact travail. La capacité de contact est de 1 A sur 220 V maximum.

Fonctionnement

En l'absence de charge sur l'élément détecteur qui est relié au collecteur de l'AF118 l'oscillateur est « accroché ». La tension HF produite est détectée par la diode D1 et la composante continue de la tension détectée est appliquée à la base du transistor 47 A qui commande la conduction du transistor 79 A. Ce dernier fournit alors le courant nécessaire au collage de la palette du relais situé dans son circuit collecteur.

Si un corps étranger s'approche de l'élément détecteur l'oscillateur qui est réglé à la limite d'entretien décroche et ne fournit plus de tension HF au circuit redresseur. La tension continue transmise précédemment à la base du transistor 47 A disparaît, ce qui entraîne le blocage du transistor 79 A. La disparition du courant collecteur de ce dernier fait relâcher la palette du relais.

Dès que la présence à proximité de l'élément détecteur disparaît, l'oscillation réapparaît et les conditions initiales seront rétablies : Le relais collera de nouveau.

Nous attirons l'attention sur le fait que cet appareil, tel que nous venons de le décrire, travaille en tout ou rien. Mais il peut, si on le désire, devenir vraiment un détecteur de distance ; il suffit pour cela de remplacer le relais par un milliampèremètre qui indiquera, après étalonnage, l'éloignement d'un corps par rapport à l'élément détecteur. En effet, le milliampèremètre déviara, proportionnellement à la tension continue délivrée à la base de 47 A par le redresseur. Cette tension est déterminée par l'amplitude des oscillations HF. Or, cette amplitude est elle-

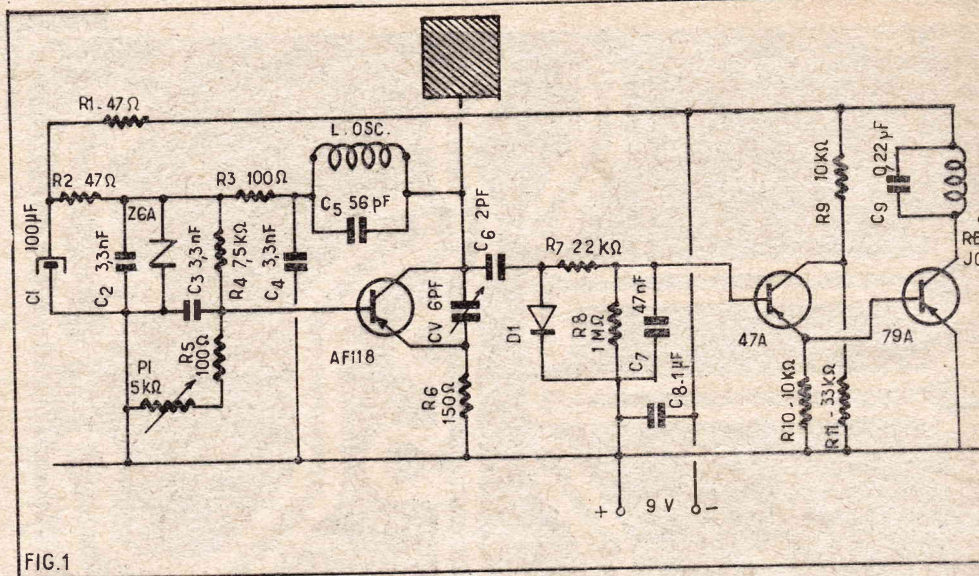


FIG.1

même fonction de l'amortissement provoqué par l'éloignement plus ou moins grand d'une masse déterminée par rapport à l'élément détecteur. Cet amortissement est grand lorsque la masse est près et diminue à mesure que la distance augmente.

Réalisation pratique

On commence par exécuter la self « L. osc. » selon les indications de la figure 2. Elle est constituée par du fil de cuivre argenté de 12/10 nu et comporte

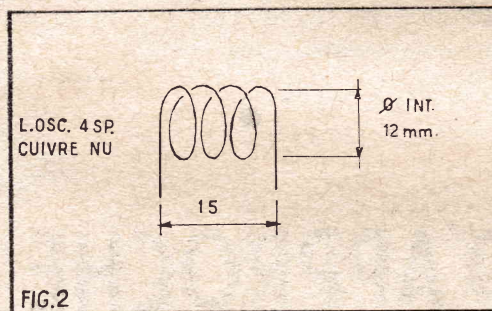
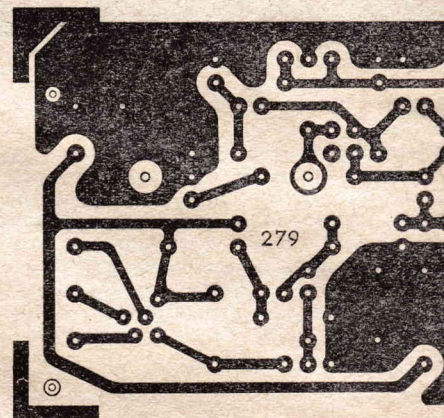


FIG.2

quatre spires sur air, ce qui signifie sans mandrin. Le diamètre intérieur est de 12 mm. Sur un cylindre de ce diamètre on enroule le fil à spires jointives. Lors-

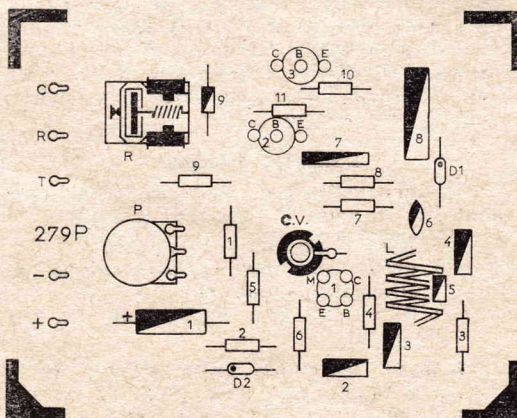


la self de manière à lui donner une longueur de 15 mm avec un écart bien régulier entre spires.

Le câblage de l'appareil se fait sur le circuit imprimé (N° 279). La figure donne sa vue côté bakélite et la figure sa vue côté connexions.

Le travail consiste à équiper ce circuit de tous les éléments dont la position d'ailleurs indiquée sur la face baké-

On soude tout d'abord les cosses de l'alimentation (alimentation : - et +, signalisation : C, R, T). Par un cordon sou-



que les quatre tours sont faits de cette façon, on courbe à la pince les extrémités pour réaliser les pattes de fixation. On retire le mandrin cylindrique et on étire

N° 279 - DETECTEUR D'APPROCHE

Ensemble des pièces détachées, y compris : circuit imprimé, self, transistors, diode Zener, résistances, condensateurs, etc. (sans piles)

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (Gare du Nord) - Tél. : 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Claude-Bernard, PARIS (Gobelins) - Tél. : 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (Porte des Lilas) - Tél. : 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM, PARIS** (296, rue de Belleville - Tél. : 797-59-6) C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente : Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou à la livraison de 20 F, solde contre-remboursement.

deux conducteurs on raccorde le bouchon de pile aux cosses — et +.

On fixe le potentiomètre P1 de 5 000 ohms et on soude ses cosses sur le circuit imprimé. On met en place et on fixe par soudure le relais, le condensateur ajustable CV et la self. On soude ensuite les diverses résistances et condensateurs.

On termine en mettant en place la diode D1, la diode Zener Z6A et les trois

transistors. Pour la diode D1 et la diode Zener il est primordial de respecter le sens indiqué. Il faut évidemment également tenir compte du brochage des transistors. Enfin, il faut laisser aux fils, notamment pour les diodes, une longueur suffisante pour éviter lors de la soudure l'échauffement des jonctions.

L'élément détecteur sera relié à la cosse supérieure du condensateur « CV ».

Valeur des éléments

Résistances : R1 : 47 Ω ; R2 : 47 Ω ; R3 : 100 Ω ; R4 : 75 kΩ ; R5 : 100 Ω ; R6 : 150 Ω ; R7 : 22 kΩ ; R8 : 1 MΩ ; R9 : 10 kΩ ; R10 : 10 kΩ ; R11 : 33 kΩ ; P1 : 5 kΩ.

Condensateurs : C1 : 100 nF ; C2 : 3,3 nF ; C3 : 3,3 nF ; C4 : 3,3 nF ; C5 : 56 pF ; C6 : 2 pF ; C7 : 47 nF ; C8 : 1 μF ; C9 : 0,22 μF ; CV : 6 pF.

A. BARAT.

ÉMETTEUR RADIO-COMMANDÉ

27,12 MHZ

piloté par quartz — 4 canaux

Cet émetteur a été particulièrement conçu pour les amateurs de Radio-commande n'ayant pas de connaissances spéciales en électronique. Entièrement réalisé sur circuits imprimés spécialement établis pour lui, sa construction et sa mise au point sont faciles. Tous les éléments ont été sélectionnés et prévus pour simplifier au maximum la tâche de l'amateur.

Associé au récepteur 4 canaux qui sera décrit prochainement il permet de commander n'importe quel mobile (bateau, avion, voiture dans un rayon de 500 mètres).

Le schéma

Il est donné à la fig. 1. L'alimentation se fait sous 13,5 V tension fournie par 3 piles 4,5 V standard en série.

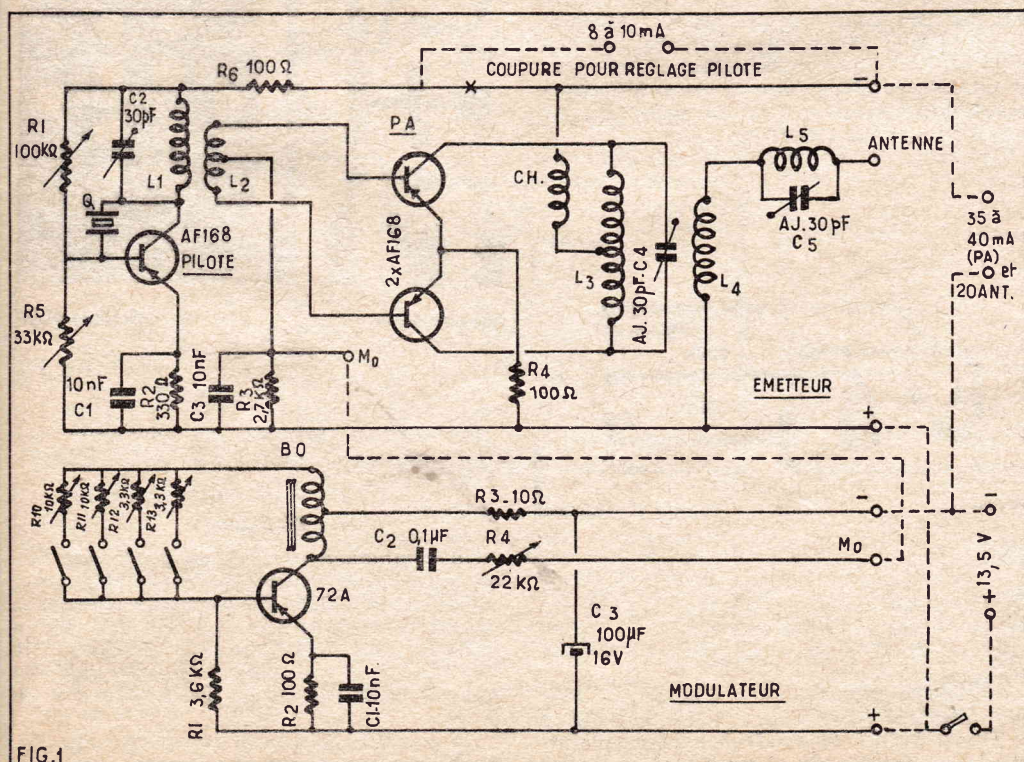
L'émetteur proprement dit comprend un étage pilote et un étage PA symétrique.

L'étage pilote met en œuvre un transistor AF168 dont la tension de base est fixée par deux résistances ajustables, une de 100 000 Ω coté — et une de 33 000 Ω coté +. Cette disposition permet un réglage très souple. Le circuit oscillant composé de la self L1 et du condensateur

ajustable C1 de 30 pf est inséré dans le circuit collecteur. Le couplage est assuré par le quartz 27,12 MHZ placé entre base et collecteur. Une résistance de 100 Ω est prévue dans le circuit alimentation collecteur. La stabilisation de l'effet de température est obtenue par une résistance de 330 ohms découplée par un condensateur de 10 nF et insérée dans le circuit émetteur.

Une self L2 non accordée est couplée à celle L1 du circuit oscillant. Cette self comporte une prise médiane et constitue avec L1 un transfo HF qui sert à l'attaque des bases des transistors de l'étage PA.

Les transistors de l'étage PA sont deux AF168. Le potentiel des bases de ces transistors est fixé par rapport au + 13,5 V par une résistance de 2 700 Ω découplée par un condensateur de 10 nF. Les circuits émetteurs contiennent une résistance de stabilisation commune de 100 ohms. Entre les collecteurs est disposé un circuit oscillant composé de la self à prise médiane L3 et d'un condensateur ajustable C4 de 30 pf. Ce circuit oscillant est comme celui du pilote, accordé sur 27,12 MHZ.



N° 1135 P - EMETTEUR 4 CANAUX
FREQUENCE 27,12 MHZ - PILOTE QUARTZ

Ensemble des pièces détachées, y compris : circuits imprimés, bobinages, transistors, quartz, résistances, condensateurs, coffret, pousoirs, piles, etc. **163,28**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc, PARIS (10^e)
 (Gare du Nord) - Tél. : 607-05-15

RADIO M.J., 19 rue Claude-Bernard, PARIS (5^e)
 (Gobelins) - Tél. : 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville, PARIS (20^e)
 (Porte des Lilas) - Tél. : 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM, PARIS (20^e)**
 296, rue de Belleville - Tél. : 797-59-67
 C.C.P. PARIS 1711-94

Conditions de vente : Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou : acompte de 20 F, soldé contre-remboursement.

L'alimentation des collecteurs est appliquée à la prise médiane de la self L3 à travers une self de choc CH. L'énergie HF produite par l'étage PA est transmise au circuit antenne par une self L4 couplée avec L3. Le point froid de L4 est relié au + 13,5 V. Entre le point chaud et l'antenne il y a un circuit oscillant composé d'une self J5 et d'un condensateur ajustable C5 de 30 qui permet d'accorder l'antenne de manière à obtenir le maximum de puissance rayonnée. L'antenne elle-même doit faire 1,10 mètre environ.

Les quatre fréquences de modulation correspondant aux quatre canaux sont obtenues à l'aide d'un oscillateur BF équipé par un transistor 72A. Cet oscillateur est du type Hartley. Il met en œuvre un bobinage réalisé sur circuit ferrite à haut rendement et permet l'obtention d'une gamme étendue de fréquences BF. Le circuit émetteur du 72A contient une résistance de stabilisation d'effet de température de 100 Ω découplée par un condensateur de 10 nF. L'alimentation du collecteur se fait par une prise intermédiaire existant sur le bobinage BO. Elle se fait à travers une résistance de 10 Ω . Le pont de polarisation de la base est formé côté + 13,5 V d'une résistance de 3 600 Ω . Du côté -13,5 V ce pont peut être complété par une résistance prise parmi quatre possibles; la mise en service de chacune de ces résistances se fait à l'aide de boutons poussoirs. Chaque résistance est réglée de manière à faire osciller le modulateur sur une fréquence différente. Pour permettre le réglage de ces fréquences de modulation les résistances sont ajustables. (Deux de 10 000 Ω et deux de 3 300 Ω .) Le signal BF de modulation est pris sur le collecteur du transistor 72A est appliqué au circuit de base de l'étage PA (prise médiane de L2). La liaison est établie par un condensateur de 0,1 μ F en série avec une résistance ajustable de 22 000 Ω . Ce dispositif modulateur procure une modulation énergique et pratiquement exempte de déformation. Signalons pour terminer cet examen du schéma que la pile d'alimentation est découplée par un condensateur de 100 μ F.

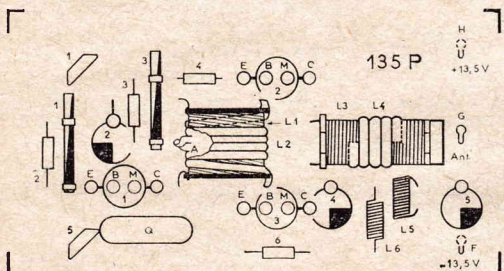


Fig. 2

Réalisation pratique

Ainsi que nous l'avons dit au début les différentes sections de cet émetteur sont réalisées sur des circuits imprimés portant sur la face bakélite la figuration des divers éléments de manière à faciliter au maximum le travail d'assemblage. Il faut donc en premier lieu réaliser l'équipement de ces circuits imprimés et ensuite les monter dans le boîtier en matière plastique et effectuer les liaisons entre ces circuits imprimés.

Plaque HF. — La plaque HF qui porte le n° 135P supporte tous les éléments qui constituent les étages pilote et PA. La fig. 2 montre le côté bakélite de ce circuit imprimé et la fig. 3 le côté connexions.

On commence par souder le support de quartz; la prise antenne, les prises + et -13,5 V et les différents bobinages y compris les selfs L5 et L6. Notons que L6

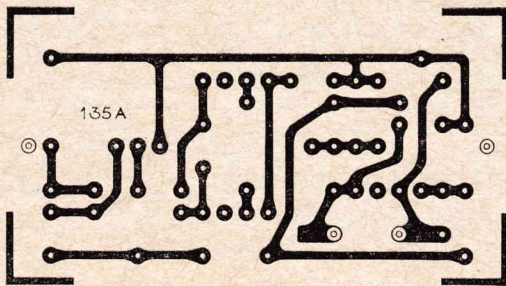


Fig. 3

est la self de choc servant l'alimentation collecteur du PA. On pose ensuite les trois condensateurs ajustables « Transco » de 30 pf. Sur le circuit imprimé ces pièces

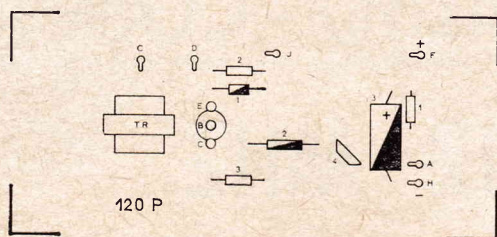


Fig. 4

sont représentées par un cercle comportant un secteur blanc de 90°. Ils sont numérotés de 2, 4 et 5.

On pose ensuite les résistances fixes, ajustables et les condensateurs fixes.

On termine par la pose des transistors. Les éléments de cette plaque sont :

R1 = 100 000 Ω , ajustable ; R2 = 300 Ω ; R3 = 2 700 Ω ; R4 = 100 Ω ; R5 = 33 000 Ω , ajustable ; R6 = 100 Ω .

C1 = 10 nF, céramique ; C2 = 30 pf, Transco ; C3 = 10 nF, céramique ; C4 = 30 pf, Transco ; C5 = 30 pf, Transco.

Plaque modulateur. — Ce circuit imprimé porte le n° 120 AP. La fig. 4 montre son côté bakélite et la fig. 5 son côté cuivre. On y soude d'abord les cosses de raccordements. On pose le bobinage oscillateur BF (L) puis les différents condensateurs et les différentes résistances y compris R4 la résistance ajustable de 22 000 Ω . Notons que sur les circuits imprimés les résistances fixes sont représentées par des rectangles, les résistances ajustables par des trapèzes. Les condensateurs fixes sont reconnaissables à ce qu'une partie délimitée par une diagonale est blanche.

Les éléments de ce circuit ont pour valeurs :

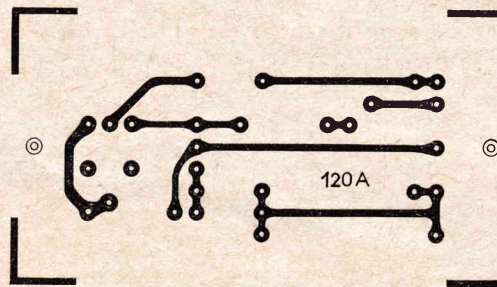


Fig. 5

R1 = 3 600 Ω ; R2 = 100 Ω ; R3 = 10 Ω ; R4 = ajustable 22 000 Ω .

C1 = 10 nF ; C2 = 0,1 μ F ; C3 = 100 μ F.

Plaque pupitre. — Il s'agit d'un circuit imprimé portant le n° 119 (voir fig. 6 et 7) sur lequel on soude les quatre résistances ajustables de réglage des fréquences

des canaux R10 = 10 000 Ω ; R11 = 10 000 Ω ; R12 = 3 300 Ω ; R13 = 3 300 Ω .

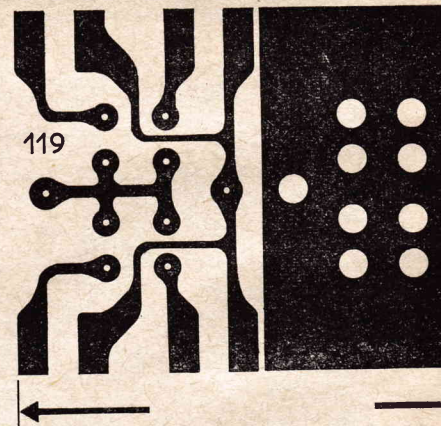
Montage dans le coffret et raccordement. — Les différents éléments que nous venons de préparer sont assemblés dans le coffret en matière plastique, selon la position indiquée à la fig. 8. A l'aide de deux tiges filetées de 75 mm de longueur on fixe les plaquettes HF et modulateur à la partie supérieure du boîtier. Ces plaquettes sont serrées sur les tiges filetées entre deux écrous de manière que la plaque « HF » soit à 35 mm de la face supérieure du boîtier et celle « modulateur » à 30 mm au-dessous.

Sur le côté gauche du coffret on colle le circuit imprimé n° 114 qui assurera la liaison en série des piles de 4,5 V. Sur le côté droit on constitue la face avant du coffret à l'aide de l'interrupteur et les quatre poussoirs destinés à la sélection des canaux.

Sur les cosses de ces poussoirs on fixe la plaque pupitre comme il est indiqué sur la fig. 8. En regard du circuit imprimé n° 114 on fixe sur le côté opposé du boîtier, à l'aide de 2 boulons de 50 mm de longueur une plaque de bakélite de 60 mm d'épaisseur. Cette plaque est destinée à maintenir les 3 piles d'alimentation de manière que leurs lamelles appuient fortement sur les contacts du circuit 114.

On relie la prise antenne de la plaque HF à la tige de fixation qui se trouve en proximité. Sur cette tige on monte au moment venu, l'antenne télescopique.

Par un cordon souple à deux conducteurs on relie la plaque pupitre aux points C et D de la plaque « modulateur ». On connecte respectivement les points + F, - H et A de la plaque « Modulateur » aux points + 13,5 V, -13,5 V et A de la plaque « HF ». Le point + F de la plaque « Modulateur » est connecté à un côté de l'interrupteur. L'autre côté de l'interrupteur est relié au point + du circuit imprimé n° 114. L'autre côté de l'interrupteur est relié au point - de la plaque « Modulateur ».



Le câblage terminé le couvercle du coffret est maintenu sur le coffret par deux tiges filetées.

Réglages

On commence par l'étage pilote. On intercale un milliampèremètre en série avec la résistance R6 de 100 ohms, on cherche à obtenir un courant de 8 à 10 mA. On règle les résistances ajustables R1 (100 000 Ω) et R5 (33 000 Ω) du point de base de l'AF 168 et de l'ajustable R2 de 30 pf.

Ce résultat obtenu on passe à l'étage PA et au circuit antenne. On intercale un

liampèremètre entre le — 13,5 V et l'arrière — sur la plaquette 135P. L'antenne n'étant pas raccordée on doit obtenir en agissant sur l'ajustage C4 (30 pf aux bor-

nes de la self L3) un courant de 35 à 40 mA. Ce courant étant obtenu on raccorde l'antenne. On règle l'ajustable C5 (30 pf en

parallèle sur la self L5) de manière à ce que le courant descende aux environs de 20 mA.

A. BARAT.

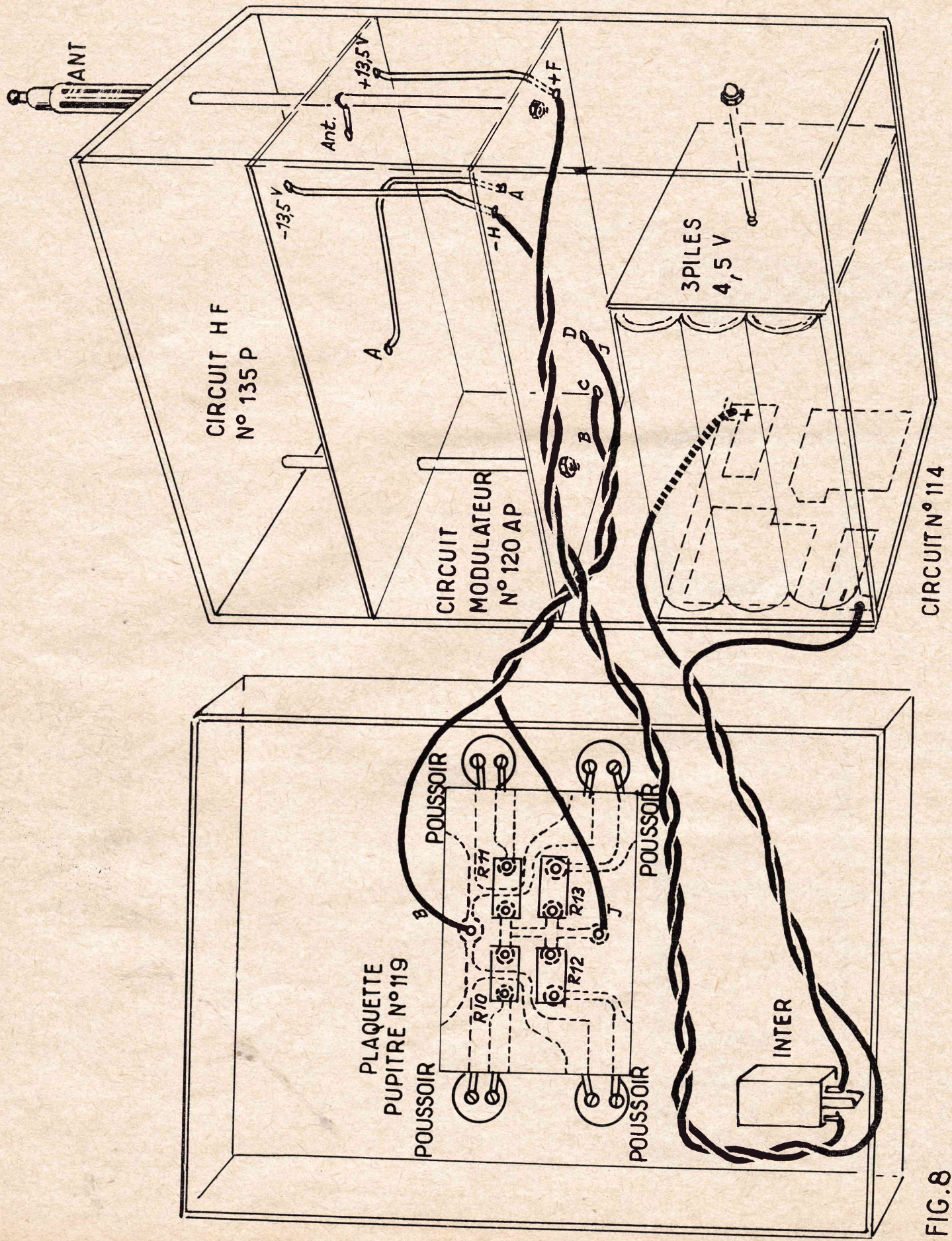


FIG. 8



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 248), av. Otto 49, Monte-Carlo. Ça ne vous engage absolument pas.

technicien d'élite... brillant avenir...

par les cours progressifs par correspondance
ADAPTÉS A TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION
ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR.

Formation - Perfectionnement - Spécialisation.
Préparation aux diplômes d'Etat : CAP - BP - BTS, etc.
Orientation professionnelle - Placement
COURS SUIVIS PAR CADRES E.D.F.

AVIATION

- ★ Pilote (tous degrés)
(Vol aux instruments)
 - ★ Instructeur-Pilote
 - ★ Brevet Élémentaire des Sports Aériens
 - ★ Concours Armée de l'Air
 - ★ Mécanicien et Technicien
 - ★ Agent technique
- Pratique au sol et en vol au sein des aéro clubs régionaux



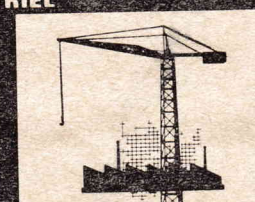
ELECTRONIQUE

- ★ Radio Technicien
(monteur, chef monteur, dépanneur aligneur-metteur au point)
 - ★ Agent technique et Sous-Ingénieur
 - ★ Ingénieur Radio Electronicien
- TRAVAUX PRATIQUES
Matériel d'études-outillage



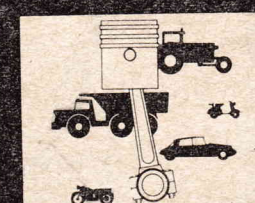
DESSIN INDUSTRIEL

- ★ Calqueur-Détailant
 - ★ Exécution
 - ★ Etudes et projeteur - Chef d'études
 - ★ Technicien de bureau d'études
 - ★ Ingénieur - Mécanicien générale
- Tous nos cours sont conformes aux nouvelles conventions normalisées. (AFNOR)



AUTOMOBILE

- ★ Mécanicien Electricien
- ★ Dieseliste et Motoriste
- ★ Agent technique et Sous Ingénieur Automobile
- ★ Ingénieur en Automobile



sans engagement, demandez la documentation gratuite RP en spécifiant la section choisie (joindre 4 timbres pour frais)

infra

ÉCOLE PRATIQUE POLYTECHNIQUE DES TECHNICIENS ET CADRES
24, RUE JEAN-MERMOZ • PARIS 8^e • Tél. : 225.74.65
Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt - Champs-Élysées

BON

A DÉCOUPER
OU
A RECOPIER

Section choisie
NOM
ADRESSE

Veuillez m'adresser, sans engagement la documentation gratuite (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi)

Nouveaux circuits à transistors

(Suite de la page 43)

Le signal en dents de scie engendré par Q_1 en association avec le bobinage, est prélevé sur le retour de circuit de collecteur de Q_1 et transmis directement sans interposition de condensateur, à la base du transistor intermédiaire, nommé « driver ».

Ce transistor Q_2 est du type SFT 322. Il est monté en collecteur commun ce qui se reconnaît au fait que cette électrode est reliée directement à la ligne négative. Le signal à amplifier est appliqué à la base et celui de sortie est obtenu sur l'émetteur.

La polarisation de l'émetteur de Q_2 est réalisée par la résistance de 470 Ω , non découplée car elle constitue la charge de sortie du transistor.

La base est polarisée par un diviseur de tension dont la branche négative est la résistance de 1,5 k Ω et la branche positive, le circuit de collecteur du transistor Q_1 y compris. Pratiquement, la base de Q_2 se trouve à peu près au même potentiel que le collecteur de Q_1 .

Le rôle du driver Q_2 est d'adapter l'impédance de sortie de Q_1 relativement élevée à celle plus basse de l'entrée de Q_3 transistor final de cette base de temps verticale.

Il est facile de voir que si l'on avait monté un condensateur de 100 μF , on aurait trouvé $f = 3 \text{ Hz}$ et avec 10 pF, $f = 30 \text{ Hz}$, le signal aurait alors subi des déformations se traduisant par une mauvaise linéarité verticale de l'image.

De cette vérification on peut tirer enseignement important, utile pour la mise au point ou le dépannage éventuel d'un circuit comme celui analysé ici. Tout condensateur électrochimique ou électrolytique est sujet au vieillissement, se traduisant par une réduction progressive de la capacité. De 1000 μF elle peut descendre à 500, 100, 10 et même zéro. Il n'y aura pas de panne mais mauvaise transmission du signal et aussi diminution de l'amplitude verticale.

Revenons à l'étage final à transistor. Celui-ci est du type SFT 190. Il est monté en émetteur commun.

L'émetteur est polarisé par la résistance de 2 Ω en série avec la résistance variable de 10 Ω . Ce circuit de polarisation ne comporte pas de condensateur de découplage car on a prévu un dispositif de contre-réaction réalisé en montant entre l'émetteur de Q_3 et la base de Q_2 , les résistances de 100 Ω variable et 10 Ω fixe en série. La boucle de contre réaction aboutit

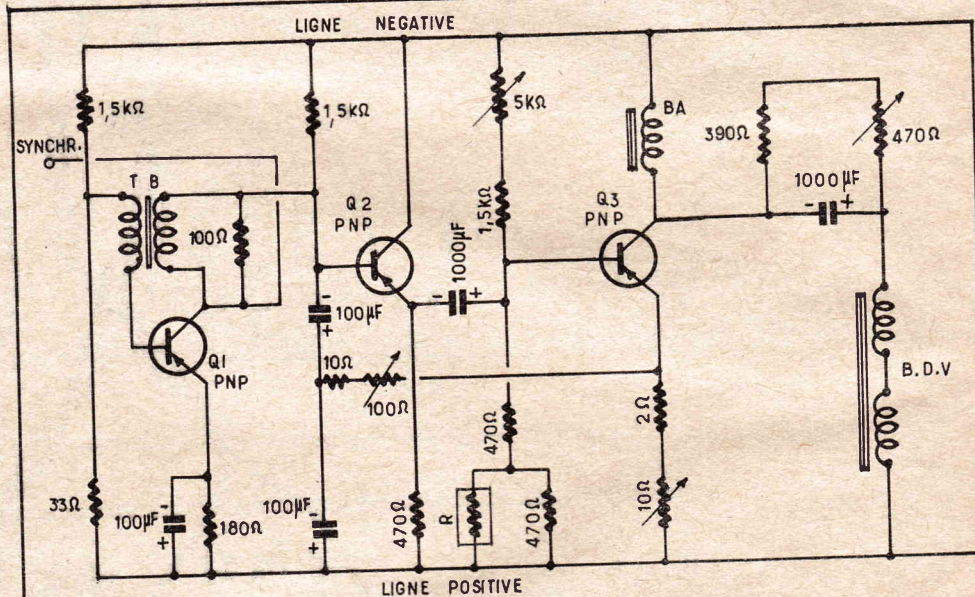


FIG. 5

Le driver, avec transistor Q_2 n'amplifie pas en tension, le signal de sortie sur l'émetteur ayant une tension plus faible que celle appliquée à l'entrée, sur la base.

On transmet le signal de sortie de Q_2 , à la base du transistor final Q_3 par un condensateur de 1000 μF électrochimique, cette valeur élevée se justifiant par la faible résistance présentée par l'entrée de Q_3 et par la fréquence très basse des signaux à transmettre.

Soit 300 Ω par exemple, la résistance globale entre la base de Q_3 et l'alimentation (vers le + et vers le -).

La constante de temps du circuit RC imposé de $C = 1000 \mu\text{F}$ et $R = 300 \Omega$ est $T = RC = 1000 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^2$ secondes ce qui donne $T = 0,3$ seconde.

La fréquence très basse du signal transmis avec une atténuation de tension de 30 % est donnée par la formule

$$f = \frac{1}{2\pi T} = \frac{1}{6,28 \cdot 0,3} \text{ hertz}$$

on trouve $f = 0,53 \text{ Hz}$. A partir de quelques hertz le signal est transmis sans atténuation appréciable.

point commun des deux condensateurs 100 μF montés entre base de Q_3 et la ligne positive.

On a reconnu que ces deux condensateurs sont équivalents à un seul de 2000 μF . Cette capacité est évidemment celle qui charge et décharge du blocking au signal de la ligne de laquelle on obtient le signal en dents de scie appliqué au driver Q_2 .

La base de Q_3 est polarisée par un diviseur de tension. La branche négative compose d'une résistance fixe de 1,5 k Ω et d'une résistance variable de 5 k Ω en deux en série. La branche positive prend d'abord une résistance fixe de 100 Ω et ensuite deux résistances en parallèle, l'une de 470 Ω et l'autre une thermistance C.I.C.E. type AT.

La linéarisation du signal de sortie sur la base de temps verticale se réalise principalement avec le réglage de la résistance variable de 100 Ω du circuit de contre-réaction et l'amplitude dépend de la constante de temps de la branche de polarisation de 10 Ω , variable, du circuit de contre-réaction. Le point de fonctionnement dépend du courant de base, déterminé par sa polarisation, réglable à l'aide de

sistance variable de 5 kΩ reliée à la ligne négative.

Il est clair, qu'en diminuant cette résistance la base devient plus négative, le courant de collecteur et celui d'émetteur augmentent.

La plupart des réglages sont interdépendants et il est bon de les effectuer plusieurs fois jusqu'à obtention des résultats attendus : bonne linéarité, amplitude correcte et fonctionnement dans des conditions normales du transistor.

Circuit de sortie

Considérons maintenant le circuit de sortie de Q₂.

Le collecteur est alimenté par l'intermédiaire de la bobine d'arrêt BA type CI 3 (Aréna).

Le courant en dents de scie, linéarisé et corrigé, est transmis par un condensateur de 1 000 μF électrochimique, à la bobine de déviation, verticale du bloc de déviation convenant au tube cathodique adopté.

Pour le tube mentionné précédemment

AW 21-11, il faut monter le bloc type 1035. On remarquera que ce tube est destiné de préférence aux téléviseurs portables. Son angle de déviation est de 90° et le col de 28,5 mm. Il est donc important de monter un bloc de déviation pour tube de 90° et convenant au diamètre indiqué du col.

Le cadrage vertical c'est-à-dire la mise en place au milieu de l'écran, de l'image, est réalisée par les résistances de 390 Ω en série avec 470 Ω variable en shunt sur le condensateur de liaison de 1 000 μF.

De cette manière on fait passer dans la bobine de déviation verticale, un courant continu qui crée un champ magnétique continu agissant sur la position en hauteur de l'image. Grâce à la résistance variable de 470 Ω on peut modifier l'intensité de ce courant continu et celle du champ correspondant.

L'alimentation de cette base de temps s'effectue sur le 12 V pouvant être obtenue par les procédés chimiques habituels : ac-

cumulateur rechargé périodiquement, alimentation sur alternatif avec un filtrage soigné.

La base de temps qui vient d'être décrite convient sans aucune modification à tous les tubes cathodiques actuels à vision directe à condition de prévoir le bloc de déviation adéquat.

Pour les tubes 90°, AW 21-11 et AW 36-11, le bloc de déviation est du type 1035.

Pour un tube 90° A 28-13 à col de 20 mm il faut adopter le bloc 2390.

Pour les tubes 110° on adoptera les blocs suivants :

110° 59 et 65 cm : 1009 ou 1010 ;

110° 49 cm : 1009 ;

110° 36 cm : 1009 ;

tous fabriqués par Aréna.

Voici les caractéristiques du bloc de déviation 1035 : résistance de la bobine d'image 40 Ω (demi-bobines en série), self-induction des bobines de ligne 34 μH.

CONSTANTES DE TEMPS

(Suite de la page 42)

charge qui l'amènera en C ; là, on trouvera bien 1,17 volts (point B), augmentés des 63 % de ce qui reste à acquérir, soit au total

$$C C' = 1,17 + \frac{(5 - 1,17) \times 63}{100} = 3,6 \text{ volts}$$

donc un peu plus qu'en A.

Si nous reprenons ces mêmes petits calculs pour la suite immédiate des signaux, nous verrions que, contrairement au cas précédent, les elongations atteintes varient d'une impulsion incidente à l'autre, d'abord de façon très nette, puis de moins en moins : le condensateur accumule en quelque sorte un certain nombre de charges sans les restituer ; les mêmes écarts se retrouveront aux bornes de la résistance où il ne saurait évidemment être question de « rétention » de charges !

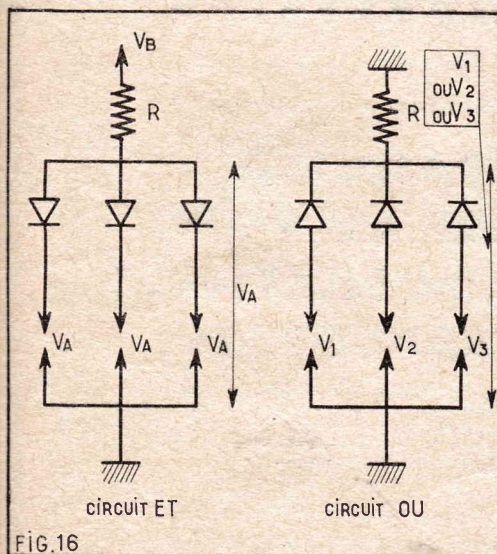


FIG. 16

Dans le troisième cas, enfin, où le signal appliqué ne dure que le quart de la constante de temps, c'est le graphique de la résistance (fig. 16) qui prend l'aspect le plus probant puisque, mises à part certaines incursions dans le domaine des valeurs négatives, il reproduit assez fidèlement la forme même des signaux appliqués, alors que la tension aux bornes du condensateur, tout en se maintenant à un niveau assez bas, ne s'en écarte pas trop.

A l'aide de ces exemples numériques et graphiquement exacts, à notre avis toujours plus probants, nous avons pu dégager le rôle capital joué par les constantes de temps, aussi bien pour la mise en forme des signaux (commande de relaxateurs) que pour leur obtention, même dans des oscillateurs dont nous comptons parler la prochaine fois, pour regagner entièrement le domaine des réactions positives.

CIRCUITS LOGIQUES

(Suite de la page 52)

gatif que cette polarisation prédéterminée et entraînera l'apparition d'une tension fixe aux bornes de R₂ et comme D₁ agit rigoureusement en sens opposé, le signal à prélever oscillera toujours au mieux entre deux extrémités bien déterminées, sans pour autant être obligé d'atteindre l'une ou l'autre.

Notre figure 16 montre enfin, ce que l'on peut considérer comme une conclusion à cet exposé : le passage d'un circuit ET à un circuit OU, sans pratiquement faire appel à de nouveaux organes.

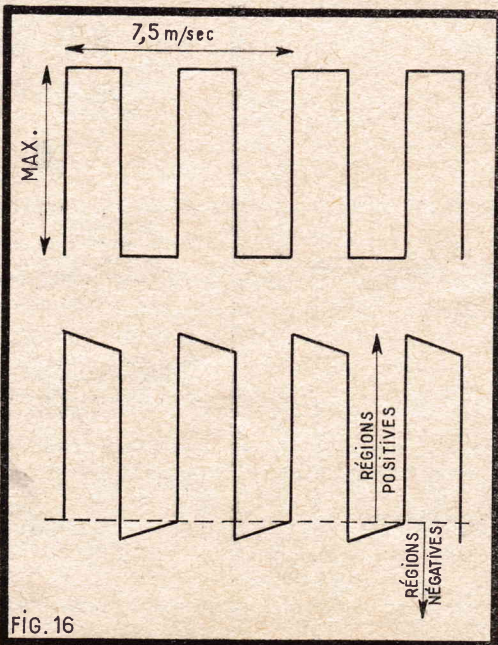


FIG. 16

C'est en étudiant que vous obtiendrez de l'avancement

Un grand nombre de spécialistes sera nécessaire dans un proche avenir pour faire face aux exigences de la technique et de l'industrie. Dans le domaine de l'électronique, les connaissances pratiques ne suffisent plus ; seule une formation théorique solide donne accès à des situations intéressantes.

Utilisez vos loisirs et profitez de nos cours par correspondance. Leur édition sans cesse renouvelée, permet de les adapter aux derniers pas de la technique. Il n'est pas nécessaire de posséder des connaissances professionnelles ou scolaires spéciales. Notre méthode d'instruction, facile à comprendre, vous conduit pas à pas, sûrement, sur le chemin que vous avez choisi. Vous obtenez ainsi la possibilité d'exercer un métier ou d'accéder à un poste qui vous semblait inaccessible.

Voici le programme de notre cours de

RADIO + TELEVISION

Base de l'électronique.
Electrotechnique générale.
Dessin de schémas.
Magnétisme et électromagnétisme.
Technique de la radio-électricité.
Télévision.
Radiotransmission des images et radar.
Acoustique électro-acoustique.
Tubes électroniques.
Technique du câblage.
Technique des mesures.
Mathématiques.

Autres cours enseignés :

MECANIQUE APPLIQUEE

BATIMENT

ELECTROTECHNIQUE

REGLE A CALCUL

Demandez aujourd'hui même, gratuitement et sans engagement de votre part, notre brochure « Le chemin du succès », en utilisant le bon ci-dessous et en l'envoyant à l'adresse suivante :

INSTITUT TECHNIQUE SUISSE ITEC

SAINT-LOUIS (Haut-Rhin)

BON N° R.P.

Nom et prénom :

Ville :

Département :

Rue et n°

Par une croix dans la case suivante, je vous signale que je voudrais bien recevoir en plus, à titre d'examen et contre remboursement de 15 F, le fascicule n° 1 du cours :

Mécanique appliquée Electrotechnique
 Bâtiment Radio + Télévision

Cela vous permettra d'examiner avec soin notre méthode d'enseignement et ne vous oblige pas du tout à suivre le cours.