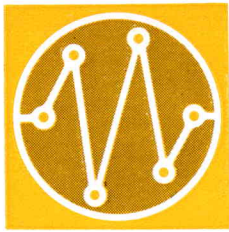


radio/plans



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

dans ce numéro :

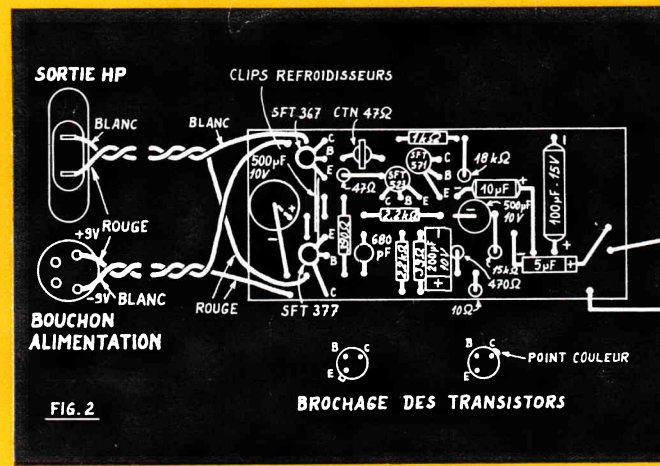
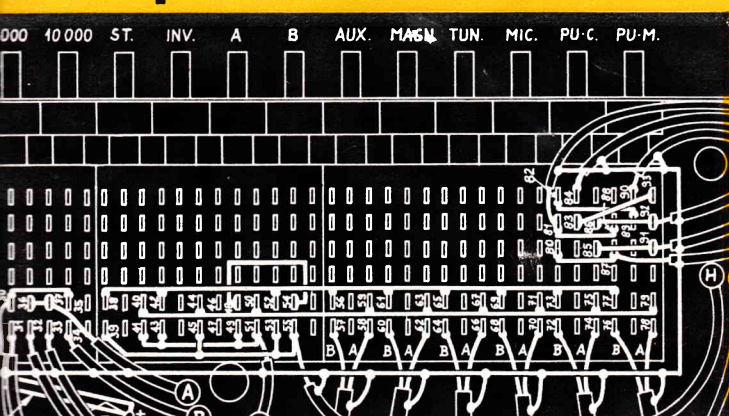
en plus de nombreux articles divers

CINQ AMPLIS



1° petit ampli 1 watt à transistors pour électrifier une guitare

2° ampli stéréo 2 x 10 watts



3° capteur téléphonique

4° ampli HF à cadre récepteur à transistors

5° ampli de guitare 20 watts

CADEAU A NOS ABONNÉS

Tout lecteur qui s'abonnera ou tout abonné qui se réabonnera (même par anticipation) POUR UN AN, bénéficiera d'une

**REMISE DE 30 % SUR L'ACHAT
D'UNE OU PLUSIEURS
SELECTIONS DE RADIO-PLANS**

(Voir liste ci-contre)

Dont les prix additionnés ne devront pas dépasser 55 F
La remise maximum étant de 16,50 F

REMBOURSANT INTÉGRALEMENT LE PRIX DE L'ABONNEMENT

Le dépassement éventuel devra être ajouté au total
calculé comme ci-dessous

**CETTE OFFRE EST VALABLE
JUSQU'AU 10 JANVIER 1967**

BULLETIN D'ABONNEMENT A RADIO-PLANS

NOM Prénom
N°
Département
Abonnement d'un an F 16,50
Numéros des Sélections commandées
Prix total F Remise 30 % Net à payer
Dépassement éventuel
Total

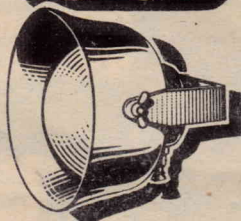
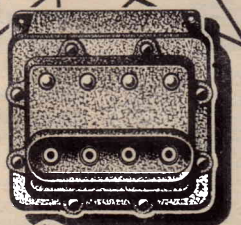
Ci-joint en un chèque (1) que je verse à votre C.C.P. Paris 259-10.

(1) Barrer la mention inutile.

En cas de paiement par versement au C.C.P., coller le bulletin sur la partie servée à la correspondance.

de l'équipement de bureau
aux installations industrielles...

**INTERPHONE
ANTIDÉFLAGRANT**

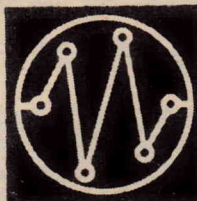


LE PÉTROLE fait confiance à...

intervox

12, Av. du Général de Gaulle - VINCENNES - (94) - Téléphone : 328 62-40

radio/plans



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

SOMMAIRE DU N° 231 — JANVIER 1967

PAGE

-
- 27 Bases de temps et réglages de la convergence dans les récepteurs T. V. couleurs
- 31 Une enseigne électronique
- 33 Multivibrateur pour équiper un clignotant électronique
- 34 Ampli de 20 watts pour guitare électrique
- 39 Dépannage des circuits automatiques des T.V. à transistors
- 42 Chambre d'échos et de réverbération à bande magnétique
- 47 Nouveautés et informations
- 48 Evolution du discriminateur
- 52 Graphique pour le calcul des résistances
- 53 Capteur téléphonique
- 56 Ampli stéréo Hi-Fi 2 x 10 watts
- 61 Ampli H. F. à cadre
- 63 Nouveautés Siemens
- 65 Revue de la Presse Etrangère
- 66 Ampli 1 watt à transistors
- 70 Nos problèmes de câblage

DIRECTION - ADMINISTRATION

43, Rue de Dunkerque

PARIS-X^e - Tél. : 878-09-92

C.C.P. PARIS 259.10

ABONNEMENTS

FRANCE : Un an 16,50 F - 6 mois : 8,50 F

ETRANGER : 1 an : 20 F

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



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

Le précédent n° a été tiré à 48.000 exemplaires

bases de temps et réglages de la convergence dans les récepteurs T. V. couleur

par M. LEONARD

Réglage de la convergence

Les circuits de convergence verticale et horizontale d'un récepteur de TVC, RCA type CTC 17, ont été décrits dans notre étude parue dans le numéro de décembre de Radio-Plans.

La mise au point pratique de la géométrie d'une image de TVC constituée par la juxtaposition de trois images de couleurs élémentaires apparaissant sur l'écran d'un tube cathodique tricanon à masque, ne dépend que de la nature du tube et de la conception des circuits de convergence et non du système (NTCS, PAL, SECAM) adopté.

Le tube RCA utilisé dans le récepteur CTC 17 et les modèles CTC 19, est le 25AP22, tube à écran rectangulaire à diagonale de 63 cm analogue à tous les tubes d'autres marques de même conception fabriqués en France (La Radiotechnique) en Allemagne (Telefunken) etc.

Les circuits de convergence sont eux aussi de schéma presque identique (aux valeurs des éléments près) de ceux adoptés dans les appareils réalisés en Europe pour les systèmes SECAM et autres.

Il en résulte que toutes les indications données ci-après sont valables pour les montages européens.

En pratique, la mise au point de la géométrie de l'image, déduite des fonctions de chaque partie de circuit, doit être effectuée dans un ordre déterminé.

Certaines opérations doivent être reprises car le réglage d'un circuit dérègle un peu un circuit réglé précédemment. De cette manière, en reprenant certains réglages, on travaille d'une façon analogue à celle de la méthode des approximations successives utilisée en calcul.

Après plusieurs séries d'opérations, on parvient ainsi au meilleur réglage possible.

La documentation du récepteur RCA CTC 17 donne des indications très détaillées sur la mise au point de la convergence. Nous donnons ci-après de très larges extraits de cette documentation, utilisables avec tous les appareils de TVC, comme expliqué plus haut.

Compensation de la distorsion « en coussin »

Cette distorsion, due à la planéité de l'écran, est compensée à l'aide d'un circuit qui mélange les signaux de balayage vertical avec ceux de balayage horizontal.

Le schéma de ce circuit est donné par la figure 1. Il reproduit certaines parties des sorties des bases de temps ligne et

trame. Les éléments principaux de ce montage sont : LFL = lampe finale lignes, T 102 = transformateur de sortie lignes, T 104 = transformateur de sortie trame, les bobines de déviation verticale et horizontale, le transducteur T 107 effectuant la modulation du signal de balayage vertical par le signal de balayage horizontal, R 178 et L 117 = éléments de compensation de la distorsion en coussin.

On peut voir que l'enroulement A de T 107 est parcouru par le courant de déviation lignes, B et C pour celui de trame.

Les bobines de déviation lignes sont montées en série tandis que celles de déviation trame (verticale) sont montées en parallèle mais par l'intermédiaire des enroulements B et C de T 107, les enroule-

ments de la bobine bifilaire L 117 réglable et la résistance réglable R 178.

Le courant de correction de la déformation en coussin, modifie les deux courants de déviation de manière à ce que ceux-ci produisent une déviation d'autant plus faible que le spot s'écarte des axes de l'écran vers les bords de l'image, ce qui compense la déformation en coussin caractérisée par des courants de déviation de valeur trop grande lorsque le spot s'éloigne des deux axes perpendiculaires de l'écran.

Dans les quatre coins de l'image, l'écart est le plus prononcé dû aux deux déviations. Le réglage de la contre-déformation, tendant à transformer le contour en coussin en un contour rectangulaire, linéarisant en même temps les deux déviations est possible en observant l'image et en agissant sur L 107 et R 178.

On fait apparaître sur l'écran une mire noir et blanc à lignes horizontales et verticales. Sur la figure 2 on a reproduit les lignes horizontales.

La résistance R 178 agit sur l'amplitude du courant de correction tandis que L 107 modifie sa phase.

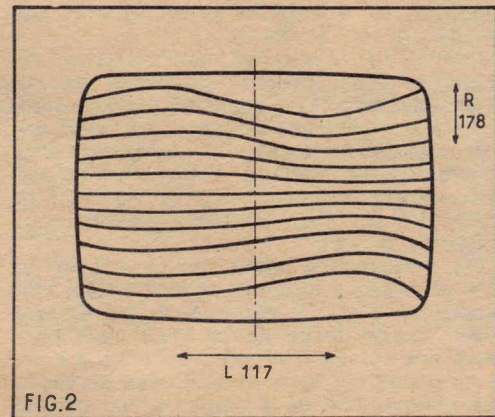


FIG.2

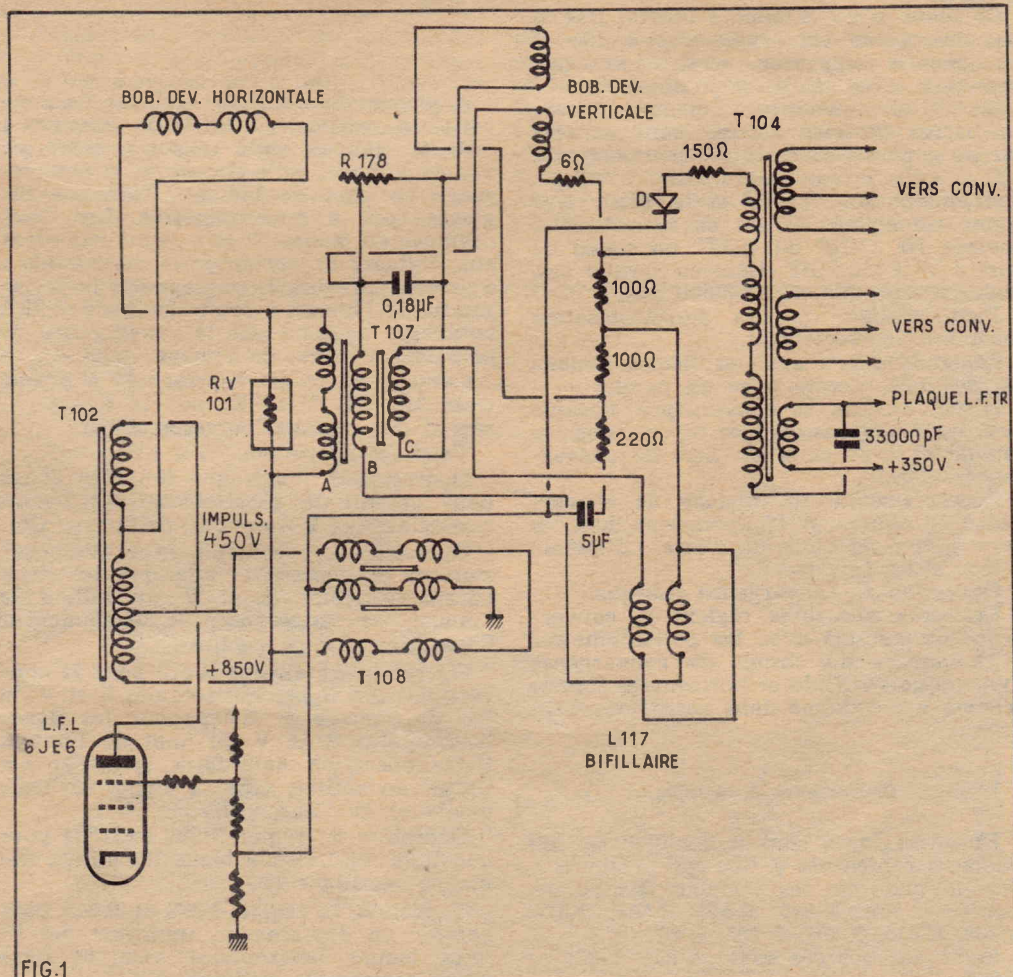


FIG.1

On commence par le réglage de L 107 qui atténue la courbure des lignes vers le centre de l'écran, puis sur R 178 qui agit sur les lignes du haut et du bas de l'écran. Après deux ou trois opérations alternatives on arrive à supprimer d'une manière satisfaisante la déformation en coussin.

Cette correction toutefois agit sur les 3 images primaires de couleur à la fois.

Il reste, par conséquent, à effectuer le réglage de convergence.

La méthode pratique recommandée pour les récepteurs RCA est indiquée ci-après et donne des indications utiles pour d'autres appareils.

Réglage général des convergences

Placer l'appareil avec l'écran vers le nord ou vers le sud. Si, par la suite, l'appareil est orienté d'une manière différente, l'opération de désaimantation remettra en état le réglage effectué.

Cette dernière opération ne doit être effectuée qu'après 5 minutes de fonctionnement de l'appareil.

Régler le téléviseur pour donner des images en noir et blanc.

Avant de régler les convergences de l'appareil ainsi préparé pour ces opérations, effectuer la vérification du fonctionnement des réglages de largeur et de hauteur, de concentration, de linéarité, etc., en résumé, les réglages habituels d'un téléviseur en noir et blanc, les parties HF, MF et VF étant évidemment parfaitement mises au point.

On remarquera que l'image dite « en noir et blanc » obtenue avec un tube trichrome à masque, à l'apparence d'une image de ce genre mais c'est toujours une image trichrome avec les 3 couleurs primaires R, V et B dosées de façon que chaque trio de 3 couleurs reconstitue le blanc.

Ce blanc n'est, d'ailleurs obtenu que si la convergence est réglée c'est-à-dire si les 3 images rouge, verte et blanc se « superposent » (en réalité se juxtaposent).

On utilisera encore une image composée de barres croisées comme celle fournie par les générateurs de mires commerciaux.

Il y a deux manières d'obtenir l'image, directement sur la VF si le générateur donne un signal VF ou en branchant à l'entrée HF (VHF ou UHF) un signal de mire à VHF ou UHF. Dans ce dernier cas, régler le bloc HF sur le canal prévu.

Bien vérifier que la synchronisation fonctionne correctement.

Régler la pureté avec les disques aimantés destinés à cette mise au point.

Régler ensuite la convergence statique avec les 3 aimants du bloc de convergence radiale et avec celui du bloc de convergence latérale.

Passer ensuite au réglage de convergence en effectuant 13 opérations dont les deux premières viennent d'être indiquées :

Opération 1 : pureté,

Opération 2 : convergence statique.

Les onze suivantes règlent la convergence dynamique avec les potentiomètres et bobinages du circuit de convergence dynamique verticale et horizontale dont le schéma a été donné dans notre précédent article.

Convergence dynamique

Douze réglages sont accessibles sur un panneau représenté 3 fois sur la figure 3. Sur ce panneau, les réglages des potentiomètres sont R 812, R 813, R 814, R 811, R 808, R 815, R 801, R 805, R 804.

Ceux des bobines sont : L 804, L 802 et L 801.

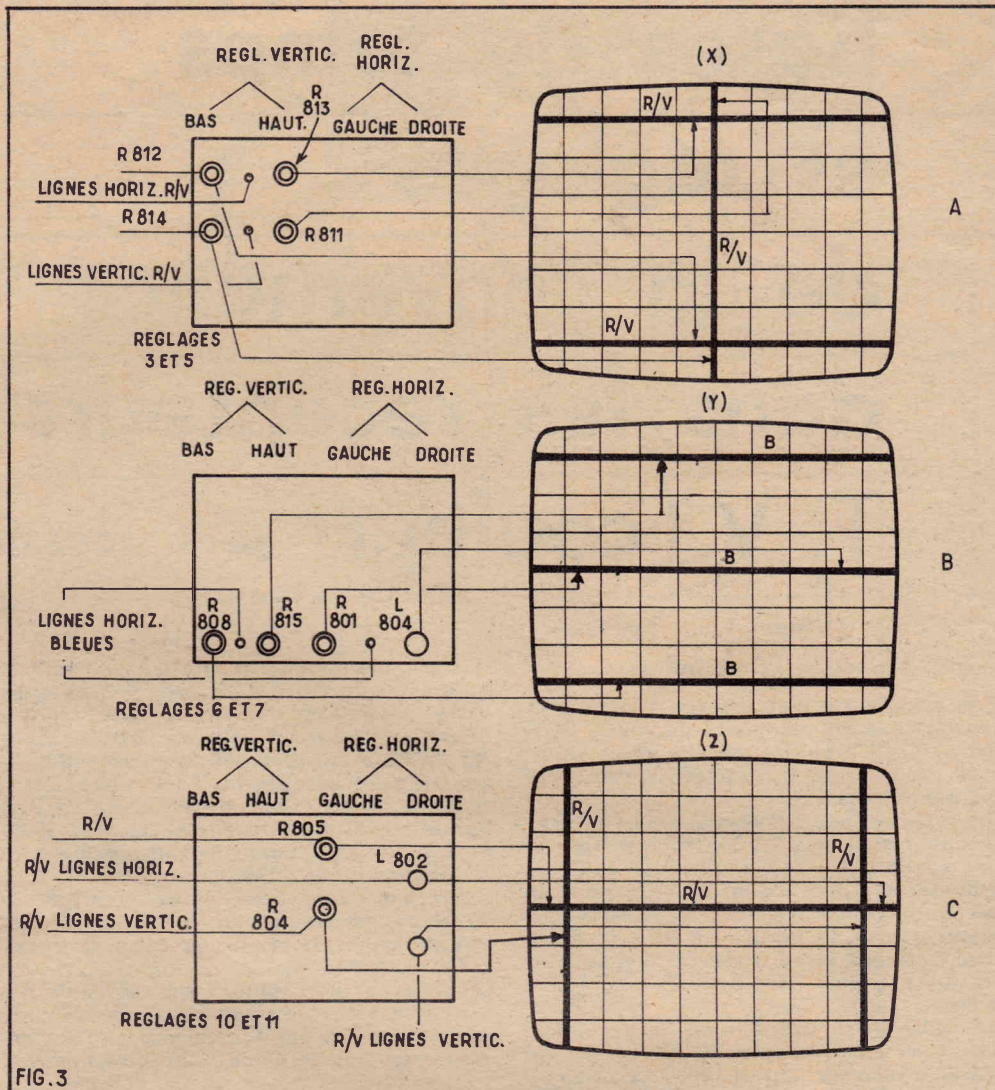


FIG. 3

À gauche figurent les réglages de convergence verticale sur deux colonnes : celle de gauche règle la convergence en bas de l'image, celle de droite la convergence en haut de l'image. Tous ces réglages sont à potentiomètres. Les deux colonnes de droite, 3^e et 4, sont réservées aux réglages de convergence horizontale : à gauche (colonne 3), réglage sur la partie gauche de l'image, à droite (colonne 4), les bobinages agissant sur la convergence de la partie à droite de l'image.

Cette dernière est représentée à droite, trois fois (X, Y et Z) sur la figure, en regard des réglages correspondants.

Voici les opérations : 3 à 13 :

Opération 3 : agir sur R 811 et R 814 pour obtenir le parallélisme des barres verticales R et V du milieu de l'image (X).

Opération 4 : réajuster la convergence statique si nécessaire, afin que les deux barres verticales R et V du milieu de l'image se superposent. Recommencer l'opération 3 si nécessaire (X).

Opération 5 : ajuster R 812 pour la convergence des lignes horizontales R et V du bas de l'image et R 813 pour les lignes horizontales R et V du haut de l'image. Cette opération doit faire coïncider ces lignes au milieu (sur la ligne verticale médiane) de l'image (X).

Opération 6 : régler R 801 et L 804 pour que ligne horizontale bleue du milieu devienne rectiligne (Y).

Opération 7 : régler R 808 et R 815 pour obtenir un déplacement uniforme des lignes bleues horizontales vers la ligne bleue horizontale médiane (Y).

Opération 8 : réaliser la convergence des lignes bleues horizontales avec les lignes R et V horizontales en agissant sur l'aimant de convergence statique « bleu » du bloc de convergence radiale. Agir aussi sur les aimants « rouge » et « vert » du même bloc si nécessaire.

Opération 9 : refaire éventuellement les opérations 6 et 8.

Opération 10 : agir alternativement sur L 801 et R 804 pour obtenir la convergence à droite et à gauche des lignes verticales R et V (Z).

Opération 11 : agir alternativement sur L 802 et R 815 pour la convergence au milieu des lignes horizontales R et V (Z).

Opération 12 : recommencer le réglage de convergence statique par le centre de l'écran et répéter les opérations 10 et 11 si nécessaire.

Opération 13 : effectuer des retouches aux réglages, des opérations précédentes d'après les imperfections subsistant encore, en agissant sur les réglages convergents dont l'effet est indiqué plus haut et illustré par les reproductions X, Y et Z de la mire à barres croisées.

Si des corrections importantes se montrent nécessaires pour l'image bleue, déplacer la fixation du bloc de déviation pour rechercher une meilleure position de ce bloc permettant d'obtenir la convergence à l'aide des opérations précédentes.

Lorsque tous ces réglages seront terminés, l'image de la mire doit apparaître en noir et blanc par une bonne juxtaposition des 3 images R, V et B. On vérifiera ce résultat par un examen de l'image au microscope simplifié.

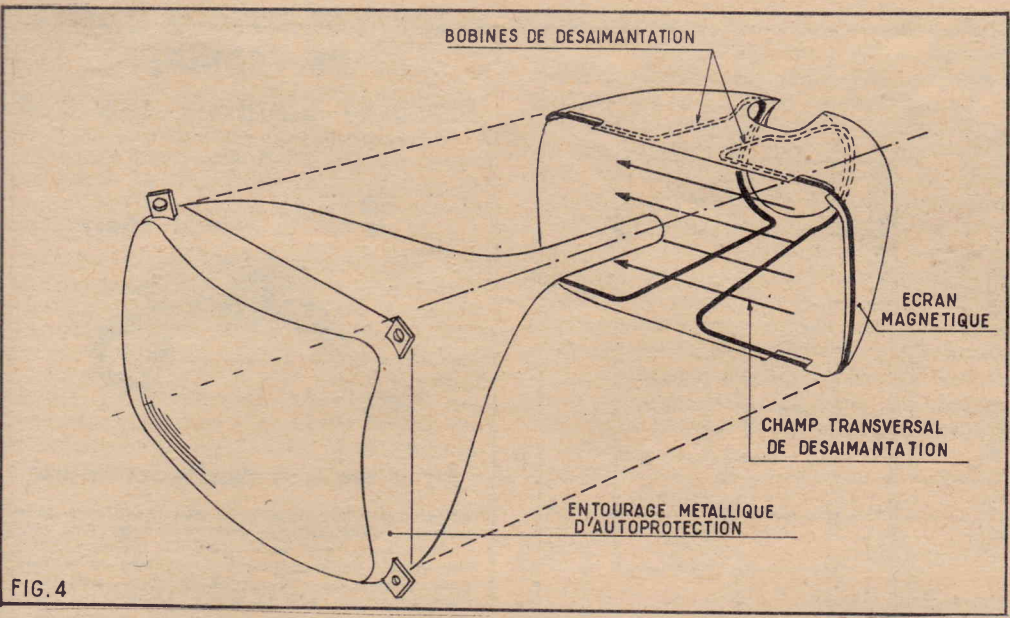


FIG. 4

Dispositif de désaimantation automatique

Un nouveau dispositif de désaimantation (en terme d'atelier « dégaussage ») a été mis au point par La Radiotechnique - Coprim pour son tube tricanon trichrome à masque, à écran rectangulaire.

Ce tube est muni d'un écran magnétique disposé sur le ballon comme le montre la figure 4. Cet écran type Miniwatt 8A63 S se compose d'une coquille métallique réalisée en tôle d'acier de 0,5 mm d'épaisseur. Cette coquille recouvre le ballon du tube à partir de l'entourage métallique d'auto-protection.

L'optimum de longueur de recouvrement, de 165 mm, mesurée sur l'axe, a été déterminé expérimentalement.

Le contour intérieur de cet écran doit suivre celui du cône (ballon) du tube à 9 mm environ.

L'espace restant permet le logement des bobines du circuit de désaimantation automatique.

Il est nécessaire d'effectuer la désaimantation, d'abord lorsqu'on procède à la première mise en fonctionnement du téléviseur, lors de sa mise au point et après l'avoir installé chez l'utilisateur. Cette opération doit être également effectuée chaque fois qu'une aimantation accidentelle se produit comme par exemple l'approche d'un aimant sur la face avant du tube, provoquant une aimantation rémanente ou, encore, lorsqu'on modifie l'orientation du téléviseur par rapport à la composante horizontale du champ magnétique terrestre.

Pour éviter à l'utilisateur de faire appel à un spécialiste, effectuant la désaimantation par le procédé classique à bobine, on a incorporé le dispositif dans l'appareil. Celui de La Radiotechnique-Coprim est décrit ci-après.

Montage

Il s'agit de monter deux bobines identiques sur les deux faces opposées de l'écran magnétique 8A63 S représenté à la figure 4. Une partie des enroulements des bobines est montée à l'extérieur de l'écran et l'autre à l'intérieur de celui-ci.

Une découpe spéciale de l'écran doit être prévue pour le passage des bobinages. On monte les deux bobines en série et en addition de flux, de manière à ce que le champ magnétique créé avec les deux bobines soit transversal.

Le cycle de désaimantation, réalignera, par conséquent les éléments magnétiques

du tube cathodique suivant la composante horizontale du champ magnétique terrestre.

Pour l'opération de désaimantation, il s'agit de faire passer automatiquement un courant alternatif très important dans les bobines et le faire décroître progressivement vers zéro, le courant final étant alors extrêmement faible.

La durée de la désaimantation doit être très faible, de l'ordre d'une fraction de seconde. La fréquence étant de 50 Hz, la durée étant alors celle de 20 cycles environ.

Pour obtenir la plus grande efficacité de ce montage, il est nécessaire que la force magnétomotrice à travers chaque bobine soit au début de 500 ampères-tours pour décroître jusqu'à 0,15 ampère-tour.

La source utilisée par ce dispositif est une tension alternative de 200 V à 50 Hz alimentant un circuit série composé d'une résistance à coefficient positif de température (CTP) d'un élément non linéaire (VDR) des deux bobines de désaimantation. Sur l'élément non linéaire VDR et les bobines, on monte en parallèle une résistance normale.

La figure 5 donne le schéma du circuit électrique du dispositif.

Pour les bobines on utilisera du fil émaillé de 0,6 mm de diamètre en enroulant 150 spires (par bobine) sur un mandrin de 38 cm de diamètre.

Chaque bobine est alors formée comme on le voit sur la figure 4 A. La résistance en continu de chaque bobine est de 10 Ω.

La CTP est du type E 220ZZ/06. Elle est prévue pour une tension de 180 V maximum, sa résistance à froid est de 36 à 50 Ω et à chaud, supérieure à 18 kΩ, ce qui justifie la désignation CTP : la résistance augmente avec la température. La VDR est du type E 299 DH/P 230, avec un courant I = 10 mA, une tension E = 33 V et une puissance P = 3 W.

La résistance normale montée en parallèle sur la VDR est de 470 Ω 1 W.

Fonctionnement

Au moment où la tension alternative de 200 V est appliquée au circuit, un courant intense circule dans les bobines car la résistance des éléments CTP et VDR est très faible. Le courant traversant la résistance de 470 Ω est environ 0,1 fois le courant total fourni.

La température s'élevant en raison du passage du courant, la résistance de la CTP augmente et, de ce fait, le courant

qui la traverse diminue progressivement. A la fin, la chute de tension aux bornes de la résistance de 470 Ω n'est que de 11 V.

A une tension de cette valeur, la résistance de la VDR devient très grande et le courant qui traverse la VDR et les bobines devient négligeable.

Lorsque l'appareil TV est mis sous tension, la force magnétomotrice est de 500 A-tours et à la fin du cycle de désaimantation elle n'est que de 0,03 A-tour.

Cette dernière valeur étant inférieure à celle indiquée plus haut : 0,15 A-tour, convient, par conséquent parfaitement.

Pendant toute la durée du fonctionnement du récepteur, la CTP reste chaude. Il est donc nécessaire d'arrêter le fonctionnement du téléviseur pendant plus de 3 minutes pour qu'un nouveau cycle de désaimantation puisse s'effectuer.

Comme on vient de le voir, le dispositif étant branché en permanence, chaque fois que le téléviseur est mis en service, un cycle de désaimantation se produit.

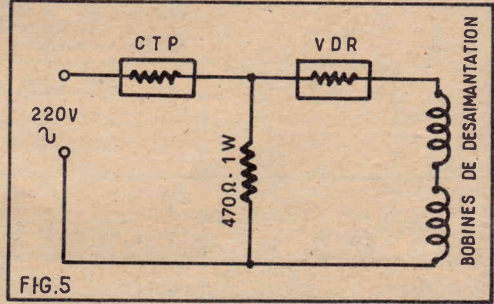


FIG. 5

Désaimantation automatique RCA

Dans le téléviseur RCA, déjà analysé précédemment, il existe un dispositif automatique de désaimantation analogue à celui analysé plus haut.

Il utilise aussi une bobine de désaimantation et deux résistances spéciales, une varistance et une thermistance. Le courant alternatif à haute tension est fourni par l'enroulement secondaire de HT de l'alimentation.

Nous donnons à la figure 6 le schéma complet de cette alimentation qui contient d'autres circuits intéressants.

Le circuit primaire du transformateur d'alimentation T 105, possède une prise correspondant à la tension normale de 110 V. L'extrémité libre convient pour une tension de secteur plus élevée. Un circuit anti-parasite comprend deux résistances de 2,2 MΩ shuntées par les condensateurs de 100 pF avec leur point commun à la masse.

La prise de courant est shuntée par un condensateur de 47 000 pF.

Il y a trois secondaires, S₁ pour la HT, S₂ pour le filament du tube cathodique et S₃ pour les filaments des lampes de téléviseur.

Comme les cathodes des 3 canons du tube cathodique sont fortement positives par rapport à la masse, l'enroulement S₂ est porté à une tension positive élevée de l'ordre de 200 V à l'aide d'un diviseur de tension composé d'une résistance de 150 kΩ reliée à la masse et une résistance de 180 kΩ reliée au point + 420 V.

Le secondaire S₃ alimente également la lampe témoin de l'appareil.

La liaison entre le secondaire S₁ de haute tension avec les divers circuits associés se fait par un fusible.

Le redressement est réalisé avec un système de 4 diodes montées en pont. Deux sommets d'une diagonale de ce pont reçoivent de S₁ la HT alternative, les deux autres correspondent à la HT redressée dont une extrémité est à la masse.

une enseigne électronique

par P. GLOWACKI

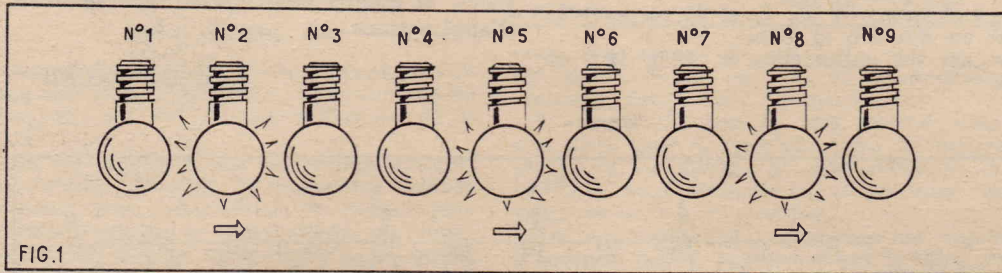


FIG.1

Principe de fonctionnement

Il s'agit de produire une animation par l'allumage et l'extinction d'un certain nombre d'ampoules.

Pour pouvoir alimenter ce dispositif il faut un générateur d'impulsions dont la nature sera déterminée par l'étude suivante.

Soit à produire l'animation représentée par la figure 1. Décomposons le phénomène en plusieurs intervalles de temps, on a schématiquement :

Intervalle (t_0, t_1) → n° 2, n° 5, n° 8 allumées (= G_1) (voir fig. 1).

Intervalle (t_1, t_2) → n° 3, n° 6, n° 9 allumées (= G_2).

Intervalle (t_2, t_3) → n° 4, n° 7, n° 1 allumées (= G_3).

Intervalle (t_3, t_4) → n° 5, n° 8, n° 2 allumées (= G_1).

On remarquera :

1° Que l'intervalle (t_3, t_4) est équivalent

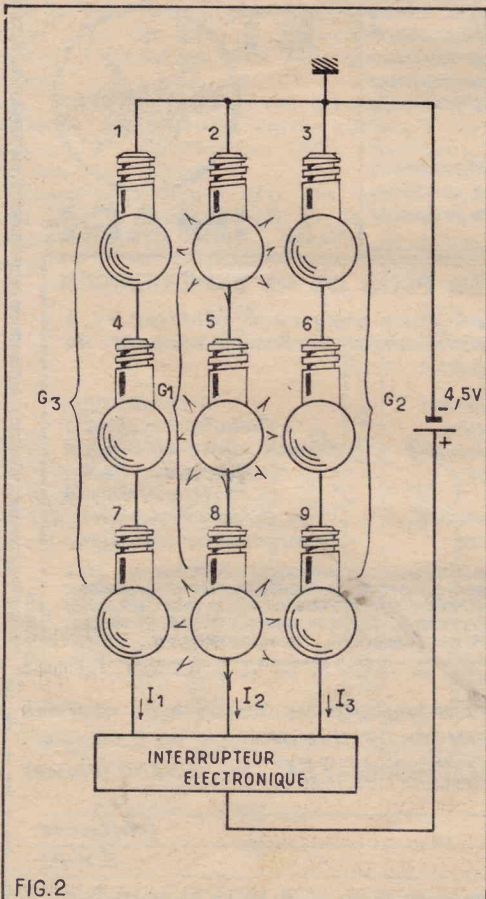


FIG.2

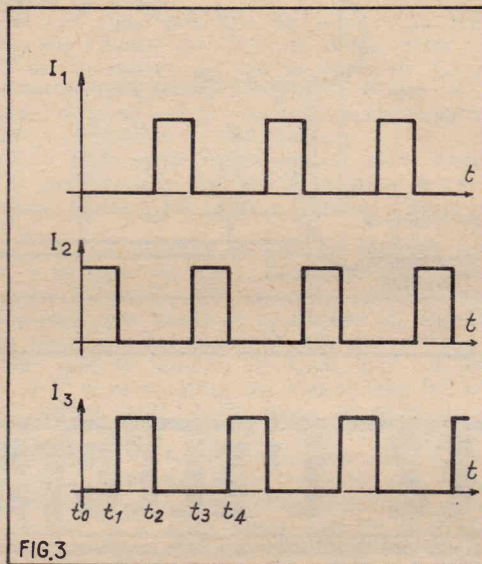


FIG.3

à l'intervalle (t_3, t_4) autrement dit le cycle est bouclé.

2° Que l'on ne changera en rien le fonctionnement en couplant chaque groupe d'ampoules G_1, G_2 et G_3 séparément.

Précisons que les ampoules sont des 1,5 V 0,1 A.

Les considérations nous amènent au schéma bloc (fig. 2) où l'interrupteur électronique fournira un signal représenté par la figure n° 3.

Montage à impulsions fonctionnant en interrupteur électronique.

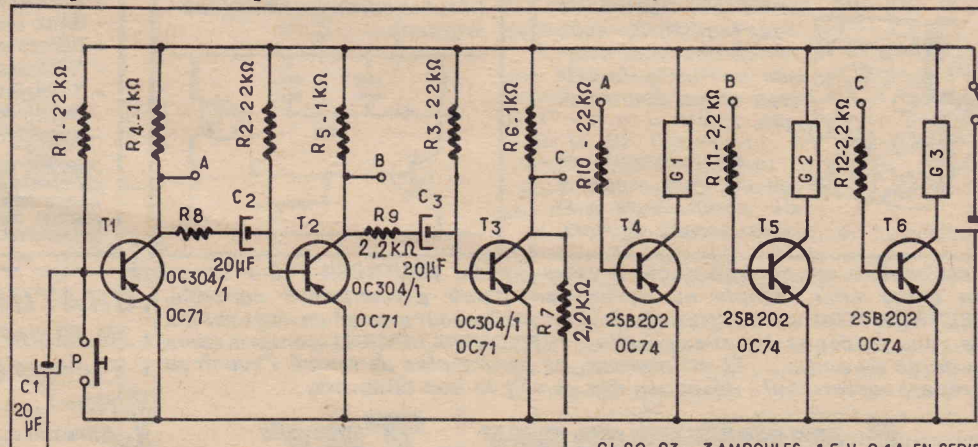


FIG.4

Son schéma est représenté par la fig. 4. C'est une sorte de multivibrateur (T_1, T_2, T_3) qui fournit les trois signaux, amplifiés en puissance par T_4, T_5 et T_6 , respectivement aux trois groupes d'ampoules G_1, G_2 et G_3 .

Le principe de fonctionnement

Son principe de fonctionnement, voir celui du multivibrateur, est le suivant.

Lorsqu'on met l'appareil sous tension les 3 transistors (T_1, T_2 et T_3) se mettent à conduire sans toutefois osciller. Pour pouvoir mettre en route les oscillations il suffit d'appuyer sur le bouton poussoir.

En effet, durant la première phase (le bouton est enfoncé), T_1 est bloqué ce qui permet à T_2 de se charger (fig. 5) et durant la seconde phase (T_1 lâché), T_1 devient à nouveau conducteur entraînant le blocage de T_2 (fig. 6). De façon analogue lorsque T_2 est bloqué C_2 se charge et lorsque T_2 devient à nouveau conducteur (C_2 déchargé dans R_2) T_2 se bloque ; et ainsi de suite, on a de ce fait déclenché les oscillations.

On constate, d'après l'explication sommaire du principe de fonctionnement, que le signal fourni par chaque transistor correspond à celui de la figure 3 chaque fois que le bouton est enfoncé.

Pour remédier à cet inconvénient, il suffit d'ajouter après chaque transistor un étage inverseur qui joue un triple rôle :

- 1° Inverser le sens du signal,
- 2° Séparer l'oscillateur des ampoules,
- 3° Amplifier en puissance.

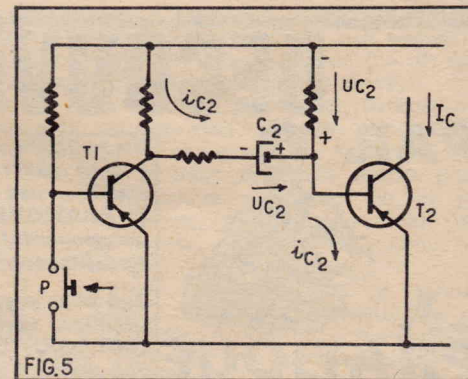


FIG.5

$R_1, R_2, R_3 = 22 \text{ k}\Omega$; $R_4, R_5, R_6 = 1 \text{ k}\Omega$; $R_7, R_8, R_9 = 2,2 \text{ k}\Omega$; $R_{10}, R_{11}, R_{12} = 2,2 \text{ k}\Omega$; $C_1, C_2, C_3 = 20 \mu\text{F}$; $T_1, T_2, T_3 = \text{OC304/1}$ (OC71) ; $T_4, T_5, T_6 = 2\text{SB202}$ (OC74) ; $G_1, G_2, G_3 = 3$ ampoules 1,5 V - 0,1 A en série.

$G_1, G_2, G_3 = 3$ AMPOULES 1,5 V-0,1A EN SÉRIE

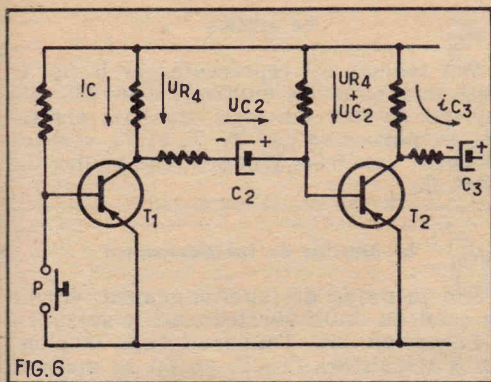


FIG. 6

C_1 entre 2 a et 12 b,
 C_2 entre 4 a et 13 b,
 C_3 entre 6 a et 15 b.
 — Après avoir fait les connexions restantes indiquées sur la figure 7 et après les avoir toutes soudées, on place les transistors comme suit :
 a) 3 × OC304/1 (OC71).
 — tous les émetteurs en 1 b.
 — Les bases de T_1 , T_2 et T_3 respectivement en 2 b, 4 b et 6 b...
 — ...et les collecteurs en 3 b, 5 b et 7 b.
 b) 3 × OC74.
 — Tous les émetteurs en 21.
 — Les bases de T_4 , T_5 et T_6 respectivement en 8 b, 9 b et 10 b...
 — ...et les collecteurs en 18 b, 19 b et 20 b.

On vérifie une dernière fois le câblage avant d'essayer le montage. Lorsque le montage est sous tension, les ampoules doivent être toutes éteintes ; en appuyant sur le bouton poussoir P, elles se mettent à clignoter si tout va bien.

Conclusion

Nous espérons que cette réalisation ne sera qu'un prélude aux vôtres, chers lecteurs, et qu'elle trouvera un bon nombre d'applications.

J.-P. GLOWACKI.

Le câblage s'effectue sur une plaquette de bakélite comme l'indique la figure 7 et de la manière suivante :

— Les résistances se souderont entre les cosses indiquées ci-dessous.

- R_1 entre 2 a et 11 b,
- R_2 entre 4 a et 14 b,
- R_3 entre 6 a et 16 b,
- R_4 entre 3 a et 11 b,
- R_5 entre 5 a et 14 b,
- R_6 entre 7 a et 16 b,
- R_7 entre 7 a et 17 b,
- R_8 entre 3 a et 13 b,
- R_9 entre 5 a et 15 b,
- R_{10} entre 3 a et 8 a,
- R_{11} entre 5 a et 9 a,
- R_{12} entre 7 a et 10 a.

— Le pôle positif des condensateurs électrolytiques s'oriente vers les cosses supérieures.

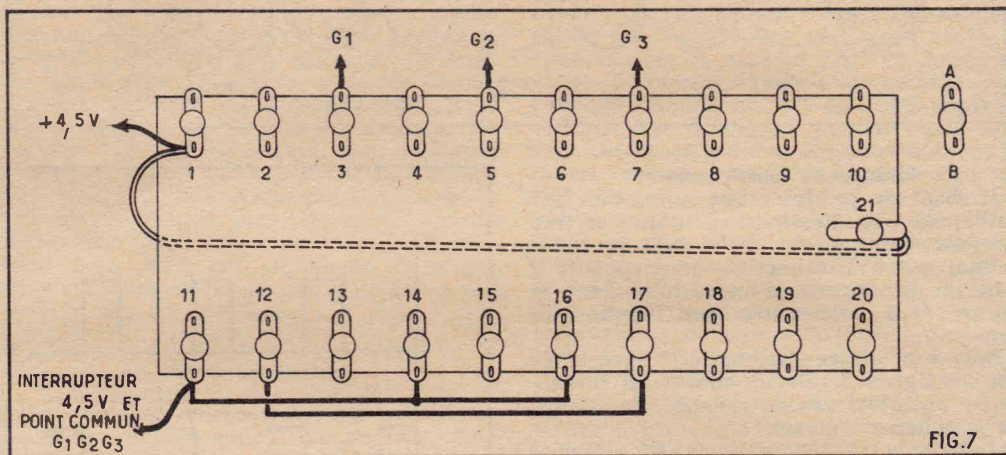


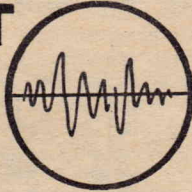
FIG. 7

DECouvrez L'ELECTRONIQUE!

PAR  LA PRATIQUE

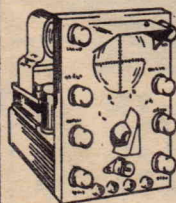
Un nouveau cours par correspondance - très moderne - accessible à tous - bien clair - SANS MATHS - pas de connaissance scientifique préalable - pas d'expérience antérieure. Ce cours est basé uniquement sur la PRATIQUE (montages, manipulations, utilisations de très nombreux composants) et L'IMAGE (visualisation des expériences sur l'écran de l'oscilloscope).

Que vous soyez actuellement électronicien, étudiant, monteur, dépanneur, aligneur, vérificateur, metteur au point, ou tout simplement curieux, LECTRONI-TEC vous permettra d'améliorer votre situation ou de préparer une carrière d'avenir aux débouchés considérables.

ET  L'IMAGE

1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

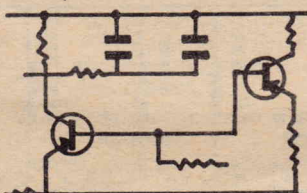
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



Ce sont toujours les derniers modèles de composants qui vous seront fournis.

2 - COMPRENEZ LES SCHÉMAS DE CIRCUIT

Vous apprendrez à comprendre les schémas de montage et de circuits employés couramment en Électronique.



3 - ET FAITES PLUS DE 40 EXPÉRIENCES

L'oscilloscope vous servira à vérifier et à comprendre visuellement le fonctionnement de plus de 40 circuits :

- Action du courant dans les circuits
- Effets magnétiques
- Redressement
- Transistors
- Semi-conducteurs
- Amplificateurs
- Oscillateur
- Calculateur simple
- Circuit photo-électrique
- Récepteur Radio
- Émetteur simple
- Circuit retardateur
- Commutateur transistor

Après ces nombreuses manipulations et expériences, vous saurez entretenir et dépanner tous les appareils électroniques : récepteurs radio et télévision, commandes à distances, machines programmées, ordinateurs, etc...

Pour mettre ces connaissances à votre portée, LECTRONI-TEC a conçu un cours clair, simple et dynamique d'une présentation agréable. LECTRONI-TEC vous assure l'aide d'un professeur chargé de vous suivre, de vous guider et de vous conseiller PERSONNELLEMENT pendant toute la durée du cours. Et maintenant, ne perdez plus de temps, l'avenir se prépare aujourd'hui : découpez dès ce soir le bon ci-contre.

LECTRONI-TEC

GRATUIT : sans engagement - brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 17 (à découper ou à recopier) à envoyer à **LECTRONI-TEC**, 35 - DINARD (France)

Nom :
 Adresse : (majuscules)
 S. V. P.)

multivibrateur pour équiper un clignotant électronique, une clôture électrique, etc...

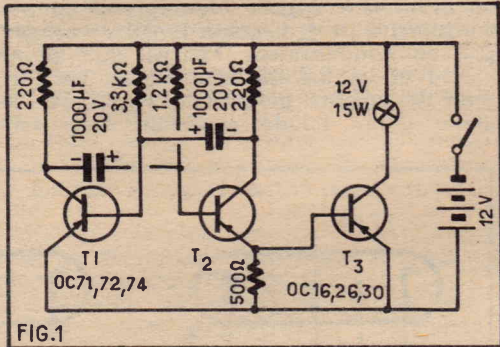


FIG. 1

Voici la description d'un multivibrateur susceptible de nombreuses applications. En particulier il est susceptible d'actionner la lampe d'un clignotant pour cyclomoteur ou pour voiture. Il peut aussi servir, comme nous le verrons, à créer les impulsions destinées à alimenter une clôture électrique.

Le schéma de base est donné à la figure 1. Il s'agit, vous pouvez le constater, d'un multivibrateur classique actionnant un étage de puissance lequel commande l'allumage et l'extinction périodique d'une ampoule de 12 V-15 W.

Le clignotant

Pour aboutir au schéma de la figure 2, qui représente le dispositif clignoteur pratique, il a été procédé à certaines modifications du schéma de base. Ces modifications sont les suivantes :

- Utilisation de résistances variables dans la base des transistors du multivibrateur de manière à pouvoir régler la fréquence d'extinction et d'allumage.

Ces résistances variables R_1 et R_2 ont une valeur comprise entre 10 000 ou 15 000 ohms. Il est recommandé de prévoir en série avec ces résistances variables une résistance fixe de protection de 1 000 ohms. On peut également à la place de C_1 et C_2 monter des boîtes de commutation pouvant mettre en service des condensateurs électrochimiques de 10, 25, 50, 100, 500 et 1 000 μF ; ce qui permet encore d'agir sur la fréquence de clignotement.

- Adjonction d'une ampoule de 3,5 V 0,2 à 0,3 A dans le circuit collecteur de chaque transistor du multivibrateur. Ces

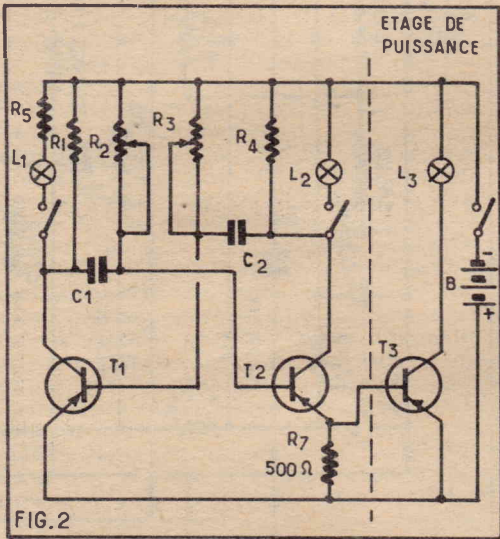


FIG. 2

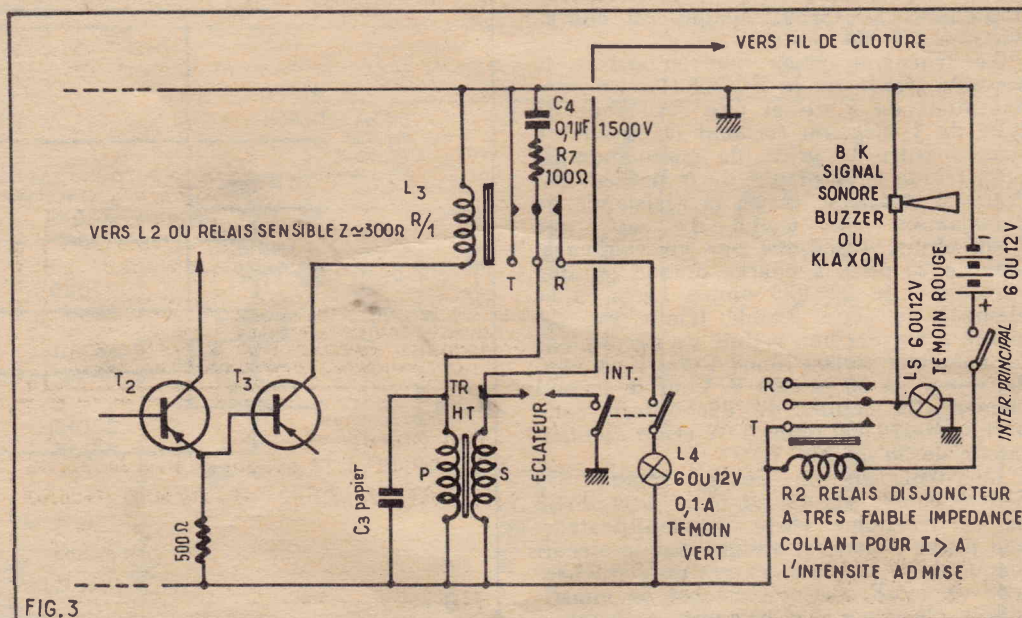


FIG. 3

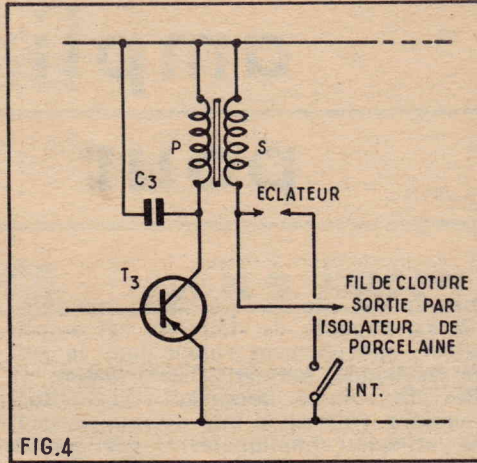


FIG. 4

ampoules sont utilisées comme témoins d'éclats de L_2 (L_3) et témoins d'extinction (L_1).

Clôture électrique

Très souvent les clôtures électriques mettent en œuvre un système électromécanique pour la production des impulsions. Un tel système comporte des pièces mécaniques qui, par conséquent, sont sujettes à des pannes. Avec le système électronique proposé l'usure mécanique est pratiquement supprimée car le système est purement statique hormis le relais. En choisissant un modèle robuste le fonctionnement de la clôture est très sûr.

Le schéma est donné à la figure 3. Le multivibrateur de commande est le même qu'à la figure 2 et la lampe L_2 est remplacée par un relais. L'auteur a utilisé pour cela un relais disjoncteur de voiture (6 ou 12 V suivant la tension d'alimentation). Si le relais est suffisamment sensible on peut supprimer l'étage de puissance et l'insérer à la place de L_2 . Pour le modèle de la figure 3 une bobine d'allumage de voiture convient très bien. Il est évident que le modèle dépend de la tension d'alimentation de l'ensemble.

Pour prévenir l'utilisateur d'une mise en contact accidentelle du fil de clôture entrainerait une décharge rapide de la batterie, on place en série avec cette bobine un relais qui colle dès que la valeur de l'intensité maximum admise est dépassée. Le contact travail de ce relais commande un système avertisseur quelconque : buzzer ou klaxon si la clôture est éloignée du lieu d'habitation de l'utilisateur.

La figure 4 donne une variante du multivibrateur de la figure 3 qui supprime le relais. Mais cela exige l'utilisation d'un transformateur spécial adapté à l'impédance de sortie du transistor de puissance. Notez que ce transistor doit être monté sur un radiateur thermique.

D. CHARLIER

MÉTHODE SIMPLIFIÉE DE DÉPANNAGE

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

Documentation détaillée contre timbre
ASCOR-DIFFUSION R. P.
17-LA RONDE

ampli de 20 watts pour guitare électrique

En raison de la puissance modulée il est capable de délivrer, cet amplificateur, spécialement conçu pour la guitare électrique, permet la sonorisation de volumes de volume important. Etant doté de quatre entrées à bas niveau, il peut être attaqué simultanément par quatre guitares. Chaque prise comporte son réglage de volume propre, ce qui permet de doser la puissance sonore pour chaque instrument et obtenir d'intéressants effets de mixage. Bien entendu, ces dispositifs de réglage ont été prévus de manière à ce qu'ils ne réagissent pas les uns sur les autres. Il serait en effet inadmissible de faire baisser le volume sonore d'une guitare fasse également baisser celui des trois autres.

Caractéristiques

Pour bien situer les performances et les qualités de cet amplificateur, nous donnons ci-dessous ses principales caractéristiques :

- Puissance de sortie : 2×10 watts.
- Bande passante : -6 dB à 40 Hz, $+4$ dB à 20 000 Hz. Ces chiffres correspondent à la position médiane des potentiomètres de tonalité).
- Correcteur graves : 60 Hz $+14$ dB -20 dB.
- Correcteurs aiguës : $\pm 10\ 000$ Hz ± 14 dB.
- Distorsion : inférieure à 2 % à 10 watts.
- Impédance de sortie : 3, 6, 9 et 15 ohms.
- Sensibilité entrée pour la puissance maximum à 10 000 Hz : PU = 160 mV, micro = 6 mV.

Le schéma (fig. 1)

Les quatre entrées « micro » débiteront chacune sur un potentiomètre de volume de 1 mégohm. Il s'agit bien entendu de potentiomètres à variation logarithmique destinés au réglage du niveau sonore de chaque guitare. Le curseur de chaque potentiomètre attaque la grille d'une EF86, qui équipe l'étage préamplificateur « Micro ». La liaison s'effectue par un condensateur de 2 nF. En outre, il est prévu entre ce condensateur et le curseur de chaque potentiomètre, une résistance de 220 000 ohms, destinée comme nous l'avons dit plus haut, à éviter que le réglage d'un des potentiomètres n'influence le volume sonore des trois autres micros. Le potentiel de la grille de commande de la EF86 est fixé par rapport à la masse par une résistance de fuite composée de deux 680 000 ohms en série. La EF86 est polarisée par une résistance de cathode de 700 ohms découplée par un 20 nF. Cette faible valeur provoque un relèvement des aigus par contre-réaction d'intensité corrective. Une résistance de 2,7 mégohms découplée par un 0,25 μ F procure la tension d'écran. Une 150 000 ohms constitue la charge plaque. Une 10 mégohms, placée entre la sortie du condensateur de liaison avec l'étage final et le point milieu de la résistance de fuite de grille, constitue un

Grâce à une prise à haut niveau, l'attaque peut également se faire par un PU ou un Tuner.

Cet amplificateur est réalisé sur un châssis métallique de $37 \times 22 \times 7,5$ cm, ce qui rend possible un câblage aéré et par conséquent facile à exécuter. Il est prévu que ce châssis soit recouvert d'un capot protégeant les organes extérieurs et en particulier les lampes. Pour faciliter le transport, le capot est muni d'une poignée.

Ainsi que nous le verrons bientôt, une des particularités les plus intéressantes de cet appareil réside dans le fait qu'il possède deux étages push-pull de sortie, ce qui permet facilement d'atteindre la puissance déjà signalée.

circuit de contre-réaction qui réduit le taux de distorsion de l'étage.

Le condensateur de liaison que nous venons de citer attaque le point chaud d'un potentiomètre de 1 mégohm. Il s'agit du volume contrôle général qui agit uniformément sur tous les signaux BF appliqués aux prises d'entrée. A ce propos, il faut signaler la prise d'entrée à haut niveau qui est reliée au point chaud du potentiomètre de volume général et qui est destinée au raccordement avec un pick-up piézoélectrique ou la sortie d'un tuner AM ou FM.

L'alimentation HT de la EF86 s'effectue à travers une cellule de découplage dont les éléments sont une 47 000 ohms 1 W et un 50 μ F-350 V.

Le second étage préamplificateur est équipé par une des sections triodes d'une ECC82 (1) dont la grille est reliée au curseur du potentiomètre de volume général par un 5 nF et une résistance de fuite de 470 000 ohms. La résistance de polarisation cathode de cet élément, une 2 200 ohms, n'est pas découplée de manière à provoquer une contre-réaction d'intensité. Le circuit plaque est chargé par une 220 000 ohms.

Le troisième étage met en œuvre la seconde triode de la ECC82 (1). Un condensateur de 5 nF et une résistance de fuite de 1 mégohm forment le circuit de liaison entre la grille de commande de cette triode et la plaque de la précédente. Pour ce troisième étage, la résistance de polarisation de cathode est une 2 700 ohms, découplée par un condensateur de 25 μ F. La charge plaque est une résistance de 220 000 ohms. Le premier élément de cette double triode est alimenté à travers une cellule de découplage formé d'une 22 000 ohms 1 W et un condensateur de 50 μ F-350 V. Pour le second élément, la cellule de découplage comprend une 10 000 ohms 1 W et un condensateur de 50 μ F-350 V.

Le dispositif de dosage séparé des Graves et des Aiguës est placé à la sortie de ce troisième étage préamplificateur. Son point chaud est attaqué par le circuit plaque de la triode à travers un condensateur de 5 nF. Ce système est de constitution classique. La branche « Grave »

comprend un potentiomètre de 1 mégohm à variation linéaire encadré par une 680 000 ohms côté point chaud et une 22 000 ohms côté masse. En outre, sa portion comprise entre le curseur et le sommet est shuntée par un condensateur de 1 nF et celle comprise entre le curseur et l'extrémité côté masse par un 10 nF. La branche « Aiguës » comprend un potentiomètre de 1 mégohm linéaire encadré par un condensateur 470 pF côté point chaud et un 3,3 nF côté masse. Le curseur de chaque potentiomètre attaque la grille d'une triode contenue dans une

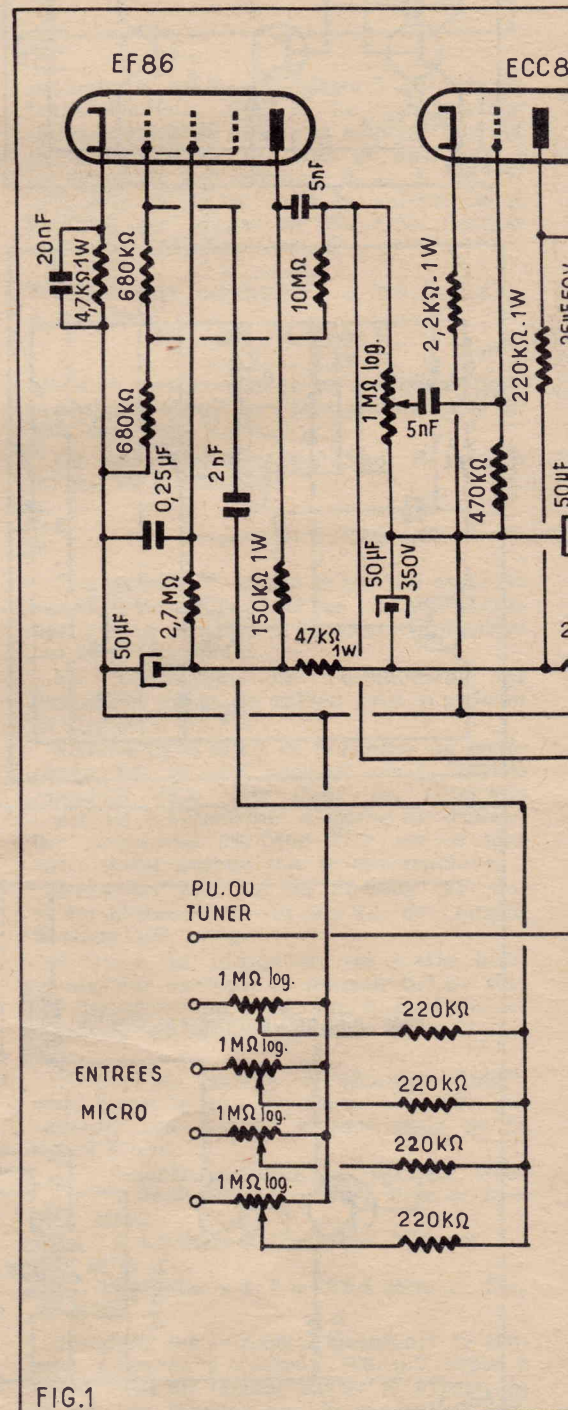


FIG.1

seconde ECC82 qui équipe un quatrième étage préamplificateur. Cet étage est nécessaire pour compenser l'atténuation apportée par le dispositif correcteur « Graves-Aiguës ». Notons qu'un interrupteur permet de court-circuiter à la masse la grille de la triode. Il sert à rendre silencieux l'amplificateur sans qu'il soit besoin de couper l'alimentation. On peut ainsi le remettre en fonctionnement instantanément, ce qui ne serait pas le cas avec l'interrupteur général, car il faudrait attendre que les cathodes soient chaudes, ce qui vous le savez demande un certain temps.

La triode du quatrième étage préamplificateur est polarisée par une résistance de cathode de 2 700 ohms découplée par un condensateur de 25 μ F. Une résistance de 220 ohms est insérée entre cet ensemble de polarisation et la masse. Elle forme, avec une 4 700 ohms, un circuit de contre-réaction linéaire venant de la prise 3 ohms des transfos de sortie.

Une résistance de fuite de 2,2 mégohms est prévue entre la grille de la triode et

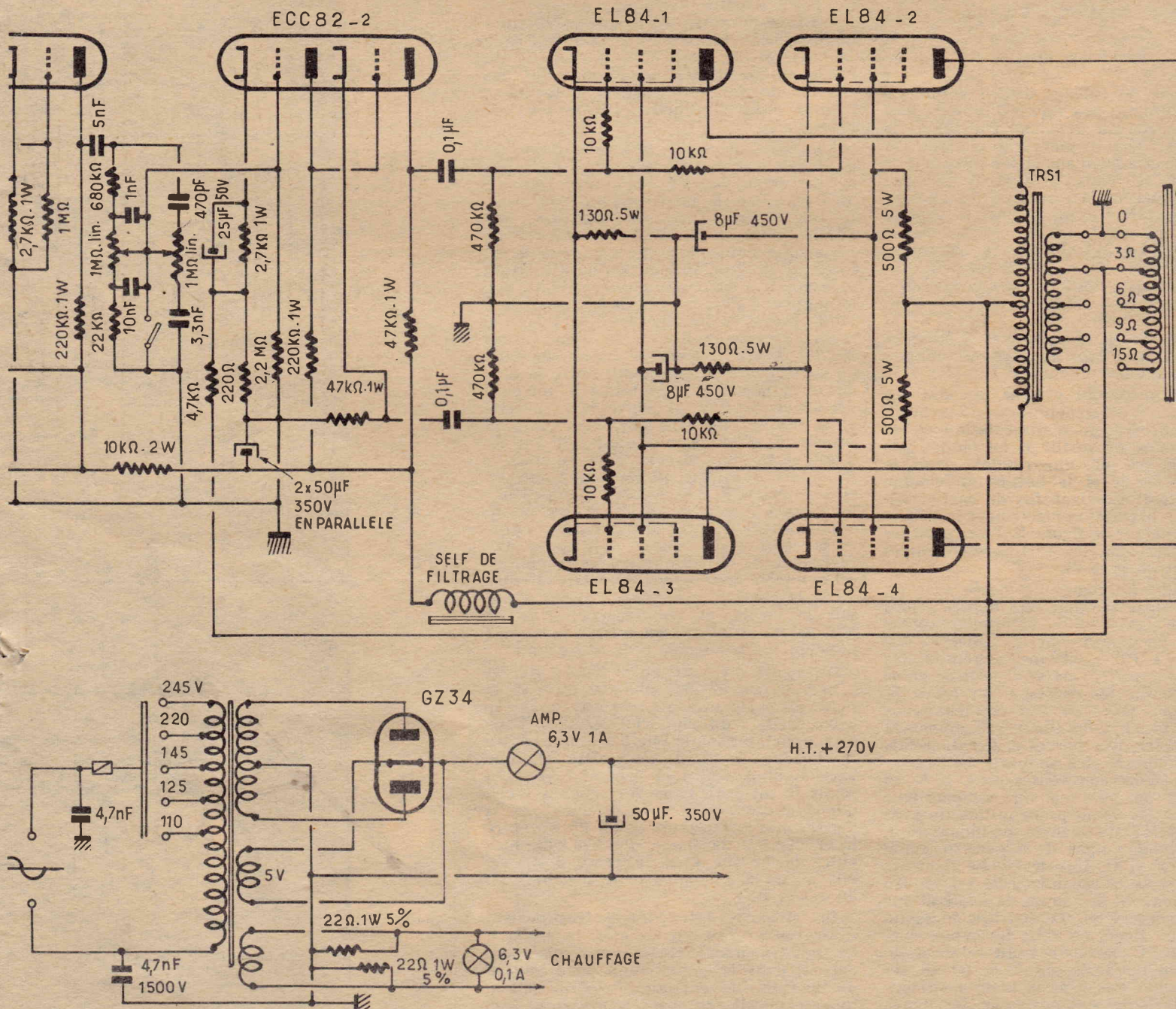
la masse. Une 220 000 ohms charge son circuit plaque.

Le second élément triode de la ECC82 (2) équipe l'étage déphaseur du type cathodyne. Ce dernier, comme il se doit, possède une résistance de charge de 47 000 ohms dans son circuit cathode et une de même valeur dans le circuit plaque sur ces résistances, on recueille les tensions BF déphasées de 180°, nécessaires à l'attaque des push-pulls. La tension élevée produite sur la cathode par la résistance de charge de 47 000 ohms permet l'attaque la grille de la déphaseuse directement par la plaque de la triode de l'étage précédent.

Comme nous l'avons déjà signalé au début, cet amplificateur comporte deux étages de sortie du type push-pull. Chacun de ces étages est équipé avec deux EL84 fonctionnant en classe AB. Les grilles de commande de ces pentodes de puissance sont attaquées en parallèle par l'étage déphaseur. Les systèmes de liaison avec la plaque et la cathode du déphaseur sont semblables et, formés chacun d'un

condensateur de 0,1 μ F et d'une résistance de fuite de 470 000 ohms. La sortie des circuits de liaison attaque les grilles de commande des triodes à travers des résistances de 10 000 ohms.

Chaque push-pull est polarisé par une résistance de cathode de 130 ohms commune aux deux lampes. Les EL84 de chaque étage final sont alimentés à partir du + HT n° 2 (270 V) à travers des résistances de 500 ohms 5 W découplées par des condensateurs de 8 μ F-450 V. Le circuit du premier push-pull est chargé par le primaire du transfo d'adaptation et celui du second push-pull, par le secondaire du transfo TRS2. L'alimentation de ces circuits plaque est prise avant le primaire des deux transfos. Les secondaires des deux transfos possèdent les prises nécessaires à l'adaptation d'impédance de 3, 6, 9, 15 ohms. Il est donc possible de brancher avec cet amplificateur, les combinaisons de HP les plus diverses. Inutile de dire que les HP doivent être choisis pour pouvoir « encaisser » une puissance



alée de 10 watts. Les prises 3 ohms des deux transfos sont réunis de manière à ce que le circuit de contre-réaction englobe les deux push-pulls. Les prise 0 sont reliées à la masse afin de fermer le circuit de CR. Les deux transformateurs précités sont de haute qualité et leur courbe de réponse correspond à la valeur de reproduction exigée d'un tel amplificateur.

L'alimentation met en œuvre un transformateur permettant l'adaptation à des tensions dont la tension s'étage de 110 à 250 V. La haute tension (300 V-150 mA) est redressée par une valve GZ34 et filtrée par une cellule composée d'une self à fer d'un condensateur d'entrée de 50 μ F en sortie de 100 μ F (deux 50 μ F en parallèle). Dans la ligne + HT, une ampoule de 6,3 V-1 A fait fonction de fusible et protège l'alimentation en cas de court-circuit de la haute tension. Le circuit de chauffage lampes qui alimente aussi le voyant lumineux, est équilibré par deux résistances de 22 ohms 1 W dont un point de jonction est relié à la masse.

Avant d'en terminer avec l'examen du schéma, nous ferons remarquer que toutes les résistances sont prévues avec une dissipation importante, ce qui contribue normalement à la robustesse et à la sûreté de fonctionnement de cet ampli.

Réalisation pratique

Les plans de câblage de cet amplificateur sont donnés aux figures 2 (vue du dessus) et 3 (vue du dessous). On débute le travail par l'équipement du châssis. On met en place tout d'abord les supports de lampes et les relais A, B, C, D qui sont protégés contre la face interne du châssis. Sur la face arrière, on dispose la « prise d'alimentation extérieure » et les douze douilles isolées, destinées au raccordement du HP.

Sur la face avant, on monte les cinq potentiomètres de volume, les deux potentiomètres de correction « Grave » et « Aiguë ». Les prises d'entrée « Micro » et « PU », le hublot du voyant lumineux et les deux interrupteurs « Tumbler ».

Sur le dessus du châssis, on fixe les condensateurs électrochimiques $2 \times 50 \mu$ F de 50 μ F, le transfo d'alimentation et les deux transfos de sortie. Il ne faudra pas oublier de prévoir une rondelle isolante entre le châssis et le boîtier de chaque condensateur. Les transfos de sortie doivent être orientés correctement ; c'est-à-dire comme sur la figure 3. Pour cela, on rappellera que les sorties secondaires sont celles en gros fil.

On établit les lignes de masse avec du fil nu de forte section. Une de ces lignes relie une extrémité de l'interrupteur « Mod », un côté des prises Entrée « Micro » et « PU » et une extrémité des cinq potentiomètres de volume. Une autre est soudée sur les cosses a des relais A, B, C et les pôles — des condensateurs de 50 μ F (1 et 2). Cette ligne est connectée à la première, aux cosses a, f, i du relais D à la cheminée des supports ECC82 (1) (2) et EF86, aux cosses c, d, g, k du relais D ; au pôle — du condensateur de 50 μ F (2) et au point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. Sur la première ligne de masse, on soude les relais F et G. Une troisième ligne de masse part de la seconde. Elle est soudée sur la cheminée des supports EL84 et sur une des rangées de six douilles de sortie HP. A cette ligne, on relie les cosses c et d du relais C, la cosse k du relais B, le pôle — du condensateur $2 \times 50 \mu$ F (1) et les broches 4 et 5 de la prise « alimentation extérieure ». L'ensemble des lignes de masse doit être soudé au châssis en un

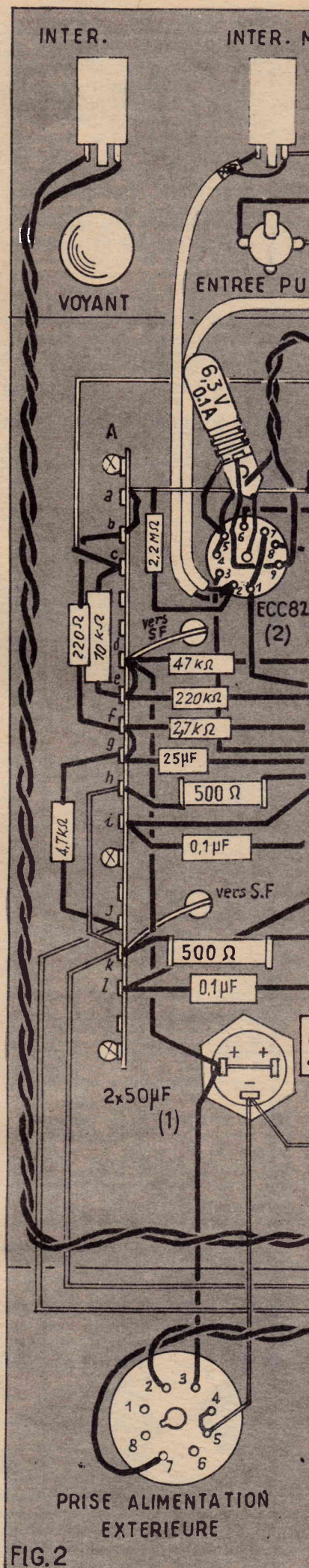
seul point, celui que nous indiquons sur la figure 2. Ceci est très important. Avec des torsades de fil de câblage, on réalise la ligne d'alimentation des filaments qui part, bien entendu, du secondaire « CH.L » du transfo d'alimentation. Rappelons que pour les EL84 et la EF86, le filament correspond aux broches 4 et 5. Pour les ECC82, le filament est double et dans notre cas, il faut coupler ses deux sections en parallèle, en réunissant les broches 4 et 5 des supports ; dans ces conditions, les broches 4 et 5 constituent une extrémité du filament et la broche 9, l'autre extrémité. Cette ligne filament comprend aussi les liaisons de broches 2 et 7 de la prise « alimentation extérieure » et le support du voyant lumineux. Ce dernier est soudé sur la cheminée du support ECC82 (2). Sur le support EF86, on soude les broches 2 et 7 sur la cheminée.

On pose alors les fils blindés, tout d'abord, ceux qui relient les prises « Micro » à la seconde extrémité des potentiomètres correspondants, celui qui réunit la seconde extrémité de l'interrupteur « Mod » à la broche 2 du support ECC82 (2). Celui qui relie la même broche à la cosse c du relais F. On continue par le fil blindé double qui réunit le curseur du potentiomètre « Volume général » à la cosse c du relais E, et une extrémité à la cosse b du même relais, celui qui relie la cosse b du relais F à la cosse b du relais D. Les gaines métalliques de tous ces fils doivent être soudées à la masse comme nous l'indiquons sur le plan de câblage.

Entre les curseurs des potentiomètres « Volume micro » et la cosse a du relais G, on soude des 220 000 ohms. Entre g et h du relais E, on soude un 2 nF ; sur le même relais, on soude une 680 000 ohms entre d et f et une même résistance entre d et g. La cosse g est réunie à la broche 9 du support EF86 et la cosse h à la cosse a du relais G. Sur le support EF86, on réunit les broches 3 et 8. Entre la broche 3 et la ligne de masse, on soude une 4 700 ohms et un 20 nF. Toujours pour le même support, on soude : une 2,7 mégohms entre la broche 1 et la cosse h du relais D, un condensateur de 0,25 μ F entre cette broche et la masse ; une 150 000 ohms entre la broche 6 et la cosse f du relais D ; un 5 nF entre cette broche 6 et la cosse c du relais E et une 10 mégohms entre c et d du relais E. Sur le relais D, on relie : les cosses f et h à un des pôles + du condensateur $2 \times 50 \mu$ F (2) entre ce pôle et la cosse j du relais, on dispose une résistance de 47 000 ohms. L'autre pôle + est connecté à la cosse j du relais et entre lui et la cosse i, on soude une 22 000 ohms. Sur le relais, on connecte e et j. Le pôle + du 50 μ F (1) est relié à la cosse i laquelle est connectée à la cosse a.

On soude un 5 nF entre b et e du relais E et une 470 000 ohms entre e et la ligne de masse. La cosse e est connectée à la broche 2 du support ECC82 (1). Pour ce support, on soude une 2 200 ohms entre la broche 3 et d du relais D, une 220 000 ohms entre la broche 1 et e du relais D, un 5 nF entre les broches 1 et 7, une 1 mégohm entre la broche 7 et la masse, une 2 700 ohms et un 25 μ F entre la broche 8 et la masse, une 220 000 ohms entre la broche 6 et la cosse a du relais D, un 5 nF entre cette broche et b du relais D.

On dispose entre les potentiomètres « Graves » et « Aiguës » et le relais F les condensateurs et les résistances qui entrent dans la composition du dispositif de tonalité. Les curseurs des deux potentiomètres sont connectés ensemble et à la cosse c du relais F. La prise « PU » est

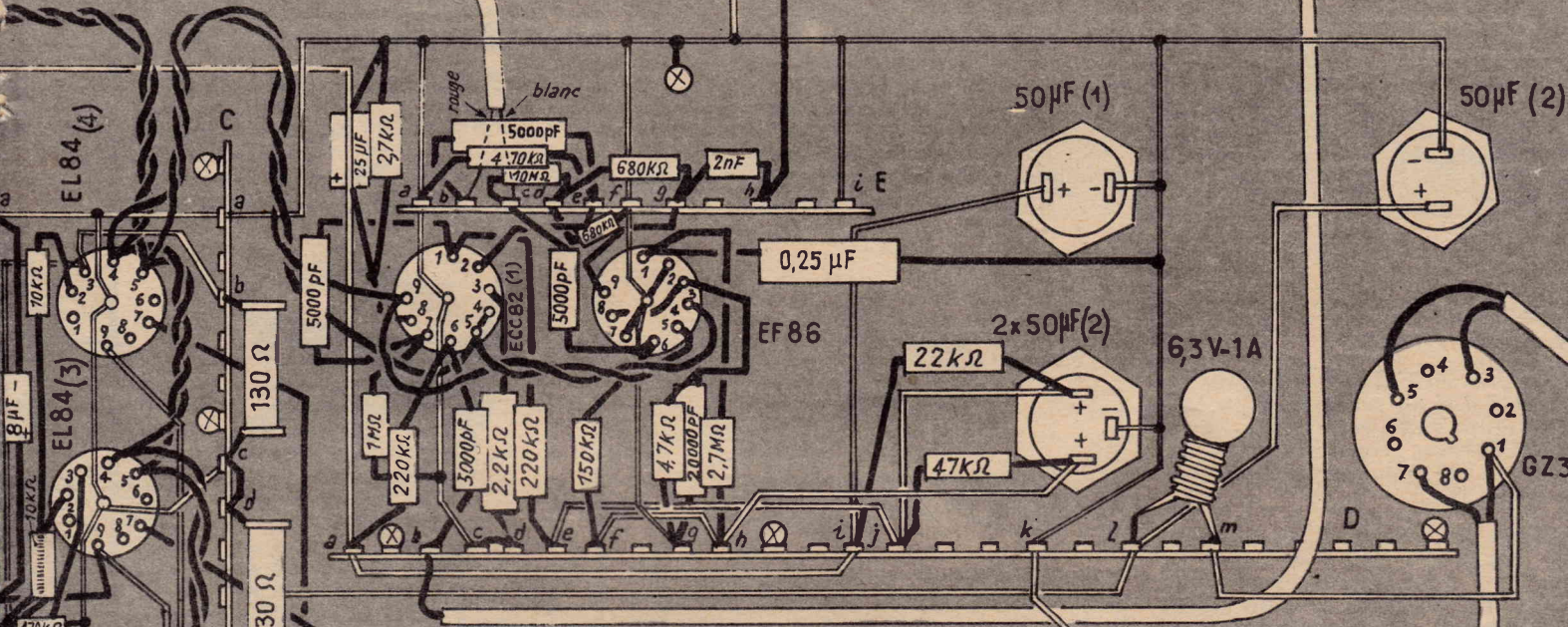
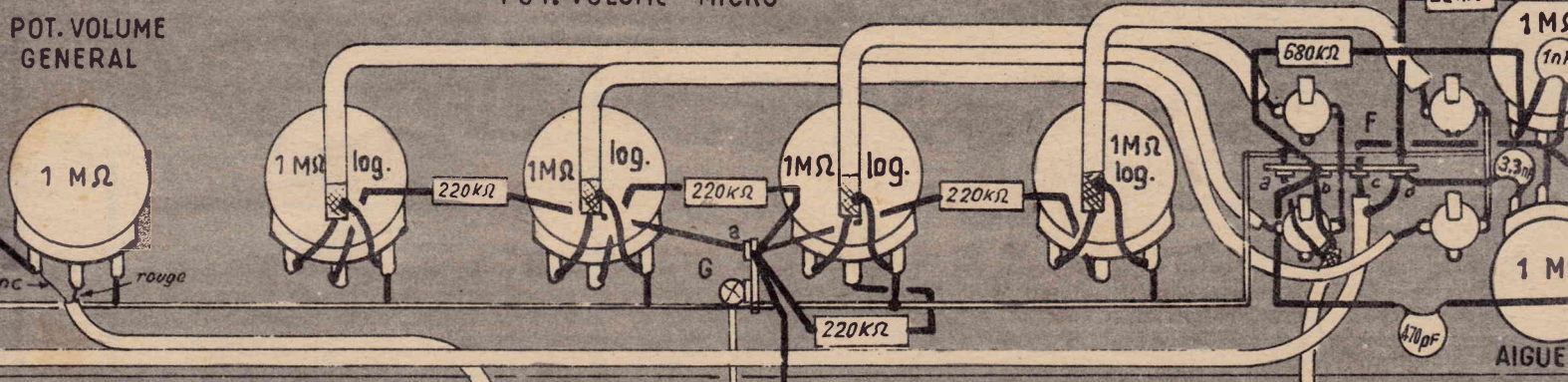


POT. VOLUME GENERAL

POT. VOLUME MICRO

4 PRISES MICRO

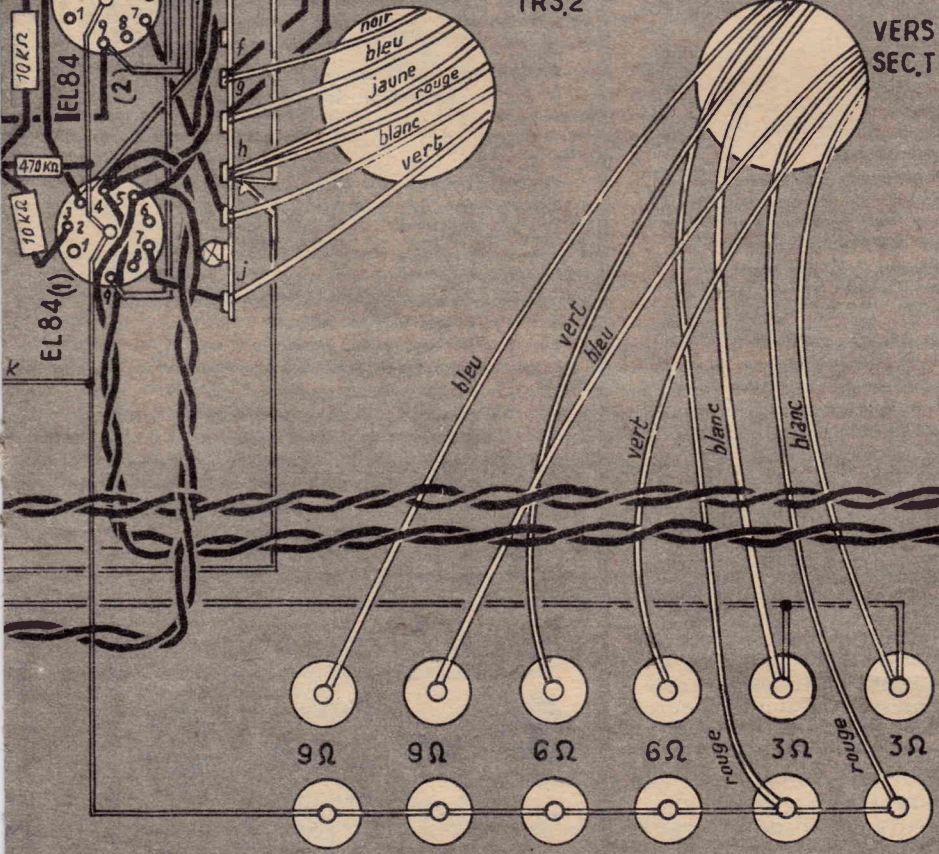
GRAV



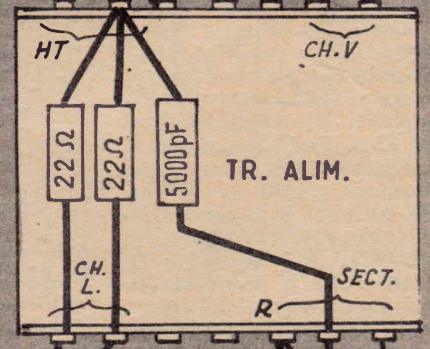
VERS PRIM. TRS.1 TRS.2

VERS SEC. TRS.1

VERS SEC. TRS.2



SORTIE H P



NOUVEL AMPLI GE VIRTUOSE P. P.

PUSH-PULL 20 W H

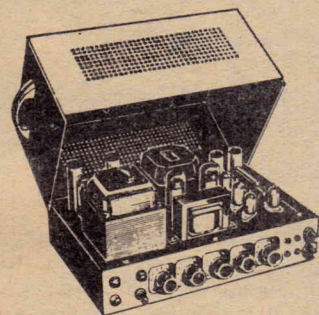
décrit ci-contre
Etudié spécialement pour

**GUITARES ELECTRIQUE
1 A 4 GUITARES ET MIC**

- 4 impédances de sorties : 3-6-9-18 ohms permettant de brancher simultanément
- PLUSIEURS HAUT-PARLEUR**

SONORISATION

**DANCING - FOIRE
TERRAINS de SPORT
CERCLES de JEUNE
ORCHESTRE de GUITA**



- 4 ENTREES POUR GUITARE OU MICRO avec contrôle de GAIN INDEPENDANT
- ENTREE Pick-Up ou Tuner utilisable séparément pour mélange d'un fond sonore.
- EFFET « 3D » ou EFFET STEREO par l'utilisation de 2 TRANSFOS de sortie indépendants.
- 2 ou PLUSIEURS H.-P. utilisés simultanément
- SORTIE PAR DOUBLE P. PULL EL84.
- CORRECTION de tonalité grave-aiguë.
- BANDE PASSANTE : 40-30000 périodes
- DISTORSION : inférieure 2 % à puissance nominale

Composition du châssis

- Châssis + capot + fond + 2 poignées
- + 2 platines (37 x 22 x 24 cm)
- Transfo 150 mA - 300 V 2 A
- Self 75 mA - 500 ohms
- 2 transfo à impédance multiple
- 6 condensateurs : 2 de 2 x 50 MF + 2 de 50 MF + 2 de 8 MF alu et cart.
- 15 condensateurs + 40 résistances
- 7 potentiomètres S.I.
- Petit matériel divers

CHASSIS COMPLET EN PIECES DETACHEES

(au lieu de 266,55)

249,00

Toutes les pièces peuvent être vendues séparément

KIT NON OBLIGATOIRE

- Tubes : EF86, 2 x ECC82, 4 x EL84, GZ34
- H.-P. : 2 VEGA 285 FML BC vraie Hi-Fi, bicône. Prix

L'AMPLI EN ORDRE DE MARCHÉ

avec fond et capot mais sans tubes **400,00**

Micro dynamique allemand, transfo incorporation
Prix **53,00**

SCHEMAS GRANDEUR NATURELLE
sur demande contre 3 timbres à 0,10



SOCIETE

RECTA

37, av. LEDRU-ROLLIN

PARIS-12^e - C.C.P. PARIS 6963

Téléphone : DiDerot 84-14

Communications faciles : A 3 minutes de Bastille, Lyon, Austerlitz et Quai de la Seine

Nos prix s'entendent taxe locale 2,83 %
Suppl. 4 F pour commandes inférieures à 100 F

A. BARAT.

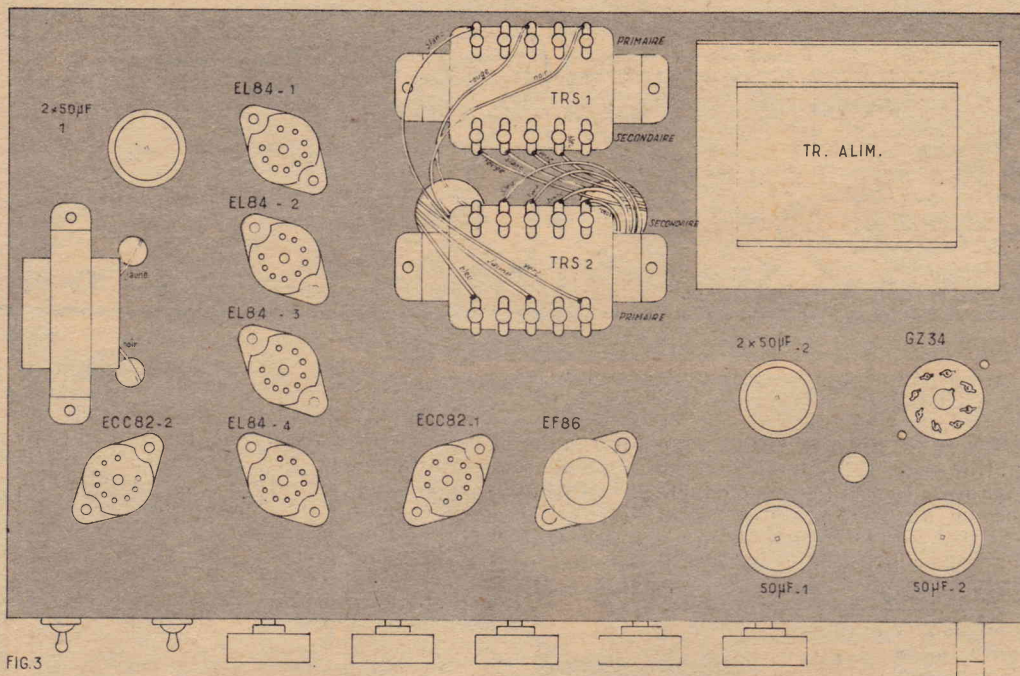


FIG. 3

reliée à l'extrémité chaude du potentiomètre de volume général.

Sur le support ECC82 (2) on réunit les broches 1 et 7 à d du relais B. On soude une 220 000 ohms entre cette cosse d et e du relais A. Entre c et e du relais A on dispose une 10 000 ohms et on connecte c à a du relais D.

On connecte la broche 3 du support ECC82 (2) aux cosses e et f du relais B. On soude une 2 700 ohms entre e du relais B et f et g du relais A et un 25 µF entre f du relais B et g du relais A, une 220 ohms entre f et a et b du relais A, une 4 700 ohms entre g et j du même relais. La cosse j est connectée aux douilles 3 ohms (sortie HP). On relie la broche 8 du support ECC82 (2) à b du relais B et on soude une 47 000 ohms entre cette cosse et la masse. La broche 6 est connectée la cosse l du relais A. On soude une 47 000 ohms entre cette cosse et la cosse d du relais A. La cosse c du relais B est connectée à la cosse 1 du relais A. On branche la self de filtre entre les cosses l et k de ce relais. On connecte d aux pôles + du condensateur 2 x 50 µF (1) et ces pôles + à la broche 3 de la prise « alimentation extérieure ». On connecte ensemble h et k du relais A, h du relais C et l du relais D. On relie b du relais B à i du relais A. On soude un 0,1 µF entre i du relais A et h du relais B et un condensateur de même valeur entre l du relais A et j du relais B. On soude des

résistances de 10 000 ohms entre j du relais B et la broche 2 des supports EL84 (1 et 2) et une 470 000 ohms entre j et la masse. On soude encore des 10 000 ohms entre les broches 2 des supports EL84 (3 et 4) et h du relais B et une 470 000 ohms entre ce point h et la masse. On réunit les broches 3 des supports EL84 (1 et 3). On en fait autant pour les broches 9. Des liaisons semblables sont établies entre les cosses 3 et les cosses 9 des supports EL84 (2 et 4). On établit les connexions suivantes entre les supports et le relais C : broches 3 et 7, EL84 (4) à b et f, broches 3 et 7 EL84 (1) à e et j. On soude des résistances de 130 ohms 5 W entre b et c et entre d et e du relais. On connecte la broche 9 des supports EL84 (3) et (2) respectivement aux cosses g et i du relais B. Sur g on soude une 5 000 ohms 5 W qui va à h du relais A et un 8 µF - 450 V qui va à la masse. Sur i on soude une résistance de même valeur qui aboutit à k du relais A et un condensateur également de même valeur dont le pôle - est soudé à la masse. On relie les cosses primaires des transfos TRS1 et TRS2 sur les cosses f, g, h, i, j du relais c comme il est indiqué sur le plan de câblage les cosses « secondaires » de ces deux organes sont connectées aux douilles « Sorties », HP toujours comme l'indique le plan de câblage.

On soude le support d'ampoule fusible (6 V-1 A) entre l et m du relais D et on connecte m à la broche 1 du support GZ34. On relie les broches 1 et 7 de ce support à l'enroulement « CH. V. » du transfo alimentation et ses 3 et 5 aux extrémités de l'enroulement HT. On relie le pôle + du condensateur 50 µF (2) à l du relais D. On soude le cordon d'alimentation entre une cosse « Secteur » et la cosse R du transfo d'alimentation. On relie l'autre cosse « Secteur » et la cosse R à l'interrupteur général et on soude un condensateur de 5 nF entre cette cosse « Secteur » et la masse. On soude encore une 22 ohms entre chaque cosse « CH. L » et la masse.

Après vérification du câblage et un essai qui normalement doit être de pure forme on peut mettre en place le capot de protection ; l'ampli est alors prêt à être mis en service. Signalons encore que la EF86 doit être recouverte d'un blindage cylindrique.

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

peut 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.

Dépannages des circuits automatiques des téléviseurs à transistors

par N. D. NELSON

Les circuits automatiques

Dans tout téléviseur moderne, cas des appareils à transistors, on trouve, d'une manière certaine au moins un circuit automatique. Il s'agit bien entendu de la commande automatique de gain, en abrégé la CAG.

Dans certains appareils, on trouvera aussi le dispositif de commande automatique de fréquence : CAF.

La CAG, permet de rendre moins variable la tension MF appliquée au détecteur MF lorsque le signal fourni par l'antenne varie.

Elle remplit ainsi une fonction importante, en dispensant l'utilisateur de régler constamment l'amplification.

La variation du signal d'antenne est due à deux causes importantes : le signal change de valeur avec la station reçue et dépend évidemment de la puissance de l'émetteur et de la distance entre émetteur et récepteur ; le signal est soumis aussi aux phénomènes régissant la propagation des ondes des affaiblissements des signaux reçus se produisant selon des périodes et fréquences variables. Le phénomène d'affaiblissement dû à la propagation se nomme fading et le réglage automatique de gain, CAG, était désigné dans le passé sous le nom d'anti-fading.

Dans le cas des téléviseurs portables et transportables, la CAG est indispensable.

En effet, lorsque l'appareil se trouve à bord d'un véhicule (auto, chemin de fer, avion, bateau), son antenne peut changer d'orientation ce qui fait varier l'intensité du signal reçu. De plus, en raison du mouvement du véhicule, la distance entre le récepteur et l'émetteur reçu varie constamment.

Même dans un appartement, si le téléviseur est transporté d'une pièce à une autre, l'antenne incorporée étant utilisée, l'intensité du signal varie selon l'emplacement du téléviseur.

Il va de soi que la CAG doit être appliquée aussi bien au récepteur d'image qu'à celui de son.

Un autre dispositif de commande automatique est celui de fréquence. La commande automatique de fréquence, la CAF, permet de corriger l'accord du bloc VHF ou UHF lorsque l'utilisateur n'a pas effectué cet accord d'une manière précise.

En général, la CAF est appliquée surtout au bloc UHF (nommé tuner UHF), car dans celui-ci, l'accord se fait par variation continue et il est plus difficile pour l'usager de le régler exactement. Par contre, le bloc VHF possède un commutateur de canaux et donne, dans la position correspondante de ce commutateur, le canal désiré. Il ne reste plus alors qu'à parfaire l'accord avec le vernier si la CAF n'est pas prévue.

Le fonctionnement de la CAF exige un discriminateur analogue ou identique à celui d'un récepteur de son FM. Dans les appareils de standard CCIR (« européen ») le son étant à FM, son discriminateur peut être utilisé par la CAF. Dans les appareils où le son est à AM, il faut prévoir un discriminateur spécial pour la CAF.

Le circuit de CAG pour le son

Traisons d'abord de la CAG appliquée au récepteur de son qui est, d'ailleurs, complètement distincte de celle appliquée au récepteur d'image.

Tout ensemble de circuits comportant la commande automatique de gain se compose des parties suivantes :

1° La ou les parties soumises à l'action de la CAG.

2° Le circuit qui fournit le signal de CAG agissant sur les parties à commander.

Pratiquement, la CAG fonctionne comme indiqué ci-après.

Le signal HF fourni par l'antenne est amplifié et sa fréquence est modifiée en MF par le bloc HF (rotacteur VHF ou tuner UHF). Il est ensuite amplifié par l'amplificateur moyenne fréquence. Le signal ainsi amplifié est appliqué au « générateur » de signaux de « réglage ». Celui-ci fournit un signal sous forme de tension continue. Cette tension, positive ou négative (avec les lampes, elle est toujours négative) est d'autant plus élevée en valeur absolue que le signal amplifié est intense. La tension de réglage, nommée généralement tension de CAG, est appliquée, comme une polarisation, aux bases des transistors amplificateurs. Plus le signal est intense, plus la tension de CAG est élevée et elle est appliquée de telle façon que le gain des transistors auxquels elle est appliquée diminue.

Au contraire, si le signal d'antenne diminue, la CAG fournit une tension de réglage plus faible et le gain des transistors amplificateurs augmente. Dans le cas du récepteur de son, la CAG est réalisée selon les mêmes principes que ceux adoptés dans les radio-récepteurs.

Un exemple de montage de CAG pour le son est donné par le schéma de la figure 1. Il s'agit d'un amplificateur MF son à modulation d'amplitude (AM) conformément aux standards français, belge et anglais. De l'amplificateur MF son AM on n'a représenté que le dernier transistor amplificateur Q_1 , celui qui précède le détecteur D à diode.

Fonctionnement de la CAG — Son

Nous analyserons le schéma proposé et expliquerons en même temps le fonctionnement du dispositif de CAG qui est appliqué à ce montage, extrait du schéma général d'un téléviseur commercial.

Voici d'abord les valeurs des éléments de la figure 1 : Q_1 = transistor amplificateur MF son type FW4296, NPN. Q_2 = transistor de commande de CAG amplifié, type FW4297, NPN également. D = détecteur son, diode type SFD104.

Résistances : $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 560 \Omega$, $R_4 = 360 \Omega$, $R_5 = 8,2 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 470 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 390 \Omega$, $R_9 = 560 \Omega$ (potentiomètre monté en résistance variable), $R_{10} = 820 \Omega$.

Condensateurs : $C_1 = 2,7 \text{ pF}$, $C_2 = 5000 \text{ pF}$, $C_3 = 18 \text{ pF}$, $C_4 = 5000 \text{ pF}$, $C_5 = 1,5 \text{ pF}$, $C_6 = 5000 \text{ pF}$, $C_7 = 47000 \text{ pF}$, $C_8 = 4700 \text{ pF}$, $C_9 = 10 \mu\text{F}$ électrochimique, $C_{10} = 10 \mu\text{F}$ électrochimique. La tension d'alimentation dans ce montage est plus élevée que 12 V, elle est de l'ordre de 25 V.

Le signal MF son capté par l'antenne en même temps que celui d'image est d'abord amplifié par l'étage HF du bloc tuner UHF ou du bloc rotacteur VHF. Il est appliqué au changeur de fréquence donnant à la sortie les signaux MF image et MF son. Ce dernier est appliqué au étage amplificateurs MF son. Il parvient déjà amplifié, à la base de Q_1 , par l'intermédiaire de C_1 .

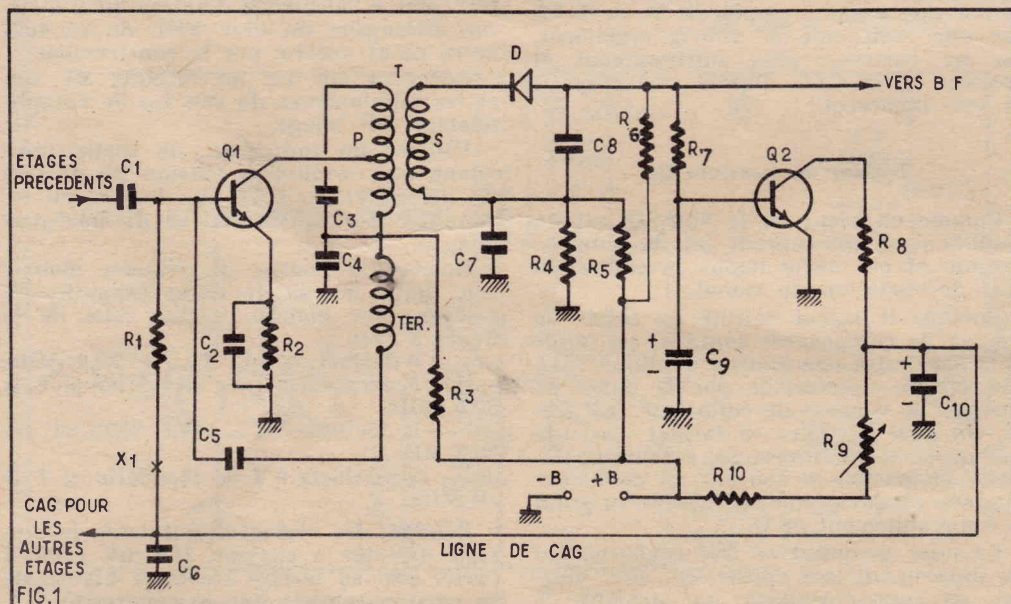


FIG. 1

Ce transistor NPN, Q_1 , est polarisé à la base, par l'intermédiaire de R_1 , par la tension de CAG fournie par la ligne de CAG. Le découplage est réalisé par C_1 . L'émetteur est polarisé par R_2 et découplé par C_2 . Le collecteur est alimenté, à partir du positif + B de l'alimentation, par l'intermédiaire de R_3 , avec découplage par C_3 et à travers le primaire du transformateur MF son, T, composé du primaire P, du secondaire S et du tertiaire Ter.

Le signal amplifié par Q_1 est transmis par le transformateur T, du primaire P accordé, au secondaire S, relié à la cathode du détecteur D, qui donne sur l'anode, le signal BF appliqué à l'entrée de l'amplificateur BF.

Ce détecteur fournit aussi, sur l'anode, la composante continue qui est appliquée à la base du transistor de CAG amplifiée, Q_2 .

D'autre part, le signal MF du tertiaire Ter de T, est appliqué par l'intermédiaire de C_4 , en opposition de phase avec celui du primaire, sur la base de Q_1 , réalisant le neutrodynage de Q_1 , assurant la stabilité du fonctionnement de ce transistor amplificateur pour toutes les valeurs de la tension de polarisation de la base fournies par la ligne de CAG.

Variation du gain

Il est important de reconnaître, d'après les valeurs des résistances d'émetteurs (R_e) et de collecteur (R_c) comment varie le gain du transistor amplificateur Q_1 .

On a $R_e = 1 \text{ k}\Omega$ et $R_c = 560 \Omega$. Dans le cas d'un transistor NPN, toutes les électrodes : base, émetteur et collecteur, sont généralement positives par rapport au négatif de l'alimentation, dans le présent montage, le point - B et la masse.

En effet, le collecteur est évidemment positif. L'émetteur est rendu positif par R_2 traversée par le courant d'émetteur (comme la cathode d'une lampe). La base est positive par la polarisation variable positive de la ligne de CAG.

Plus cette polarisation est positive, plus le courant de collecteur augmente.

Deux cas sont à considérer, lorsqu'il s'agit de commande automatique de gain :

- 1° CAG type direct.
- 2° CAG type inverse.

Si la CAG est directe, une augmentation de courant de collecteur donne lieu à une diminution de gain en raison du fait que la tension entre collecteur et émetteur V_{ce} diminue d'une manière importante par chute de tension dans les résistances des circuits de ces électrodes, dans le présent montage R_2 et R_3 .

Si la CAG est inverse, R_2 et R_3 sont de faibles valeurs, V_{ce} varie peu avec le courant de collecteur et dans ce cas, le gain diminue lorsque le courant de collecteur diminue.

Dans le présent montage $R_2 + R_3 = 1560 \Omega$ donc valeur élevée, V_{ce} varie beaucoup avec le courant de collecteur et on a une CAG directe.

Nous savons maintenant que pour diminuer le gain de Q_1 , il faut que I_c et I_e augmentent, ce qui s'obtiendra en augmentant la tension positive de polarisation de la base de Q_1 fournie par le circuit de CAG. La figure 2 résume le fonctionnement des deux sorties de CAG.

Générateur de tension CAG

Ce « générateur » se compose de la diode détectrice et du transistor amplificateur de continu, Q_2 .

CAG	TRANSISTOR	TENSION DE BASE	COURANT DE COLLECTEUR	VARIATION DE V_{ce}	VALEUR DE $R_e + R_c$	GAIN	SIGNAL
CAG DIRECTE	NPN	↑	↑	GRANDE	ELEVEE	↓	↑
	PNP	↓	↑	GRANDE	ELEVEE	↓	↑
CAG INVERSE	NPN	↓	↓	PETITE	FAIBLE	↓	↑
	PNP	↑	↓	PETITE	FAIBLE	↓	↑

FIG.2

Lorsque le signal d'antenne augmente, la tension de composante continue rend l'anode de la diode moins positive et il en est de même de la base de Q_2 reliée à l'anode par l'intermédiaire de R_4 . Pour éviter la transmission de la BF sur cette base, on a disposé le filtre composé de R_5 et du condensateur C_5 de $10 \mu\text{F}$ qui se charge avec positif du côté base et négatif à la masse.

Comme on l'a vu plus haut, la base de Q_2 devient moins positive, donc le courant de collecteur de Q_2 , traversant R_6 , R_7 et R_8 diminue. La chute de tension dans ces résistances étant moindre, la tension de la ligne de CAG reliée à R_8 et R_9 augmente et il en est de même de la polarisation de la base de Q_1 , à laquelle est appliquée cette polarisation positive croissante.

Le courant de collecteur de Q_1 augmente, la tension V_{ce} diminue et le gain de Q_1 diminue ce qui était l'effet de CAG recherché.

Il est évident que si l'on applique cette tension de CAG directe à d'autres transistors amplificateurs, il est nécessaire que ceux-ci soient montés pour que l'action de cette CAG directe s'effectue dans le sens correct.

Remarquons, en passant, que si un technicien non averti, remplaçait R_2 de $1 \text{ k}\Omega$ par une résistance de 100Ω seulement, V_{ce} ne varierait plus suffisamment et l'action de la CAG directe s'effectuerait en sens incorrect !

Réglage du transistor Q_2

Comme on vient de le voir, Q_2 est un amplificateur de courant (et de tension) continu et en même temps inverseur du sens de variation du signal.

Lorsque le signal détecté est faible, la tension de composante continue est faible et la base est à une tension continue positive élevée, déterminée par la chute de tension. Le courant de collecteur est élevé. On peut le régler en faisant varier la valeur de la résistance en service de R_8 . Si R_8 augmente, le courant de collecteur diminue ce qui permet de mettre au point le fonctionnement de Q_2 .

La mise au point se fait généralement en supprimant tout signal MF, effet obtenu en court-circuitant, par exemple le

primaire P ou le secondaire S du dernier transformateur MF, T. Le constructeur indique dans sa notice le courant correct de collecteur de Q_2 dans ce cas. Soit I_c ce courant, par exemple $I_c = 4 \text{ mA}$. Si l'on connaît I_c , on aura la valeur de la tension aux bornes de R_8 , cette tension étant évidemment égale à :

$$E = R_8 I_c$$

Dans notre exemple $R_8 = 390 \Omega$ et $I_c = 4 \text{ mA}$ donc :

$$E = 390 \cdot 4 / 1000 \text{ V},$$

$$\text{ou } E = 1,56 \text{ V}$$

que l'on mesurera avec un voltmètre dont la résistance doit être très grande (plus de 100 fois) celle de R_8 .

On agira, par conséquent sur R_8 , jusqu'à lecture de E correcte.

Mise au point de la CAG son

L'appareil TV, image et son est supposé aligné, c'est-à-dire, tous les circuits accordés réglés sur les fréquences indiquées par le constructeur.

La vérification de l'alignement est conseillée avant de régler avec précision le dispositif de CAG.

Pour cela, il suffit de brancher un générateur HF modulé, accordé sur f_m (généralement $39,2 \text{ MHz}$ dans les appareils français) à l'électrode d'entrée du transistor mélangeur du bloc VHF ou en tout autre point précisé par le constructeur.

Accorder sur f_m les circuits MF son et les éliminateurs du son f_m de l'amplificateur MF image.

Utiliser un indicateur de sortie indiquant, par exemple la tension BF de sortie détectrice ou celle aux bornes du secondaire du transformateur de haut-parleur.

Relever la courbe de réponse globale son. Dans le cas de notre exemple, on relèvera une courbe comme celle de la figure 3 avec :

- 0 décibel à $f = f_m = 39,2 \text{ MHz}$.
- 3 décibels à $f = 38,8 \text{ MHz}$ et $f = 39,5 \text{ MHz}$.
- 6 décibels à $f = 38,6 \text{ MHz}$ et $f = 39,8 \text{ MHz}$.
- 10 décibels à $f = 38,4 \text{ MHz}$ et $f = 40 \text{ MHz}$.

Pendant les réglages, maintenir la tension détectée à environ 100 mV crête à crête, ceci en faisant varier le niveau de la tension fournie par le générateur HF.

La tension de CAG doit être d'environ + 4 V par rapport à la masse, sur la ligne de CAG pendant toute l'opération d'alignement. Retoucher R_6 chaque fois qu'il est nécessaire pour obtenir cette tension de 4 V.

Lorsque l'alignement est terminé, le signal à l'entrée étant très faible, régler R_6 pour obtenir le maximum de gain MF son ce qui se reconnaîtra au maximum de signal BF de sortie.

Retoucher si nécessaire l'accord MF son et dans ce cas régler R_6 une seconde fois, comme précédemment.

Pannes de CAG son

Avant de considérer les pannes, précisons comment fonctionne correctement un récepteur de son soumis à l'action de la CAG.

En ne touchant pas au réglage manuel de volume de son, la puissance sonore obtenue doit varier dans de faibles proportions lorsque le signal d'antenne varie. Le son doit être sans distorsions quelle que soit l'intensité du signal. Il sera évidemment parasité si le signal reçu est très faible et provient d'une émission lointaine. De même, sur une émission proche et puissante, le son sera parasité s'il y a des générateurs de parasites à proximité et si le téléviseur ne comporte pas de dispositif antiparasite.

La CAG n'agit plus lorsque l'amplitude du signal reçu tombe au-dessus d'un niveau donné.

La CAG doit, si elle fonctionne bien, empêcher la surcharge des amplificateurs MF, du détecteur, de la BF et du haut-parleur, en atténuant énergiquement tout signal très puissant.

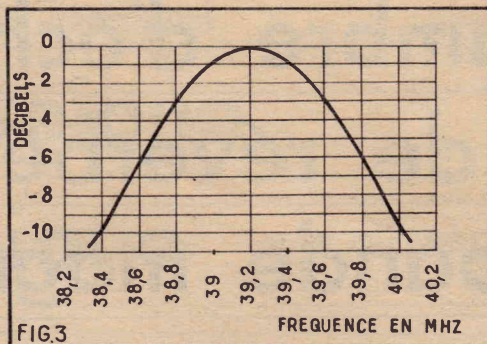
A cet effet il y a toutefois des limites et lorsque le téléviseur se trouve dans un champ HF très fort on peut être obligé de disposer d'un atténuateur entre l'antenne et la borne antenne du téléviseur.

En cas de panne, on sait déjà que l'installation du téléviseur a été faite correctement lors de son acquisition par l'utilisateur.

Si la CAG n'agit plus suffisamment ou n'agit plus du tout, le son sera généralement déformé et plus fort que normalement.

La déformation du son peut toutefois provenir de plusieurs autres causes à déceler : BF défectueuse, HP défectueux, MF son mal alignée.

S'assurer d'abord que ces parties ne sont pas en cause. L'essai de la BF et du haut-parleur est facile, il suffit de bran-



cher une source de BF à l'entrée de la BF, par exemple un P.U. et de constater comment fonctionne l'amplificateur.

L'accord MF son se fera comme indiqué plus haut et on s'efforcera de mettre au point la C.A.G. Si des éléments de la CAG sont défectueux cette mise au point ne sera pas possible.

On a vu plus haut que pour un signal d'antenne faible, la tension sur la ligne de CAG doit être de + 4 V environ par rapport à la masse.

Il est donc possible de séparer la MF son du circuit de CAG en dessoudant le fil de R_1 (point X_1) de la ligne de CAG et en le branchant au positif d'une batterie donnant 4 V environ, avec négatif de cette batterie à la masse.

Les transistors fonctionnant alors avec une polarisation fixe correcte pour les signaux faibles, on pourra vérifier l'alignement.

Ceci fait rétablir le contact correct de R_1 à la ligne de CAG. Brancher un générateur à l'entrée MF son (voir indications données plus haut) et appliquer un signal de plus en plus puissant. On devra constater que la tension de CAG, qui est de + 4 V environ pour un signal très faible (et même nul) varie dans le sens que, plus le signal est fort plus la tension positive de CAG augmente. En effet, dans ce cas la base de Q_1 devient plus positive, le courant de collecteur augmente, V_{CE} diminue et le gain aussi, cas de la CAG directe. Si la tension de CAG ne varie pas, en rechercher la cause dans le circuit disposé entre la détectrice et le point X_1 :

1° Polarisation incorrecte du détecteur : vérifier C_1 , C_2 , R_1 , R_2 et R_3 , avec R_1 débranchée.

2° Pas de transmission correcte de la composante continue depuis la plaque de D jusqu'à la base de Q_2 : vérifier R_4 et C_3 , électrochimique pouvant être en court-

circuit ou, au contraire débranché ou « séché » (sans capacité).

3° Pas d'amplification et inversion du signal variable continu : vérifier Q_2 chargé de cette fonction et ses éléments associés : C_6 , R_5 , C_{10} , R_6 et R_{10} . Ainsi, si C_{10} est en court-circuit, aucune tension n'existe sur R_5 et R_{10} et R_6 risquant de s'échauffer, varier de valeur et même se couper. Vérifier aussi que R_6 agit en tournant le bouton de cet élément et en constatant que la tension du collecteur de Q_2 varie.

Vérifier également les condensateurs de découplage comme C_6 : en court-circuit, pas de CAG ; coupés : accrochages et instabilité de la MF son.

Autre dispositif de CAG son

Un montage MF son où la détectrice donne directement la tension de CAG est celui de la figure 4. Q_2 et Q_3 sont les deux derniers transistors amplificateurs MF son à modulation d'amplitude.

Le transistor Q_3 , celui qui précède le détecteur, n'est pas soumis à l'action de la CAG, ceci se voit sur le circuit de polarisation de base à diviseur de tension monté entre masse (— batterie) et la ligne positive. Le transistor Q_2 et celui qui le précède sont soumis à la CAG, la base de Q_2 est reliée par la résistance de 220 Ω à la ligne de CAG, découplée par 1 000 pF et 10 μ F.

Le montage de la partie MF son est analogue à celui de l'amplificateur précédent, on y retrouve les transformateurs MF, les enroulements de neutrodynage et les polarisations des émetteurs.

Noter, toutefois que Q_2 et Q_3 étant des PNP, les circuits d'émetteurs sont reliés à la ligne positive et ceux de collecteur à la ligne négative.

La CAG appliquée à Q_2 (et aussi à Q_3 non indiqué sur le schéma) est du type inverse. En effet, on peut constater que la résistance d'émetteur est de 330 Ω donc faible et que le collecteur est constamment au potentiel de la masse (— B) par l'intermédiaire du primaire de T_1 .

La CAG étant inverse, une diminution de gain sera obtenue par une diminution du courant de collecteur de Q_2 . Pour cela il faut que la base devienne moins positive par rapport au collecteur ou, ce qui revient au même, plus positive par rapport à la masse, le transistor étant un PNP, à ne pas perdre de vue.

Le détecteur est monté avec la cathode vers la sortie donc, en augmentation de signal d'antenne, donne une composante continue plus élevée, apparaissant entre cathode et le point + B. Elle est réduite, ou point X_1 , par le diviseur de tension 15 k Ω - 68 k Ω et la résistance de 68 k Ω montée entre X_1 et la masse. Plus le signal est fort, plus la tension positive au point X_1 , reliée à la ligne de CAG augmente.

La base de Q_2 devenant plus positive, le courant de collecteur diminue et le gain également.

Avec ce genre de CAG, le dépannage est plus simple car il y a moins d'éléments et aucun transistor dans la partie CAG entre la diode et la ligne de CAG.

Si la BF fonctionne, les résistances de 15 k Ω et de 68 k Ω sont correctes car elles constituent aussi la charge BF de sortie du détecteur.

On vérifiera principalement la résistance de 68 k Ω reliée à la masse et les condensateurs de découplage de 1 000 pF et 10 μ F.

L'action de la CAG, se vérifiera comme dans le montage précédent en mesurant la tension de CAG en fonction de celle du signal appliqué.

Il est évident que des montages comme celui de la figure 4 sont réalisables également avec des NPN et ceux comme celui de la figure 1 avec des PNP.

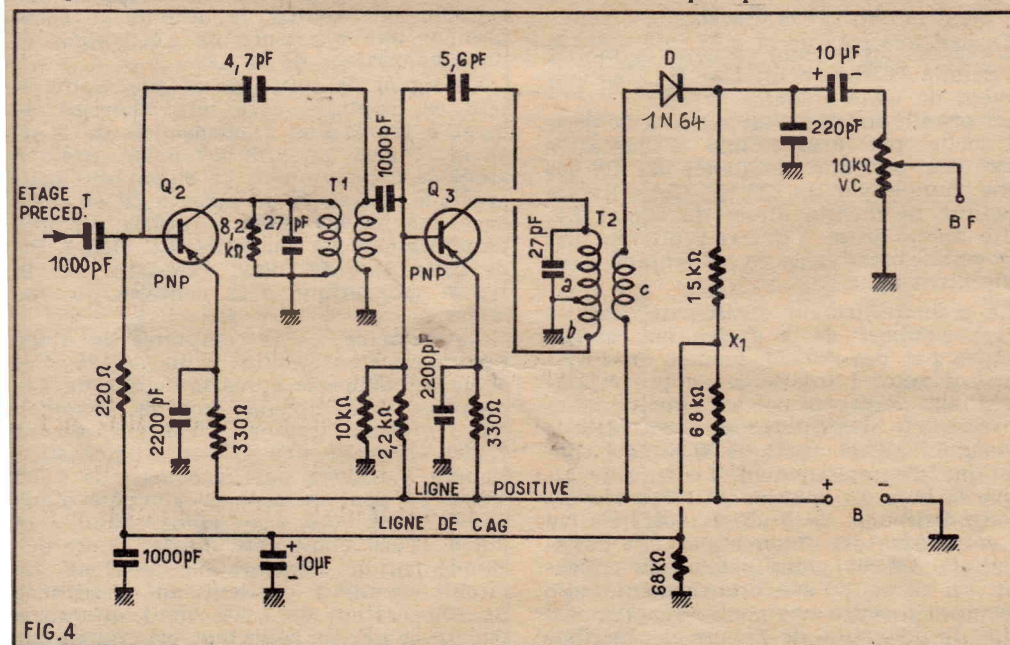


FIG. 4

chambre d'écho et de réverbération à bande magnétique

Tout le monde sait que l'écho est dû à la réflexion des sons sur un obstacle naturel ou artificiel. Il est évident que les sons réfléchis parcourent un chemin plus long que le son direct. Cette différence de parcours fait qu'ils sont entendus avec un certain retard dans le temps, par rapport au son initial, ce qui donne l'impression d'une répétition. Si plusieurs réflexions se produisent, l'écho a lieu plusieurs fois. Lorsque les parcours des ondes réfléchies sont peu différents de celui de l'onde sonore directe — c'est le cas dans une grande salle ou dans une cathédrale — chaque son réfléchi est entendu avant que les précédents aient complètement disparu, l'auditeur n'a plus la sensation d'une répétition, mais d'un prolongement du son initial et on est en présence d'une réverbération.

Il est intéressant de pouvoir produire artificiellement ces phénomènes acoustiques et ainsi de modifier et enrichir le caractère d'une manifestation sonore. Pour cela on utilise ce qui est convenu d'appeler une chambre d'écho et de réverbération.

Plusieurs moyens peuvent être utilisés pour créer ce décalage entre le son d'origine et ce même son réverbéré. Le plus souple et celui qui procure une gamme de possibilités infiniment plus variées est le système par bande magnétique qui est utilisé sur l'appareil que nous allons vous présenter.

Son principe est simple et par conséquent facile à comprendre. Le signal BF appliqué à l'entrée d'une telle chambre

d'écho est d'une part, transmis directement à la sortie. D'autre part il est appliqué après amplification à la tête d'enregistrement d'un magnétophone et enregistré sur une bande magnétique. Cette bande défile devant une tête de lecture placée à une certaine distance après la tête d'enregistrement. Le signal BF est ainsi recueilli par cette tête de lecture et après amplification, appliqué lui aussi à la sortie, mais il est évident qu'il n'atteint cette sortie qu'avec un certain retard sur le signal d'origine; retard qui dépend de la distance qui sépare la tête d'enregistrement de la tête de lecture et aussi de la vitesse de défilement du ruban magnétique. On obtient donc bien par ce moyen le même décalage dans le temps que si le son a été réfléchi par un obstacle.

Caractéristiques

La chambre d'écho que nous allons décrire est entièrement transistorisée. Elle met en œuvre 6 transistors et 3 diodes.

Elle est équipée d'une platine PSR 3 vitesses et munie de 5 têtes: une d'effacement, une d'enregistrement et trois de lecture. Les vitesses de défilement sont: 4,75, 9,5 et 19 cm/seconde. Dans ces conditions, elle permet d'obtenir 15 effets acoustiques différents.

Elle possède une entrée à haute impédance de 10 mV à 100 mV. Sa sortie se branche sur l'entrée « micro » de l'amplificateur avec lequel elle est destinée à fonctionner. Un vu-mètre assure le contrôle de l'enregistrement.

Cet appareil peut également, allié à un bon amplificateur, constituer un excellent magnétophone avec contrôle à l'enregistrement et écoute avec ou sans écho. Il peut être armé avec des bobines de 180 mm.

Le schéma (fig. 1)

L'examen du schéma va nous permettre de définir la constitution et le fonctionnement de cette chambre d'écho.

La prise « entrée » est reliée à la prise de sortie par une cellule d'adaptation constituée par une résistance de 100 000 ohms shuntée par un 220 pF. Cette liaison constitue le chemin direct du signal BF. Cette même prise « Entrée » attaque par une cellule semblable le préamplificateur d'enregistrement.

Le préamplificateur d'enregistrement — Il est composé de 3 étages en cascade équipés par des AC126, montés en émetteur commun. L'entrée de ce préamplificateur est constituée par un potentiomètre de volume « enregistrement » qui règle le niveau du signal appliqué à la tête magnétique d'enregistrement. Le curseur attaque la base du premier AC126 à travers un condensateur de 5 μ F. La polarisation de cette base est obtenue par une résistance de 330 000 ohms venant du collecteur. En raison de son branchement, cette résistance procure une contre-réaction qui réduit la distorsion de l'étage et contribue

à la stabilisation thermique du transistor. Cette stabilisation est renforcée par la résistance de 1 000 ohms du circuit émetteur qui est découplée par un condensateur de 50 μ F. Le collecteur est chargé par une 10 000 ohms. Un condensateur de 5 μ F opère la liaison entre collecteur et la base de l'AC126 du second étage. Le circuit émetteur de ce transistor contient une résistance de 1 500 ohms stabilisation découplée par un condensateur de 50 μ F. Entre cet ensemble et masse prend place une résistance de 220 ohms. La compensation de l'effet température est complétée par une 15 000 ohms et une 12 000 ohms qui applique à la base du deuxième AC126 une polarisation obtenue à partir de la tension d'émetteur du transistor du 3^e étage. Un tel système de compensation implique une liaison directe entre le collecteur du second transistor et la base du troisième ce qui, vous pouvez le vérifier, existe effectivement. Notons que la résistance de charge collecteur du second étage est une résistance de 27 000 ohms. La ligne d'alimentation négative des deux premiers étages contient une cellule de découplage composée d'une résistance de 12 000 ohms et d'un condensateur de 100 μ F.

Le troisième étage comporte une résistance d'émetteur de 1 500 ohms découplée par un condensateur de 50 μ F. La charge collecteur est ici une 10 000 ohms. Entre ce collecteur et l'émetteur de l'AC126 du second étage est prévu un réseau de contre-réaction sélective destiné à relever le niveau des aiguës. Ce circuit est constitué par une 47 000 ohms en série avec un condensateur de 5 μ F. Il est complété par un condensateur de 0,22 μ F placé entre l'émetteur du second AC126 et la masse. Un 100 pF situé entre collecteur et base du troisième OC126 a pour fonction l'élimination des résidus HF. La ligne d'alimentation négative du préamplificateur contient une cellule de découplage comprenant une résistance de 1 000 ohms et un condensateur de 50 μ F.

Le signal de sortie de ce préamplificateur est appliqué à la tête d'enregistrement à travers un condensateur de 5 μ F en série avec une 100 000 ohms. Prélevé après le condensateur, ce signal est aussi appliqué, à travers un autre 5 μ F en série avec une 100 000 ohms, à l'entrée du préamplificateur du vu-mètre. Le signal BF de cette voie est donc enregistré sur la bande magnétique sous contrôle du vu-mètre.

Le vu-mètre. — Il comprend un étage préamplificateur équipé d'un AC126. Ce étage est alimenté après la cellule de découplage déjà signalée lors de l'examen du préamplificateur d'enregistrement (1 000 ohms 50 μ F). Cette alimentation s'opère à travers une résistance de 47 000 ohms. Le pont de base est composé d'une 56 000 ohms côté « — alimentation » et d'une 10 000 ohms côté masse. Il est découplé par un condensateur de 22 nF. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de 1 000 ohms découplée par un 50 μ F. Le collecteur est chargé par

DEVIS DE LA
CHAMBRE D'ÉCHO
décrite ci-contre



- 3 VITESSES
- 5 TÊTES
- 2 ENTRÉES MICRO
- 15 EFFETS

PLATINE « COLLARO »

UTILISATION POSSIBLE EN
MAGNÉTOPHONE POUR LA RÉPÉTITION

EN ORDRE DE MARCHÉ 900 F

COMPLETE EN « KIT » 750 F

MAGNETIC-FRANCE

175, rue du Temple
PARIS (3^e) - C.C.P. 1875-41 Paris
Voir notre publicité page 18

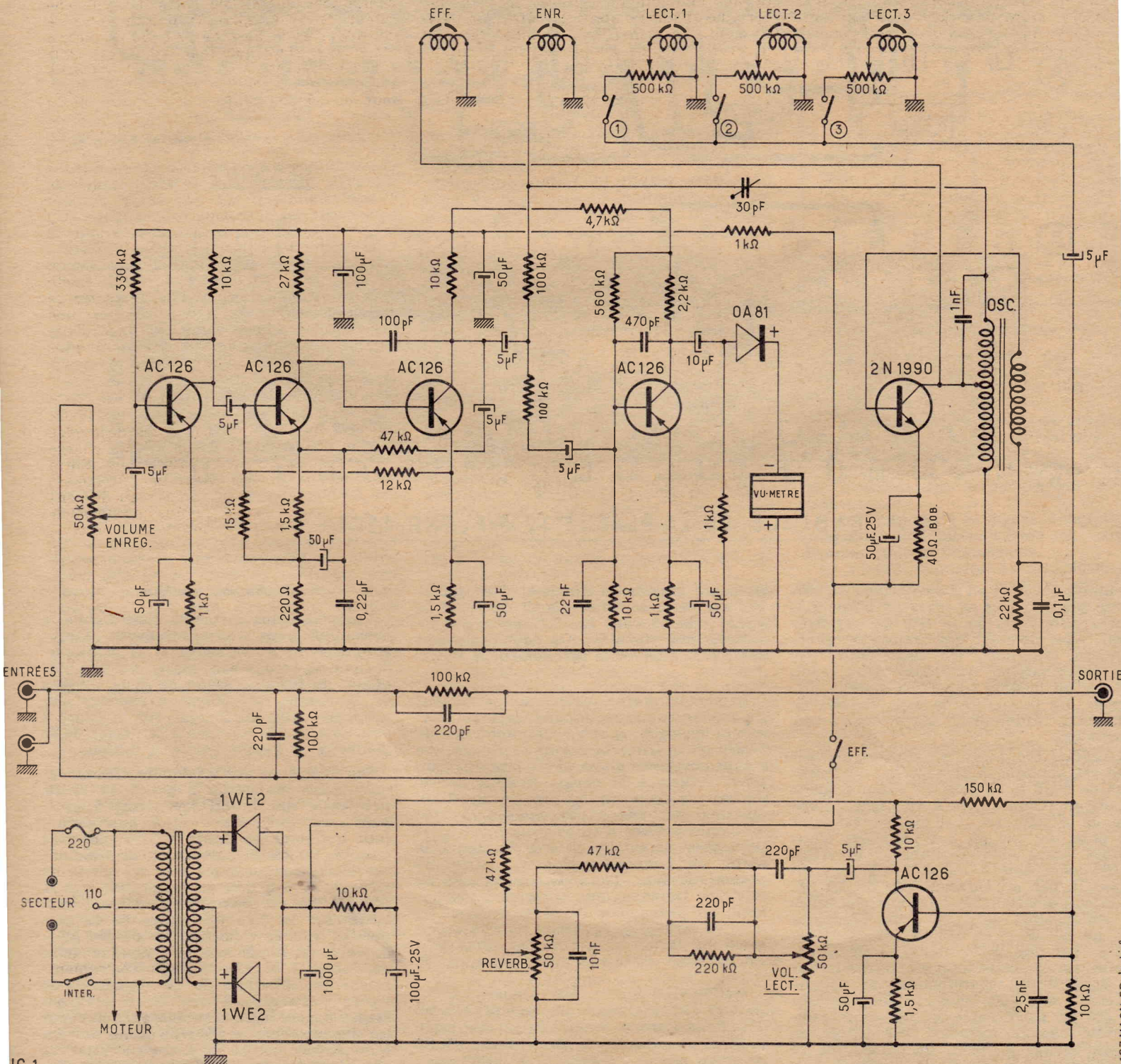
résistance de 2 200 ohms. Le signal BF amplifié est transmis, par un condensateur de 10 μF et une 1 000 ohms placée en fuite vers la masse, à une diode OA81 qui a pour mission de faire apparaître une composante continue proportionnelle à l'amplitude du signal BF d'entrée et qui commande la déviation de l'appareil de mesure destiné à visualiser le niveau du signal BF.

Effacement. — Un tel appareil doit être obligatoirement doté d'un dispositif d'effacement et de prémagnétisation. L'oscillation ultra-sonore nécessaire est produite par un oscillateur équipé par un transistor NPN : 2N1990 associé à un bobinage adéquat. Un des enroulements possède une prise intermédiaire. Une partie de cet enroulement est insérée dans le circuit col-

lecteur du transistor et l'autre est accordée par un condensateur de 1 nF. L'enroulement d'entretien est placé dans le circuit de base en série avec une résistance de polarisation de 22 000 ohms découplée par un condensateur de 0,1 μF . Dans l'émetteur une résistance bobinée de 40 ohms, découplée par un 50 μF assure la compensation de l'effet de température. Le transistor doit être obligatoirement doté d'un radiateur thermique. Le fonctionnement de l'oscillateur peut être interrompu par un interrupteur constitué par une section du commutateur à touches. Cet interrupteur coupe également l'alimentation du préampli d'enregistrement, de sorte que l'appareil, dans ce cas, fonctionne uniquement en lecteur.

L'oscillation ultra-sonore prélevée sur collecteur du transistor est appliquée à la tête d'effacement. D'autre part, prélevée à l'extrémité de l'enroulement accordé, est appliquée à travers un condensateur ajustable de 30 pF à la tête d'enregistrement pour la prémagnétisation. Le réglage du condensateur permet de choisir la tension de prémagnétisation la plus favorable.

Lecture. — Comme nous l'avons vu précédemment, cet appareil est doté de trois têtes de lecture. Chacune d'elles attaque le collecteur d'un potentiomètre de volume différent permettant de doser le niveau du signal délivré. Chaque tête peut être mise en service ou hors service par le jeu de l'interrupteur. On peut ainsi mettre en service une à une, deux à deux,



Prévoir une 12 k Ω , qui a été omise, dans la ligne « — alim. » entre les condensateurs de 100 μF et 50 μF .
La résistance du pont de base de l'AC 126 fait 56 k Ω et non 560 k Ω .

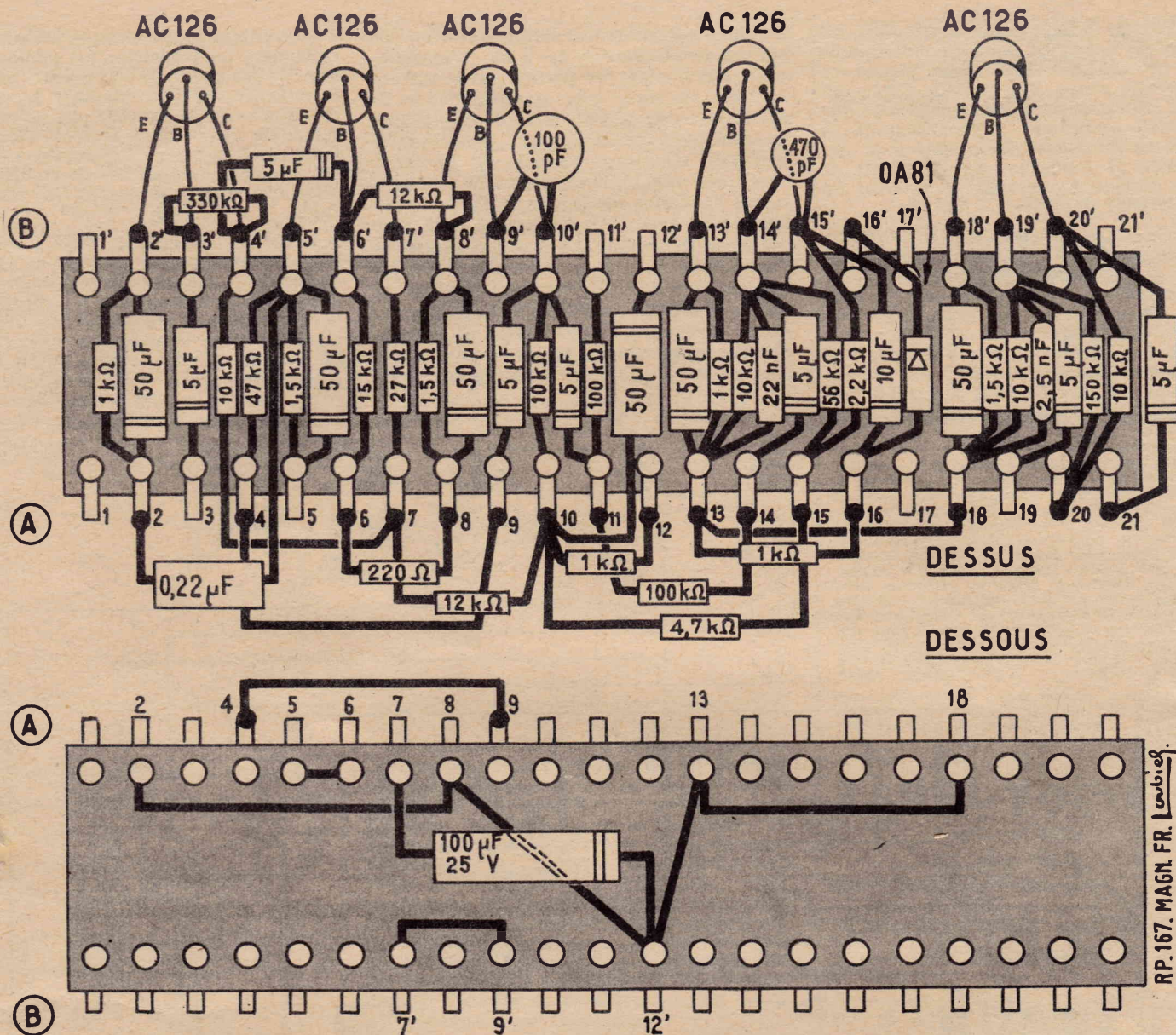


FIG. 2 - CABLAGE DE LA PLAQUETTE P/A - ENR. LECT.

ou toutes les trois en même temps. Il faut noter que ces têtes se trouvant à des distances différentes de la tête d'enregistrement, elles donnent des temps de réverbération différents. On peut donc, par les combinaisons signalées plus haut, obtenir un nombre important d'effets différents. La possibilité de trois vitesses de déroulement différentes, triple encore ces possibilités.

Le signal BF fourni par les têtes de lecture est appliqué à travers un condensateur de $5 \mu\text{F}$ à l'entrée de l'amplificateur de lecture. Celui-ci est à un étage équipé par un AC126. La base de ce transistor est polarisée par un pont composé d'une $150\,000 \text{ ohms}$ côté « moins » et d'une $10\,000 \text{ ohms}$ côté « masse ». Ce pont est découplé par un condensateur de $2,5 \text{ nF}$. Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de $1\,500 \text{ ohms}$ découplée par un $50 \mu\text{F}$ et le circuit collecteur est chargé par une $10\,000 \text{ ohms}$. Le signal recueilli sur le collecteur est transmis par un $5 \mu\text{F}$ à un potentiomètre de volume « Lect. » de $50\,000 \text{ ohms}$. Un condensateur de 220 pF placé entre le curseur et l'extrémité chaude introduit une correction physiologique. A partir du curseur de ce potentiomètre le signal est transmis à la prise de sortie à travers une cellule constituée par une résistance de $220\,000 \text{ ohms}$ shuntée par un 220 pF qui permet la sortie

en haute impédance. On peut donc prélever sur cette sortie le signal direct et le signal retardé selon les différentes combinaisons déjà signalées. On peut également avoir sur cette sortie uniquement le signal d'entrée.

Le signal retardé prélevé sur le curseur du potentiomètre « Volume Lecture » est aussi appliqué à un potentiomètre de $50\,000 \text{ ohms}$ (réverbération) à travers une cellule composée d'une $47\,000 \text{ ohms}$ et d'un 10 nF allant à la masse. Prélevé sur le curseur de ce potentiomètre, ce signal est appliqué par une $47\,000 \text{ ohms}$ à l'entrée de l'amplificateur d'enregistrement. Ce report, avec un certain retard, du signal de sortie de l'enregistreur sur l'entrée du préamplificateur d'enregistrement crée un effet de trainage qui correspond exactement au phénomène de réverbération. La mise en service de ce circuit de réinjection multiplie encore le nombre des effets qu'il est possible d'obtenir avec cet appareil.

L'alimentation. — Un transformateur permet l'adaptation à un secteur 110 ou 220 V. La tension secondaire est redressée à deux alternances par deux diodes 1WE2 et filtrée par une résistance de $10\,000 \text{ ohms}$ un condensateur d'entrée de $1\,000 \mu\text{F}$ et un de sortie de $100 \mu\text{F}$. La tension après filtrage est de 25 volts.

Réalisation pratique

Les principaux éléments constituant le préamplificateur d'enregistrement, le préamplificateur du vumètre et le préamplificateur de lecture sont placés sur une plaquette de bakélite sortie de deux rangées de 21 cosses. Le câblage à exécuter sur cette plaquette est indiqué sur la figure 2 dont une partie représente le dessus de la plaquette et l'autre partie le dessous.

On commence par souder les connexions qui relient les cosses 2, 8, 12', 13 et 18, puis celle qui réunit les cosses 5 et 6, puis celle qui relie 4 et 9 puis encore celle qui joint les cosses 7' et 9'. On pose ensuite, les condensateurs et les résistances exactement comme sur ces plans de câblage. Il y a lieu de remarquer que la plupart de ces composants doivent être situés sur la face du dessus de la plaquette; seul le condensateur de $100 \mu\text{F} - 25 \text{ volts}$ est soudé sous la plaquette entre les cosses 7 et 12'. Il s'agit du condensateur de la cellule de découplage de la ligne d'alimentation des deux premiers étages du préampli d'enregistrement. Tous les condensateurs et les résistances doivent être plaqués contre la plaquette. Ceux de ces éléments qui sont soudés entre des cosses d'une même rangée seront placés le plus près possible de ces cosses, de manière à donner à l'ensemble une disposi-

RP. 167. MAGN. FR. L. 10/50

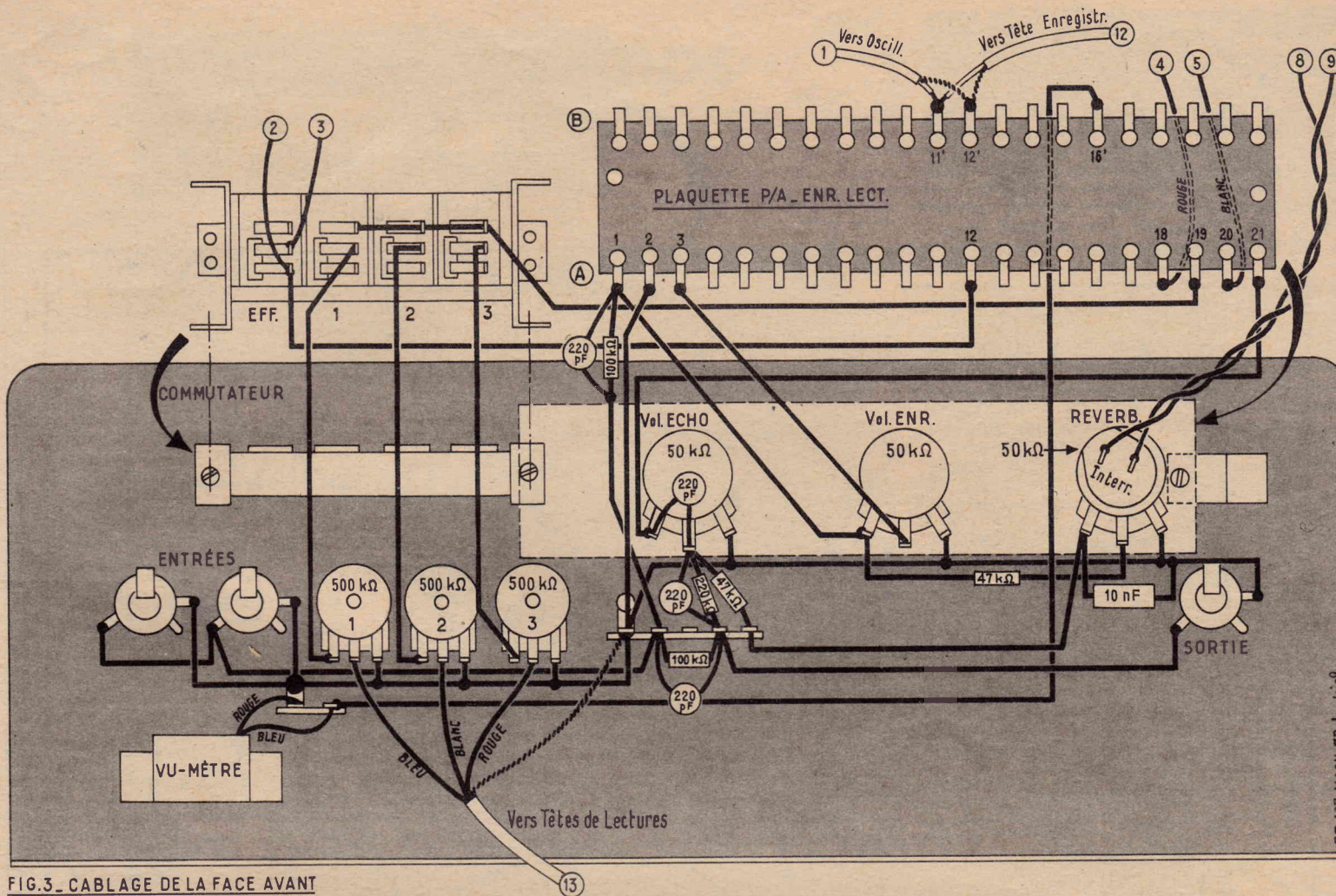


FIG.3_ CABLAGE DE LA FACE AVANT

tion compacte et rigide. On veillera néanmoins à ce que les fils de raccordement ne soient pas en contact entre eux et chaque fois qu'un tel court-circuit risque de se produire on les protégera avec du souplisso. En ce qui concerne la diode OA81, il faut respecter le sens que nous indiquons sur le plan, c'est-à-dire la cathode dirigée vers la cosse 16'. Pour les condensateurs électrochimiques, la même recommandation est nécessaire. Sur le plan leur pôle + est repéré par deux traits parallèles.

On pose les transistors en dernier, en respectant le brochage qui ressort nettement sur la figure 2. On ne coupera pas leurs fils trop court et on respectera les précautions d'usage pour éviter, au moment de la soudure, l'échauffement des jonctions. Enfin, si c'est nécessaire, on les protégera avec du souplisso.

L'oscillateur d'effacement est lui aussi exécuté sur une plaquette de bakélite qui, elle, est sertie de deux rangées de 9 coses. Son câblage est indiqué sur la fig. 4. Pour plus de commodité il doit être fait avant la mise en place dans la mallette.

On fixe tout d'abord le bobinage à l'aide de deux pattes filetées serrées sur les vis d'assemblage du pot. On soude les fils de sortie sur les coses indiquées. Ces fils sont identifiés par des couleurs de sorte qu'aucune erreur ne soit possible. On exécute ensuite le câblage qui est très simple et qui comprend notamment la pose des résistances et des condensateurs y compris l'ajustable de 30 pF. On soude en dernier le transistor 2N1990 et on n'oublie pas de le munir de son clips refroidisseur.

Une face avant métallique est prévue pour s'adapter à la mallette. Elle supporte

les organes de contrôle et de commande. On y fixe : le commutateur à 4 touches, les potentiomètres, les prises « entrée » et « sortie » et un relais à 4 coses isolées. Le vumètre est collé sur la découpe rectangulaire destinée à le recevoir. Cette face avant est représentée à la figure 3.

Avec du fil nu de forte section on exécute la ligne de masse qui joint une extré-

mité des 6 potentiomètres, le contact à masse des prises « entrée » et « sortie » et la patte de fixation du relais. Sur ce relais on soude la résistance de 100 000 ohms en parallèle avec un 220 pF. On soude également entre ce relais et le curseur du potentiomètre « Vol. écho » une résistance de 220 000 ohms shuntée par le 220 pF et une résistance de 47 000 ohms. Sur ce potentiomètre, on

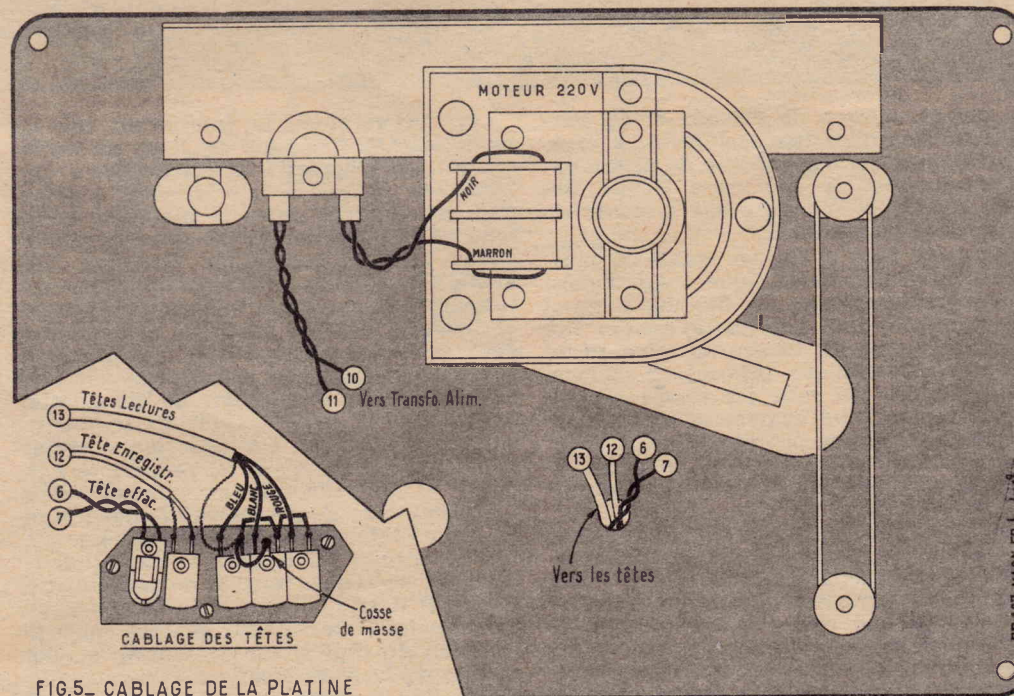


FIG.5_ CABLAGE DE LA PLATINE

soude le condensateur de 220 pF. On soude le 10 nF sur le potentiomètre « Réverbération » et une 47 000 ohms entre son curseur et l'extrémité du potentiomètre « Vol. enr. ». On établit les connexions qui relient les prises « entrée » et la prise « sortie » et le point chaud du potentiomètre « Réverbération » au relais à 4 cosses isolées. On connecte l'extrémité chaude

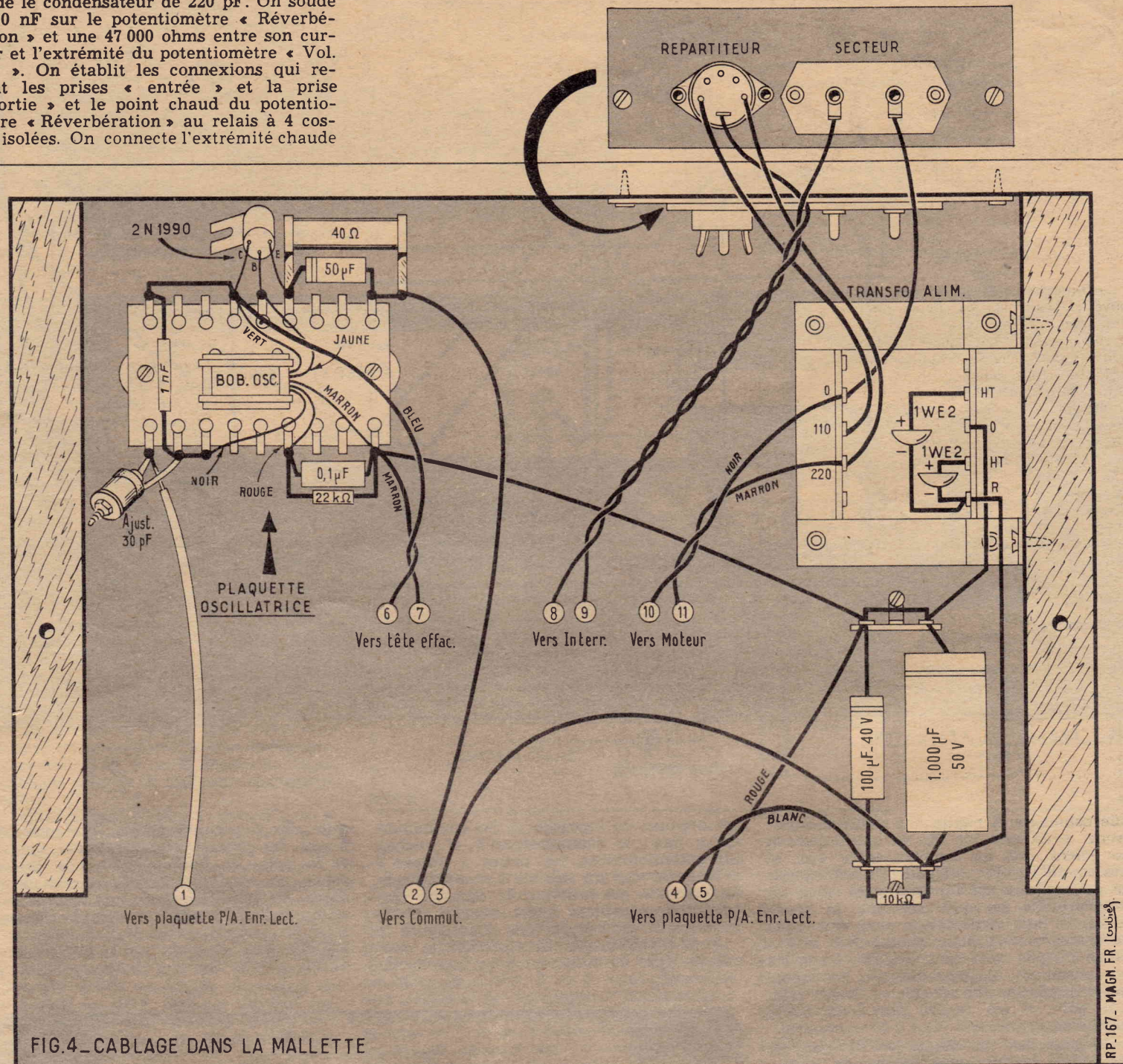


FIG.4_CABLAGE DANS LA MALLETTE

RP.167- MAGN. FR. Loubes

des potentiomètres de 500 000 ohms aux paillettes centrales des sections 1, 2 et 3 du commutateur. Sur la ligne de masse on soude un relais à une cosse isolée. On soude les fils du vumètre sur la cosse et sur la patte de ce relais.

Sur cette face avant on monte la plaquelette PA-ENR.-LECT. que nous avons câblée précédemment. La fixation s'effectue d'un côté sur une patte arrière du commutateur et de l'autre sur une sorte de potence métallique prévue sur la face avant. Ensuite on relie les cosses 1 et 3 respectivement sur l'extrémité chaude et sur le curseur du potentiomètre « Vol. enr. ». Entre la cosse 1 et le relais à 4 cosses on soude une 100 000 ohms shuntée par un 220 pF.

On relie encore la cosse 2 à la ligne de masse, la cosse 12 à la paillette avant de la section « effacement » du commutateur, la cosse 16' à la cosse isolée du relais à une cosse, la cosse 19 à la paillette arrière des sections 1, 2 et 3 du commutateur et la cosse 21 à l'extrémité chaude du potentiomètre « volume écho ».

On monte, alors, la face avant sur la mallette. On fixe, sur le fond de cette mallette, la plaquelette oscillatrice déjà câblée. Sur les vis à bois servant à cette fixation on place entre la plaquelette et le fond de la mallette des tampons de caoutchouc formant suspension élastique. On monte le transfo d'alimentation sur un tasseau intérieur de la mallette et près de ce transfo, sur le fond de la mallette, deux relais à 2 cosses isolées. Sur une plaquelette métallique qui prend place sur une ouverture de la face arrière de la mallette, on dispose la prise secteur et le répartiteur de tensions. On peut alors câbler l'alimentation comme il est représenté à la figure 4. On effectue les liaisons entre l'alimentation, la plaquelette oscillatrice et la section effacement du commutateur. On réalise ensuite les liaisons entre l'alimentation et les cosses 18 et 20 de la plaquelette PA-ENR.-LECT. Par un cordon torsadé on branche l'interrupteur général entre le commun du répartiteur de tension et une douille de la prise « secteur ».

Par un fil blindé on réunit le 30 pF

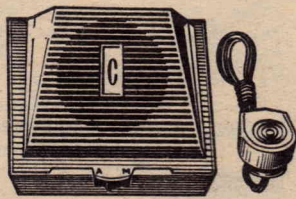
ajustable de la plaquelette oscillatrice à la cosse 11' de la plaquelette PA-ENR.-LECT. La gaine de ce fil, vous le voyez, doit être soudée sur la cosse 12'.

La fig. 5 montre le raccordement de la platine. Les fils d'alimentation du moteur sont soudés entre les cosses 0 et 220 du transfo d'alimentation. Avec un cordon torsadé on connecte la tête d'effacement à la plaquelette oscillatrice. La tête enregistrément est branchée par un fil blindé entre les cosse 11' et 12' de la plaquelette PA-ENR.-LECT. ; la gaine étant soudée sur la cosse 12'. Par un câble blindé à 3 conducteurs, les têtes de lecture sont reliées au curseur des potentiomètres 500 000 ohms 1, 2 et 3. La gaine de ce câble doit être soudée comme l'indique les figures 3 et 5.

La mise au point est pratiquement nulle ; elle se résume dans le réglage du condensateur ajustable de prémagnétisation. Ce condensateur doit être vissé presque à fond pour obtenir un fonctionnement correct.

A. BARAT.

Toutes vos
communications téléphoniques
SUR H.P.
tout en gardant les mains libres
AMPLI
TÉLÉPHONIQUE
C. 61



Luxeuse présentation, forme pupitre (se pose ou se fixe). Appareil très sensible et de grande puissance (5 transistors). Fonctionne immédiatement par simple application d'une ventouse directement sur le poste téléphonique.

CARACTERISTIQUES :

5 transistors, sur circuit imprimé - Micro ventouse relié à l'appareil par un fil de 140 cm - Alimentation par pile standard 9 volts (pression). L'appareil comporte sur la face avant un inverseur marche-arrêt ; sur la face arrière une molette de réglage de puissance.

GARANTIE 2 ANS.

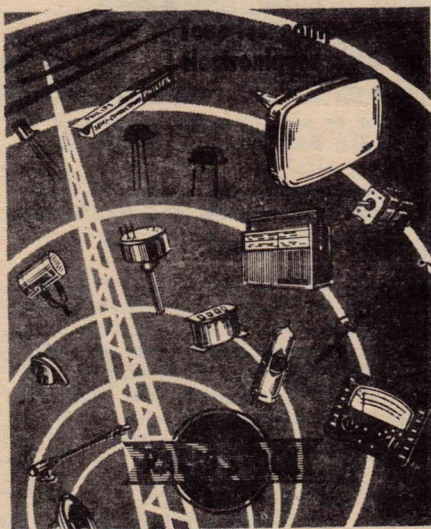
PRIX (T.T.C.) FRANCO couleur au 98,00
choix (noir ou blanc)

Expédition immédiate c/ mandat ou chèque à la commande
Envoi c/ remboursement p. Métropole seulement (sauf les militaires) : frais en sus

J.-P. LEFEBVRE

9, enclos de la Prairie 59-VALENCIENNES
C.C.P. LILLE 2475-47
Téléphone : 46-68-37

Vient de paraître !



CATALOGUE COMPLET

Ensembles en pièces détachées, tubes et Semiconducteurs professionnels
RADIOTECHNIQUE

Envoi contre 2 timbres à 1,00 pour frais (rappeler le numéro de la revue)

RADIO-STOCK

6, RUE TAYLOR - PARIS-10^e

TEL. NOR. 83-90 - 05-09

RAPY

évolution du discriminateur

par F. KLINGER

Deux faits nous semblent aujourd'hui indiscutables : la nette supériorité des émissions (donc des réceptions) en modulation, dite de fréquence, et son intervention chronologique, nettement et longtemps après la modulation d'amplitude, la plus simple et même dans une certaine mesure, la plus logique. Le chemin que les chercheurs ont alors été obligés de suivre, ce chemin nous semble aujourd'hui encore le plus facile à suivre, pour qui voudrait comprendre — oui, vraiment comprendre — le principe même de la modulation de fréquence. C'est que, situation à la fois inconfortable pour certains (et même pour la majorité), et élémentaire pour d'autres : la modulation de fréquence (FM) se comprend et se démontre plus vite à l'aide d'un petit développement mathématique que nous nous abstenons de faire ici, car, d'une part, nous ne sommes pas certains de pouvoir être suivi par tous nos lecteurs et, d'autre part, de telles conclusions ne reposeraient sur aucune donnée exploitable dans la pratique... et la pratique reste bien le but toujours présent à nos esprits dans notre Revue.

Puisque, donc, évolution il y a, voyons d'abord ce qui demandait à évoluer.

Démodulation

La condition essentielle de toute transmission par des moyens électro-magnétiques, repose sur les propriétés présentées par des oscillations produites dans une gamme de fréquences bien déterminée : en-dessous d'une limite inférieure et après une sorte de zone d'hésitation, la transmission ne se ferait que dans l'air et par des voies directes de la source vers le récepteur (généralement notre oreille) : les tuyaux, les liquides, les solides même, n'en sont qu'une variante du seul point de vue qui nous intéresse ici ; au-delà, et encore après une étendue relativement importante, se situeraient la lumière, les couleurs et plus récemment même les lasers (fig. 1).

Pourquoi ces zones, pourquoi ces propriétés si fondamentalement différentes ? Nous ne craignons pas d'avouer notre parfaite ignorance, non pas des manifestations, mais des causes directes et déterminantes.

Une réception qui se ferait uniquement à l'aide de ces signaux se renouvelant avec grande régularité, tant dans leur fréquence (ici donc haute) que de leur forme (ils sont au départ parfaitement sinusoïdaux) finirait très rapidement par sembler monotone à un « auditeur » éventuel — si l'on peut dire — puisque, précisément, il ne devrait rien entendre du tout. Même si, en maniant l'élément de réglage d'un récepteur, la plupart du temps le condensateur variable, on parvient à distinguer les emplacements des émetteurs qui se contentent d'émettre des signaux de ce genre « HF pure » ou « HF non modulée », par suite d'une sorte de chuchotement, c'est surtout parce qu'à une telle fréquence le signal produit volontairement et intentionnellement, dépasse très

largement les niveaux possibles des divers signaux électriques incontrôlés et incontrôlables qui ont nom « parasites atmosphériques ».

Ces signaux HF serviront donc uniquement de support à la modulation et c'est celle-ci seule que l'on désirera percevoir à la réception. Suivant la nature du message à transmettre, ces signaux de modulation seront codés, par exemple en langage Morse ou ils seront du type basse fréquence (B.F.) et correspondront donc à des sons musicaux, ou encore ils équivaldront eux-mêmes à des fréquences déjà plutôt élevées : la vidéo de notre télévision représente, elle aussi, une modulation, répondant pratiquement aux mêmes lois que la B.F.

Incorporer l'un ou l'autre de ces groupes dans une porteuse de haute fréquence (H.F.) c'est « moduler » celle-ci et « moduler en amplitude », c'est modifier, à un rythme régulier, les pointes des sinusoïdes H.F. : nous avons, en effet, fait ressortir le caractère régulier de ces signaux.

Si notre figure 2 montre fort bien la forme de l'onde obtenue à la sortie de l'étage modulateur, donc de l'onde que nous expédierons au loin, en partant de notre antenne d'émission, elle ne révèle que médiocrement ce que représenterait ici la notion si répandue de « valeur moyenne » d'un signal variant avec régularité en fonction du temps.

Si le temps d'observation d'un tel signal correspond au temps qui s'écoule entre

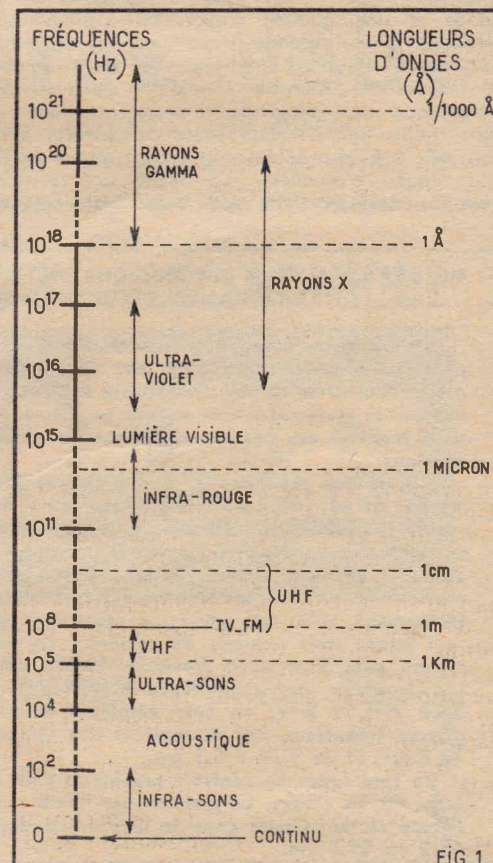


FIG. 1

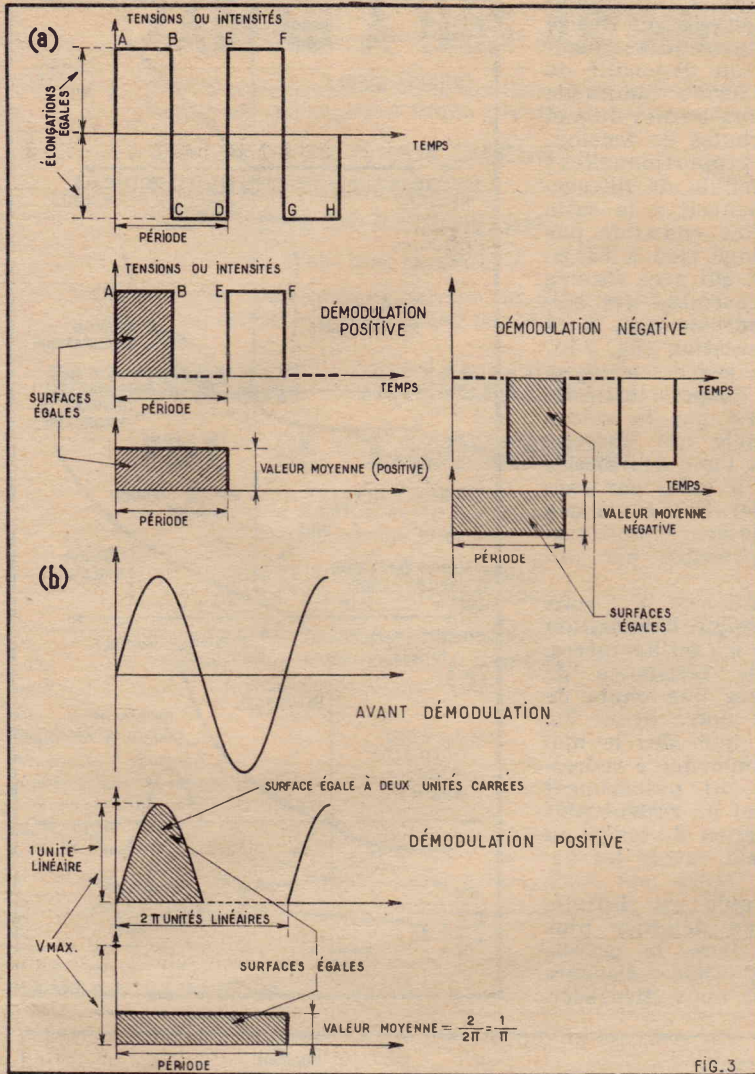


FIG. 3

deux passages de ce signal par une seule et même valeur, si donc l'observation porte sur une période entière ou sur un multiple entier de telles périodes, on aura rencontré (fig. 2) autant d'élongations positives que d'élongations négatives et si, enfin, les élongations maxima de ces élongations sont égales, en valeur absolue alors la valeur moyenne de ces élongations sera nulle.

Sur le plan de notre H.F. modulée, il en résulte alors que, modulée ou pas, la valeur moyenne, tout en passant par des valeurs instantanées fort différentes, restera bel et bien nulle. En d'autres termes encore : si une telle onde modulée, nous avons bien réussi à la produire et même à l'expédier, nous aurons travaillé pour rien, puisqu'à la réception, nous ne serons pas en mesure d'en préciser la provenance (modulée ou non). A moins que le récepteur ne comporte un dispositif de demodulation.

La façon même que nous venons d'employer pour montrer la nécessité d'un tel dispositif indique en quoi consistera le travail que nous serons en droit d'en attendre ; rendre la valeur moyenne non nulle. Elle délimite également nos exigences, puisque, dans une telle définition de portée générale, il n'est absolument pas indiqué, laquelle des deux alternances doit disparaître et même lorsque cette condition n'est pas respectée, par exemple, dans le cas de la télévision, nous disposerons toujours de moyens permettant de redonner à l'image les teintes normales (« non négatives ») désirées.

Tous les signaux possibles ne prennent pas toujours une forme sinusoïdale et si, pour simplifier nos calculs, nous envisa-

geons d'abord le cas d'une série de signaux rectangulaires, nous trouverons, après demodulation, l'aspect de notre figure 3-a qui indique très clairement la valeur numérique de cette donnée moyenne : en partant d'alternances, d'élongations et de durées égales, il ne subsistera plus qu'une alternance sur deux et une valeur moyenne égale à la moitié de chacun des maxima (négatif ou positif) précédents. Si le principe de telles déterminations reste maintenu, lorsqu'on se préoccupe de formes plutôt sinusoïdales, donc, dans notre cas particulier, de portées H.F., l'obtention des valeurs numériques dépasse un peu le cadre de cet exposé et nous nous contenterons de retenir que ce niveau se situera à environ un tiers de l'élongation la plus forte (fig. 3-b).

Même si la modulation B.F. semble modifier en bloc les pointes de toutes les alternances de la H.F. pure, on peut tout de même admettre que c'est, en fait, chacune de ces alternances qui subit séparément une modification et comme, pour la détermination des valeurs moyennes, nous observons les périodes une à une, nous trouverons une valeur moyenne différente, pour chacune de ces périodes ; différente, certes, d'une période à une autre, mais dépendant étroitement dans chacune d'elles, des maxima atteints. Maximum important : valeur moyenne plus élevée, maximum plus réduit : valeur moyenne également plus faible. Et comme ces pointes ne sont elles-mêmes que la résultante de la H.F. et de la B.F., c'est finalement (fig. 4), après demodulation sur ces valeurs moyennes, que se reflète la modulation : on dira que ces valeurs moyennes sont proportionnelles à la B.F.

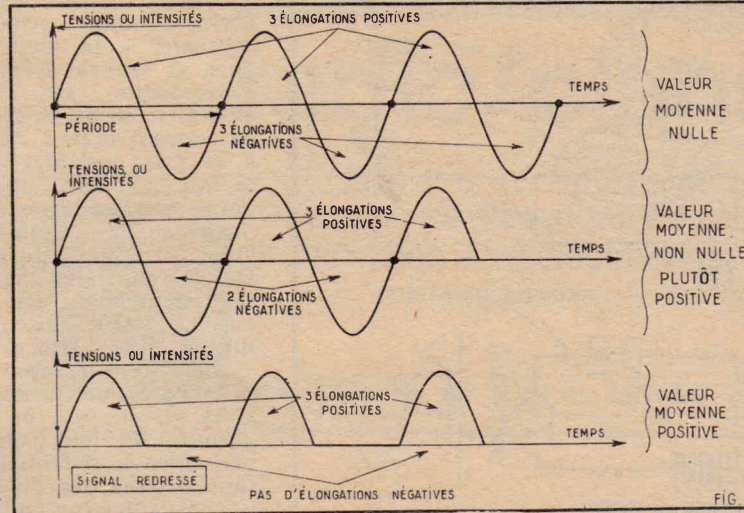


FIG.

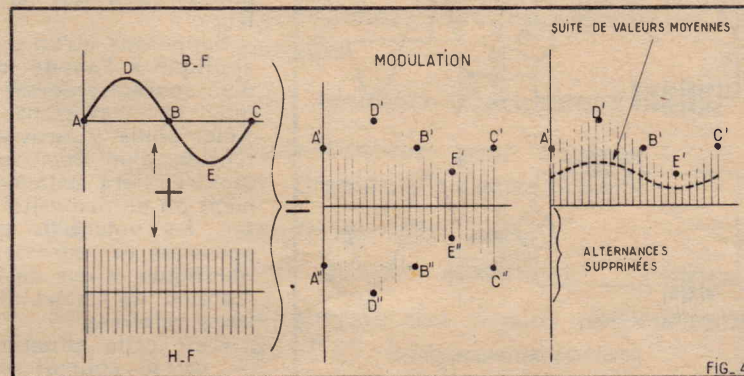


FIG. 4

Problèmes de détection

Ainsi, si demoduler semble se ramener à redresser des signaux non unidirectionnels (terme également consacré employé couramment, surtout après détection) le premier système qui vient à l'esprit est bien l'emploi de redresseur système qui se retrouve dans bon nombre de réalisations, chacun le sait. Le fait que les redresseurs cessent de s'appeler « valves » ne change rigoureusement rien au principe et nous retrouvons dans ce fonction, au débit et aux potentiels produits les diodes mêmes des redresseurs industriels à 50 périodes. Cet effet redresseur présenté par les semi-conducteurs, croit pouvoir l'expliquer de la façon suivante... et cette explication nous laissons volontiers nôtre, n'ayant point trouvé à ce jour, ni réfutation de ses arguments ni interprétation meilleure ou plus complète.

Mettre en présence deux semi-conducteurs dopés en opposition, l'un P (élément de la colonne IV + élément de la colonne III ; les colonnes étant celles de la classification périodique), l'autre (IV + V), c'est créer automatiquement une jonction (fig. 5-a) avec les polarités indiquées. Si on détaille les diverses sections appliquées, on peut assimiler chacune d'elles à un petit générateur alternatif (fig. 5-b) ; suivant que ce potentiel est positif ou négatif et aussi suivant l'extrémité de la jonction, à laquelle l'applique, le circuit sera monté en dérivation directe ou, au contraire, en dérivation inverse ; les lois les plus élémentaires concernant le signe des charges électriques, entraînent automatiquement les sens de parcours de notre figure mais comme, dans l'un des cas, le sens du potentiel appliqué correspond précisément au signe des porteurs majoritaires dans cette section, on assistera à une conduction, alors que, dans l'autre c

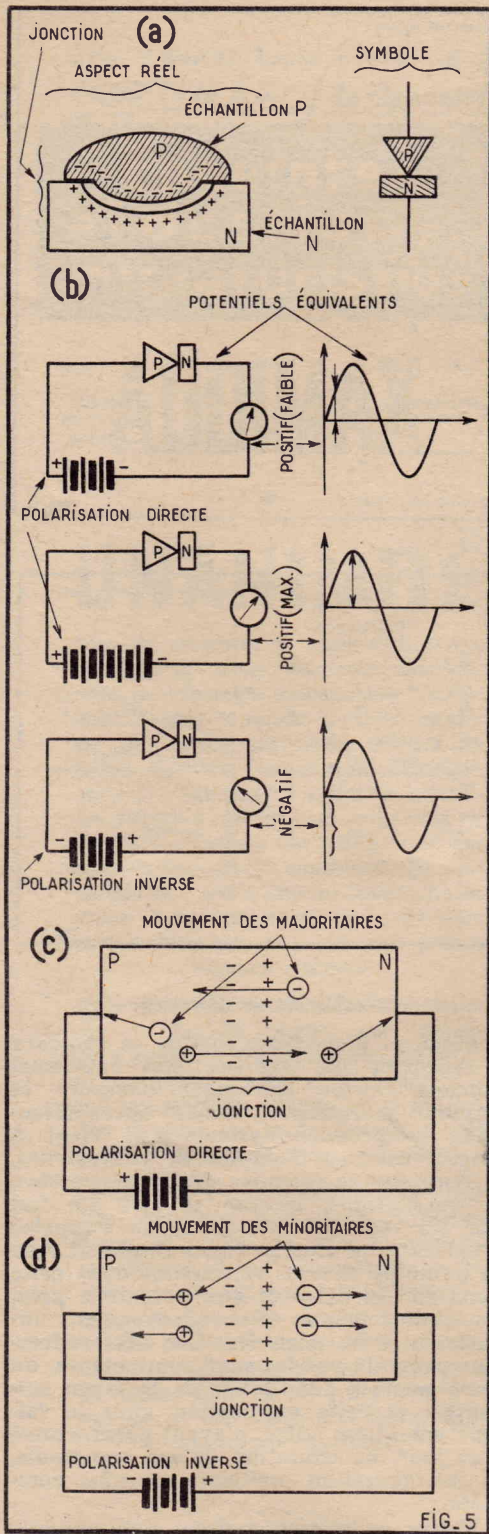


FIG. 5

conduction, assurée uniquement par des minoritaires, se montrera peu vigoureuse et ne donnera lieu qu'à un courant fort réduit (fig. 5-d).

L'idéal serait (fig. 6) d'obtenir un courant tellement réduit que l'on puisse l'assimiler à un courant parfaitement nul et telle est bien la situation dans un tube à vide; l'inconvénient, si cela en est un, qui semble alors s'attacher aux redresseurs appelés encore « à cristaux », est largement compensé par la faible consommation de puissance, due elle-même à l'absence de filament: l'oscilloscope révèle, sans doute possible, l'existence de la partie BCD (fig. 6-c), reste assez caractéristique d'une alternance fortement réduite, mais aucunement éliminée dans sa totalité.

L'un ou l'autre des systèmes transforme, en quelque sorte, des variations de potentiel bi-directionnelles, en variations de

courant (redressé) presque uni-directionnelles: comme, généralement, on désire retrouver à la sortie encore des potentiels, il faudra prévoir un dispositif de transposition, sous la forme habituelle d'un élément de charge aux bornes duquel ce courant créera des chutes de tension, à la fois variables et proportionnelles; le fait que, dans une cellule de filtrage, l'organe placé immédiatement à la suite du redresseur semble être constitué par un condensateur ne change rien à l'existence d'une telle charge qui sera formée tout simplement par l'ensemble des circuits raccordés à ce redressement, à ce filtrage ou à cette alimentation (fig. 7-b).

Dans tous les cas, ce redressement se rattache à une question de polarités relatives et, en fait, ce n'est pas la valeur absolue de ces potentiels qui compte, mais bien le potentiel de l'une des sorties (anode dans des diodes à vide) par rapport à l'autre (ou cathode). Et c'est là que réside la difficulté de l'interprétation graphique, pourtant indispensable par ailleurs.

Supposons qu'un potentiel de + 3 volts appliqué à l'anode provoque l'apparition d'un courant redressé de 0,5 milliampères, qui, en traversant une résistance de 1 000 ohms y provoquera une chute de tension d'un demi-volt: notre figure 7-c montre alors nettement que, dès le moment où ce dispositif commence à redresser, les potentiels qui ont précédemment provoqué ce redressement ne restent plus identiques et que de fraction de temps en fraction de temps, il faut revoir les valeurs relatives.

C'est cette situation qu'il est difficile — on le conçoit — de détailler plus avant sans se lancer dans de grands discours et c'est de tels discours qu'un graphique devrait nous dispenser.

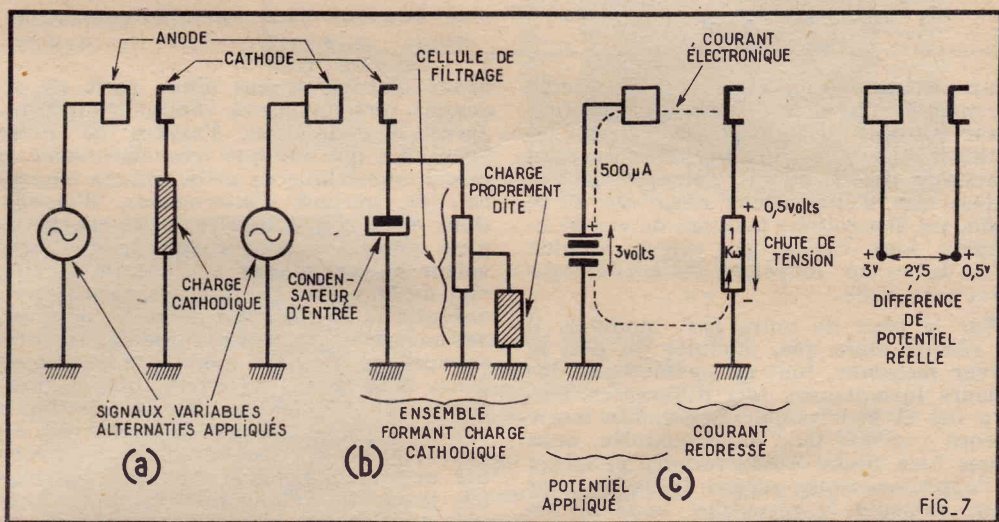


FIG. 7

Les courbes de départ sont celles que nous fournissent les fabricants, mais ce réseau statique, notre droite de charge le dotera de qualités dynamiques, en indiquant, en un premier temps, directement les potentiels redressés en fonction des potentiels appliqués et ce, sans l'intervention réelle du courant redressé. En une autre étape cependant, il faudra rectifier à chaque instant ces résultats partiels en tenant compte de ces chutes de tension et des modifications qui en résultent pour les potentiels appliqués réellement entre les deux électrodes du redresseurs: nous avons reporté directement ces indications sur notre figure 8, qui, grâce à ses inscriptions, devrait sans peine nous permettre la transposition de ces résultats pour d'autres redresseurs dont notre figure 9 indique quelques courbes directement exploitables.

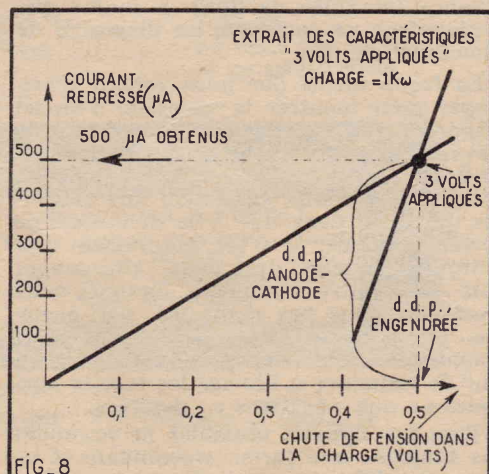


FIG. 8

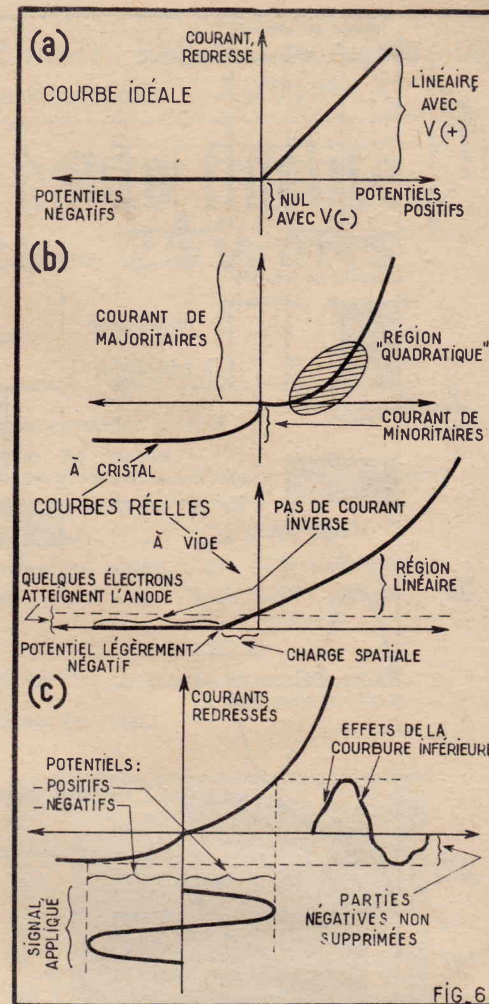


FIG. 6

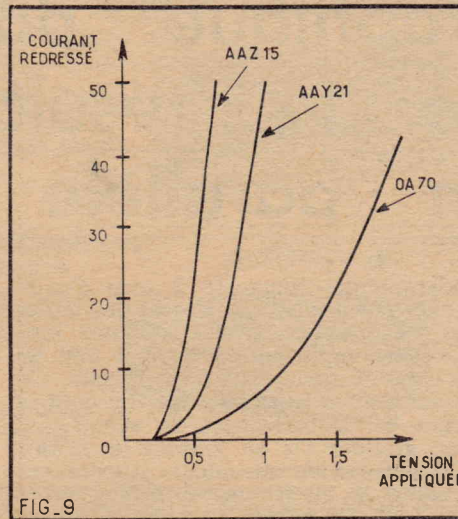
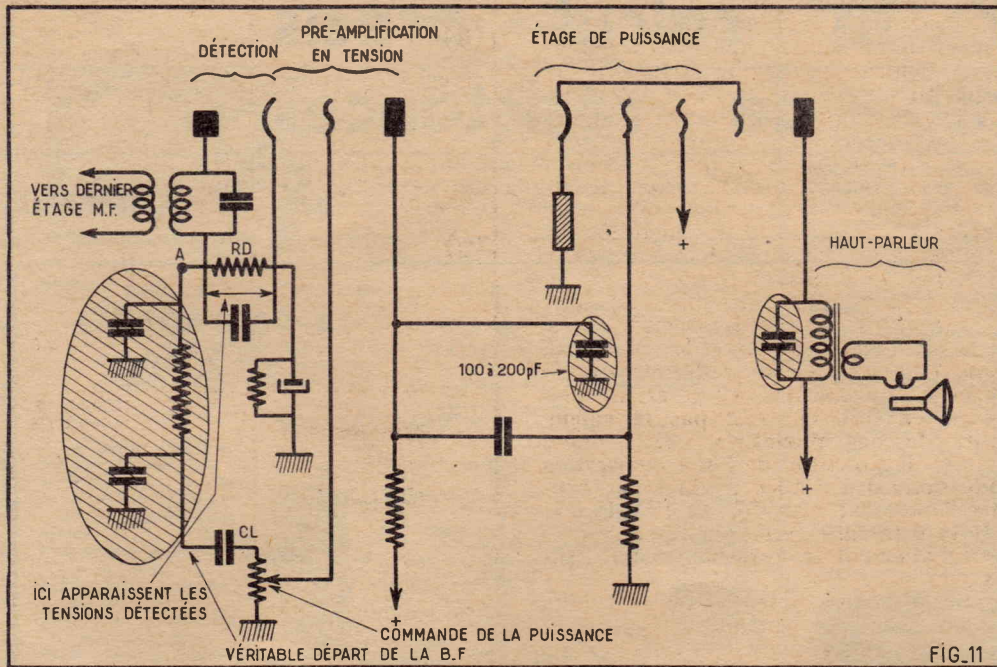
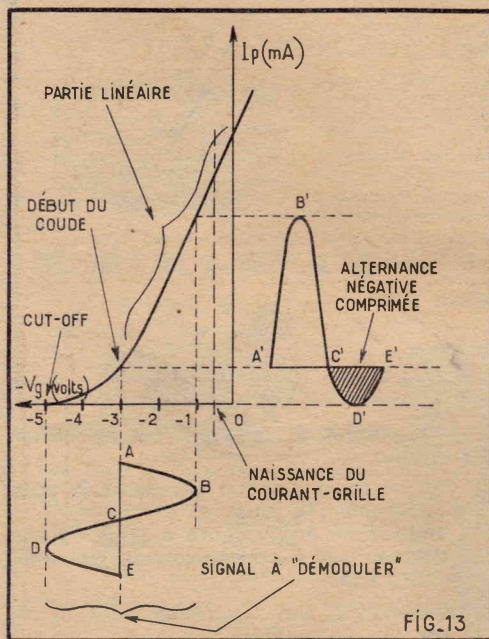


FIG. 9



dans les tubes amplificateurs on considère comme représentant le circuit d'entrée.

Ce qui rend ce système, à la fois, spécial et intéressant, c'est qu'il doit obligatoirement faire appel à l'apparition de ce courant grille, que l'on craint tellement par ailleurs, et qu'en prélevant le résultat final dans l'anode du tube triode (ou penthode, répétons-le), on bénéficie directement de l'effet amplificateur de cet étage : c'est cette vertu que l'on traduit en parlant de la sensibilité spécialement élevée de cet étage détecteur. La résistance de charge est complétée par un condensateur, organe nullement indispensable à la détection proprement dite, contrairement à ce que l'on entend souvent dire : placé dans une telle position, il accroîtra surtout le « rendement de la détection » en permettant de récupérer les pointes des signaux, donc bien plus que la valeur moyenne et c'est accessoirement seulement, en créant cette préférence, que l'on peut admettre qu'il éliminera quelques-uns des résidus H.F. pouvant encore subsister après détection ; la meilleure preuve qu'il ne s'agit là que d'une fonction complémentaire, c'est que cette action est insuffisante et qu'il faut la compléter par d'autres « dérivations » dont notre figure 11 cherche à montrer l'essentiel.

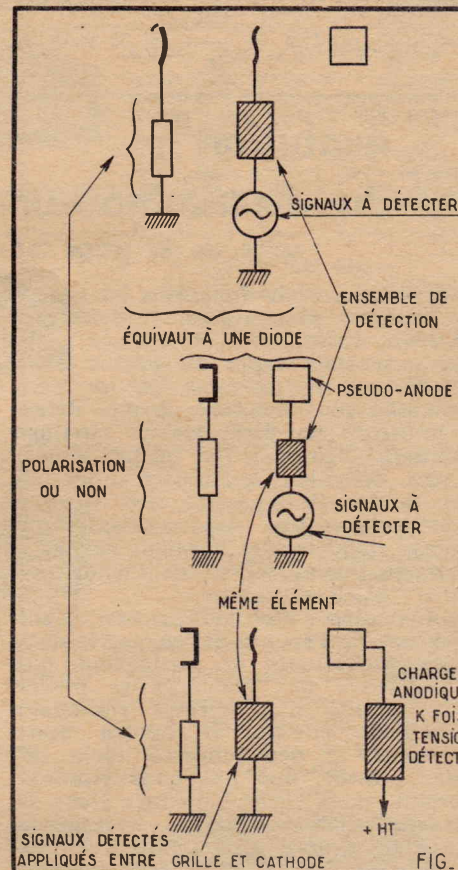


FIG. 12

Détections spéciales

En fait, à la fois détections différentes et détections nées avant même celle que nous venons d'examiner, et en premier lieu (fig. 10), la détection, dite « grille » qui, associée à une réaction variable, n'a nullement épuisé toutes ses possibilités, même de nos jours et qui, au-delà de cette réaction, correspond presque exactement à nos oscillatrices classiques. Nous pouvons même la rattacher directement aux redresseurs, disons à deux électrodes, en considérant séparément sa cathode et la grille de commande d'une triode, voire d'une penthode.

Les signaux à redresser sont bel et bien appliqués entre ces deux électrodes et le produit de ce redressement ou de cette détection, ou même de cette véritable démodulation apparaît encore aux bornes d'une charge placée soit dans la cathode, soit dans cette pseudo-anode : de toutes façons, cette charge vient influencer l'espace grille-cathode, cet espace que même

Comme indiqué plus haut, il suffira (fig. 12) de déplacer la résistance de charge (et même cela n'est pas tellement indispensable) en ramenant une des extrémités vers la masse, pour retrouver les formes les plus traditionnelles des oscillateurs.

Autre détecteur, nettement moins fréquent de nos jours : celui qui fait appel à l'existence dans pratiquement tous les réseaux de caractéristiques d'un coude en-dessous duquel aucun courant anodique n'apparaît plus dans le circuit de la sortie ; ce point de fonctionnement, dit au cut-off, ne diffère, en fait, aucunement des amplificateurs en classe B et si ceux-ci exigent dans tous les cas un dispositif complémentaire (fig. 13), (par exemple un étage push-pull), c'est que l'une des alternances du signal disponible à l'entrée y est supprimée, précisément par l'effet détecteur, et qu'il faut rétablir l'alternance ainsi escamotée.

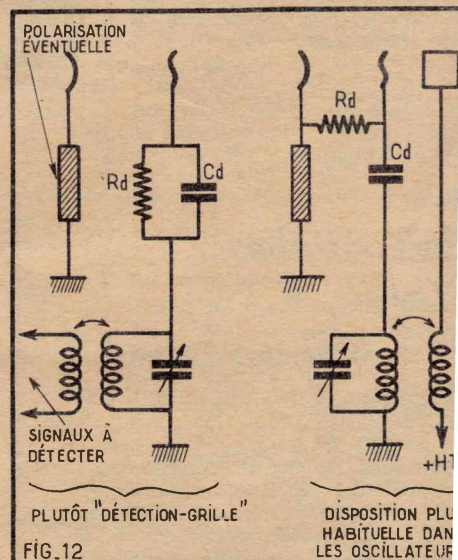


FIG. 12

graphique pour le calcul précis de la résultante de résistances en parallèle

par M. RAMEAUX

Ce graphique comporte 2 axes Ox et Oy : axes sur lesquels on choisit des unités égales, et que l'on gradue sur une longueur assez importante. Ces axes font un angle sensiblement égal à 30 degrés. On trace ensuite un troisième axe Oz, dont la direction est la bissectrice de xOy.

Pour graduer Oz on joindra les points de Ox aux points de même numéro sur Oy. Soient X et X' ces 2 points, on a $OX = OX'$. La valeur du point Y, intersection de XX' avec Oz se déduira ainsi : $OY = \frac{OX}{2}$ ou $OY = \frac{OX'}{2}$. Si X vaut 8,

évolution du discriminateur suite de la page 51

Si ce coude existe dans tous les cas, il ne se compose pas toujours de deux sections bien déterminées et toute « cette région » se traduit par un extrait d'arc de cercle ou de parabole qui ne peut évidemment plus conduire à une détection linéaire : on dira que ce montage détecteur se distingue (ou pêche, plutôt) par une détection quadratique des signaux faibles. Mais même des signaux plus importants (qui dépasseraient donc ce niveau défavorable) auraient encore à souffrir de l'inconvénient de l'amortissement.

On démontre l'effet néfaste exercé sur les courbes de réponse et, en particulier, sur les coefficients de surtension par une résistance qui viendrait se placer sur la totalité d'un circuit résonnant ou oscillant et ici, il faudra donc faire appel, à des tubes à forte résistance interne, non pas pour éliminer cet ennui, mais pour l'atténuer dans la mesure du possible. Revers — avantageux — de cette médaille : possibilité à nouveau d'accroître la sensibilité en s'approchant des conditions d'entrée en oscillations par action sur la tension d'écran, facteur déterminant des tubes pentodes.

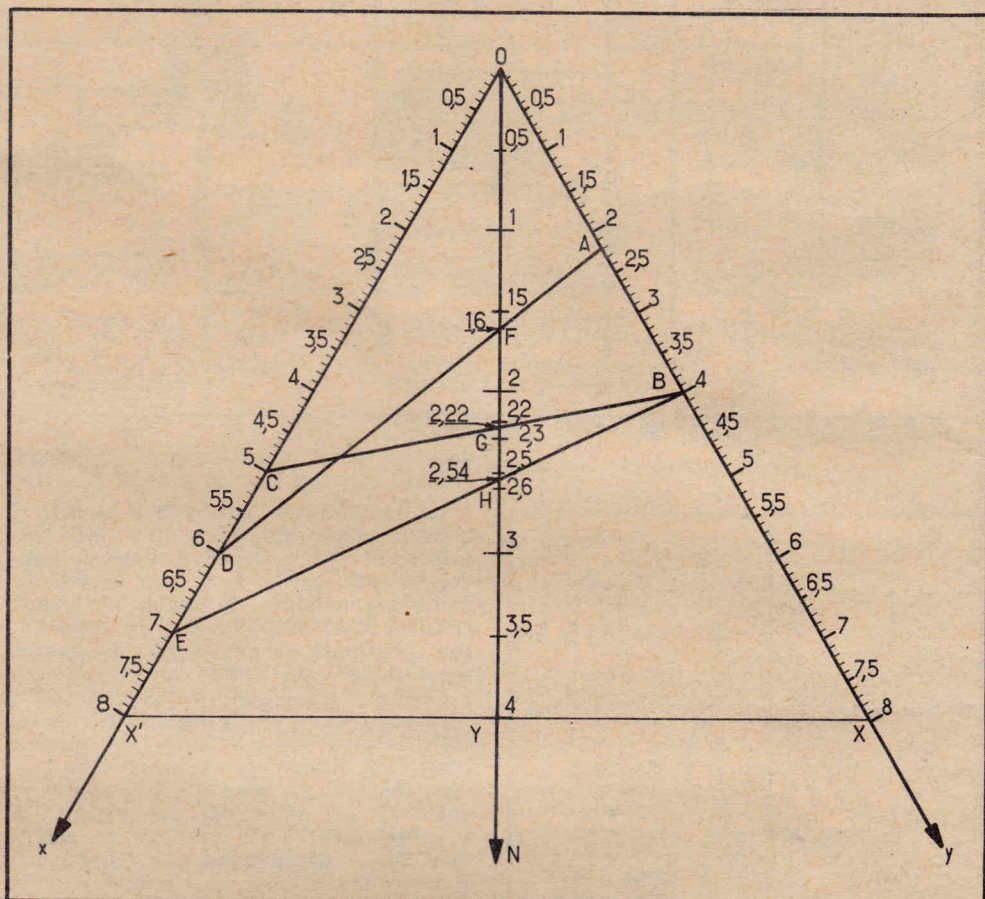
Et c'est essentiellement encore cette condition d'amortissement qui conduit à l'élaboration de cette détection si originale et pourtant si rarement utilisée : la détection Sylvania.

les diodes Zener R.T.C.

suite de la page 47

volts pour Iz = 200, 500, 1 000 ou 2 000 mA.

d) BZY 91 pour courants forts : puissance maximale dissipée pour température de fond de boîtier de 65°C = 75 W ; boîtier métallique DO-5 ; 22 types (Vz de 10 à 75 volts pour Iz = 500, 1 000 ou 2 000 mA).



$X = 8$
Y vaudra $\frac{X}{2} = 4$.

Principe.

1^{er} Problème. Soit à remplacer les 2 résistances R_1 et R_2 en parallèles par une seule autre résistance. $R_1 = 4 \Omega$, $R_2 = 7 \Omega$.

Solution : Pour calculer la résistance équivalente en pose :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$$

soit $\frac{1}{R} = \frac{1}{4} + \frac{1}{7} = \frac{11}{28}$ ou $R = 2,54 \Omega$

L'emploi de ce graphique a pour but d'éviter ce calcul (surtout quand le nombre de résistance est grand et leurs valeurs importantes). En effet, sur Oy on portera la valeur 4 Ω : point B et sur Ox 7 Ω : point C.

La valeur de R sera donnée au point d'intersection de BE avec Oz : on peut lire : 2,54 Ω .

2^{ème} problème. Soit à remplacer R_1, R_2, R_3 , résistances en parallèles. Exemple : $R_1 = 5 \Omega$, $R_2 = 4 \Omega$, $R_3 = 6 \Omega$. Quelle est la valeur de la résistance équivalente ?

Solution : Si on fait le calcul on obtient :

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

$$\text{ou : } \frac{1}{5} + \frac{1}{4} + \frac{1}{6} = \frac{74}{120} = \frac{1}{R}$$

$$R : \frac{120}{74} = 1,62.$$

Par le graphique : le problème se résout en 2 étapes.

1. Porter $R_2 = 4 \Omega$ sur Oy point B, puis $R_1 = 5 \Omega$ sur Ox point C.

La résistance équivalente a pour valeur celle donnée par l'intersection de BC avec Oz, on lit 2,22.

2. Porter 2,22 sur Oy point A et $R_3 = 6 \Omega$ sur Ox point D.

La valeur de la résistance capable de remplacer R_1, R_2, R_3 en parallèle est donnée en joignant A à D dont l'intersection avec Oz nous donne 1,62.

Avantages de ce procédé :

- Rapidité,
- Suppression des erreurs dues aux restes des divisions,
- Précision d'autant plus exacte que les graduations sur Ox et Oy seront grandes,
- Possibilité d'emploi pour les condensateurs en série

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

ainsi que pour les inductances en parallèles

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$$

— Pour les faibles valeurs, multiplier celles-ci par 10 et diviser le résultat final par 10.

— Si le nombre de résistances, condensateurs, inductances est grand, les grouper deux par deux, ainsi que les résultats intermédiaires jusqu'à obtention du résultat final.

capteur téléphonique

C'est indéniable, le téléphone tient une très grande place dans la vie moderne. Pour beaucoup c'est un instrument de travail indispensable. Actuellement il déborde du domaine professionnel et s'introduit chaque jour davantage dans le cadre familial.

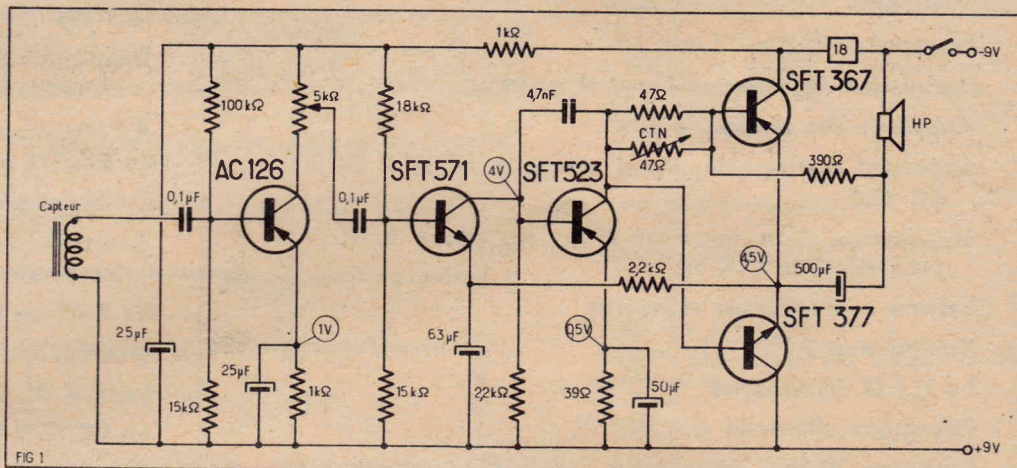
Tel qu'il est conçu, le téléphone présente, comme toute chose des avantages et des inconvénients. Parmi les avantages, outre évidemment la possibilité d'établir rapidement des communications même à très longues distances. On peut dire qu'il préserve, grâce à l'emploi d'un écouteur, le secret des conversations. Mais cet avantage devient souvent un inconvénient. Il arrive, en effet, que l'utilisateur ait besoin de s'adresser à plusieurs personnes réunies autour du poste appelé. Cela n'est pas possible puisque l'on ne dispose que du combiné et d'un écouteur supplémentaire permettant l'écoute à seulement deux personnes.

Le fait d'être obligé de tenir le combiné à proximité de sa bouche et de son oreille est dans bien des cas une gêne : par exemple lorsqu'un dossier est à consulter ou encore lorsque le correspondant vous demande de patienter un moment. Dans ce dernier cas, le fait d'être astreint à tenir l'écouteur contre l'oreille rend toute autre activité impossible. Dans ces circonstances et dans bien d'autres encore il serait intéressant de pouvoir entendre par l'intermédiaire d'un haut-parleur. Comme il n'est pas question de modifier l'installation faite par l'administration des P. et T., la seule solution valable est l'utilisation d'un amplificateur téléphonique. Ce procédé tend à se généraliser de plus en plus en raison de sa simplicité d'installation et d'utilisation et enfin des commodités qu'il procure.

Le principe de cet appareil est très simple. Les courants BF qui parcourent les fils et les composants d'un poste téléphonique créent un champ magnétique variant selon la même loi. En plaçant une bobine caprice dans ce champ magnétique ce dernier y induit un courant de même forme. Ce courant, étant trop faible pour être immédiatement utilisable, est appliqué à un amplificateur qui procure en

sortie la puissance nécessaire pour actionner un haut-parleur. On donne à l'ensemble bobine, amplificateur et haut-parleur le nom de capteur téléphonique.

Celui que nous vous proposons est très simple donc facile à réaliser et cependant très efficace. Il peut être installé sur n'importe quel poste téléphonique sans nécessiter une autorisation quelconque de la part de l'administration. Bien entendu il est équipé avec des transistors qui lui apportent leurs avantages habituels : faible consommation et possibilité de donner des dimensions très réduites à l'amplificateur.



Caractéristiques techniques

- Sensibilité à 1 000 Hz : 100 microvolts.
- Puissance de sortie : 1 watt.
- Bande utile de 300 à 4 000 Hz à ± 7 dB ce qui correspond à la bande couverte par la voix humaine au cours d'une conversation.
- Impédance d'entrée : 2 200 ohms.
- Impédance de sortie : 6 ohms.
- Impédance de la bobine caprice : 1 500 ohms.

Le schéma (fig. 1)

Remarquons immédiatement que l'alimentation est obtenue par une batterie de piles de 9 V, et que le pôle + correspond à ce qu'il est convenu d'appeler la masse.

La bobine caprice transmet les courants téléphoniques induites en elle, à la base d'un transistor AC126 par la voie d'un condensateur de 0,1 μ F. Cette valeur est parfaitement admissible en raison de la bande passante réduite que nous avons indiqué plus haut. Un pont formé d'une 15 000 ohms côté — 9 V procure à la base du transistor la polarisation nécessaire. Une résistance de 1 000 ohms découplée par un condensateur de 25 μ F est placée dans le circuit émetteur pour assurer la compensation de l'effet de température. La charge du circuit collecteur est constituée par un potentiomètre de 5 000 ohms qui, agissant sur le gain de l'amplificateur, permet de régler le niveau sonore délivré par le HP. Le curseur de ce potentiomètre de volume attaque à travers un condensateur de 0,1 μ F la base d'un transistor SFT571

qui est un NPN. Cette base est polarisée par un pont composé d'une résistance de 15 000 ohms côté masse et une 18 000 ohms côté — 9 V. Le circuit collecteur contient une résistance de charge de 2 200 ohms qui en raison du caractère NPN du transistor aboutit au + 9 V. Le collecteur du SFT571 attaque directement la base, d'un transistor PNP : SFT523 qui est destiné à attaquer le push-pull de transistors complémentaires qui constitue l'étage final.

Mais revenons au SFT523 pour constater que son circuit collecteur contient une 47 ohms shuntée par une CTN et en série avec une 390 ohms qui est la résistance de charge. Cette 390 ohms est reliée à la ligne — 9 V à travers la bobine mobile du HP. Le circuit d'émetteur du SFT523 contient une résistance de 39 ohms découplée par un 50 μ F.

Les transistors du push-pull sont : un SFT367 (PNP) et un SFT377 (NPN), ils sont disposés en série entre + et — 9 V, le collecteur du SFT377 étant relié au + 9 V et celui du SFT367 à la ligne

— 9 V. Leurs émetteurs sont réunis et ce point de jonction constitue le point médian de l'étage. L'émetteur du SFT571 est relié à ce point par une résistance de 2 200 ohms qui est un circuit de contre-réaction destiné à stabiliser l'ensemble, du point de vue variation de température. L'émetteur est découplé par un 63 μ F. Les bases des transistors du push-pull sont reliées au circuit collecteur du SFT523 de telle façon que la 47 ohms et la CTN soient situées entre elles. Cela a pour but d'éviter la distorsion de croisement. En outre la CTN stabilise l'effet de température. Le haut-parleur a sa bobine mobile branchée par l'intermédiaire d'un condensateur de 500 μ F entre la ligne — 9 V et le point médian du push-pull. Rappelons que cette bobine mobile a une impédance de 6 ohms. Signalons encore que l'AC126 et le pont de base du SFT571 sont alimentés à travers une cellule de découplage composée d'une 1 000 ohms et d'un condensateur de 25 μ F. Le condensateur de 4,7 nF placé entre base et collecteur du SFT 571 introduit une contre-réaction qui a surtout pour but d'éviter la rotation de phase.

Réalisation pratique

L'amplificateur s'exécute sur un circuit imprimé de 100 x 45 mm. La figure 2 montre la face bakélite de ce circuit et la figure 3 la face cuivre. Il s'agit de reproduire exactement ce que représentent ces deux plans, ce qui n'offre aucune difficulté. On commence par poser côté cuivre les straps (courtes connexions en fil de câblage nu) qui sont indiqués sur la fig. 3. Deux straps sont également à établir côté

(suite p. 55)

DECRIE CI-CONTRE

AMPLIFICATEUR TELEPHONIQUE

PUISSANCE 1 WATT

LA TOTALITE des pièces détachées **53,72**

★ ALIMENTATION :

Soit par pile 9 V **4,50**

Soit par Alimentation Secteur régulée

Réf. AI 2209.

COMPLÈTE, en pièces détachées. **49,50**

★ HAUT-PARLEUR Recommandé.

Directif « PHILIPS » en coffret bakélite,

avec enjoliveur (pour éviter l'effet LARSEN).

Réf. 2174. PRIX **37,60**

CIBOT
★ RADIO

1 et 3, rue de REUILLY

PARIS-XII^e

Téléphone : DID. 66-90

Métro : Faiderbe-Chaligny

C.C. Postal 6129-57 PARIS

Voir nos publicités en pages 2 et 3,
et en 4^e page de couverture

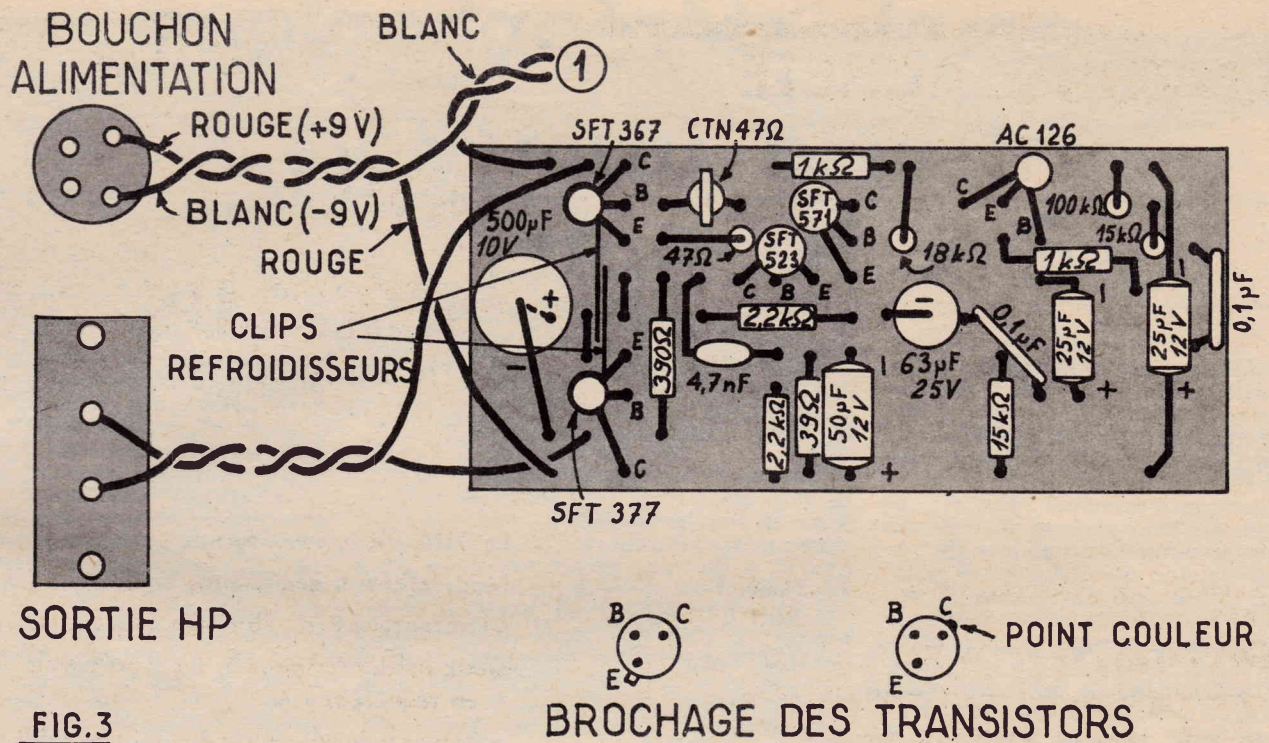


FIG. 3

bakélite (voir fig. 2). On soude ensuite les condensateurs et les résistances en respectant scrupuleusement la position et les valeurs qui sont indiquées. Comme vous pouvez le remarquer, certaines résistances sont placées contre le circuit imprimé et d'autres sont placées perpendiculairement à ce circuit. Il en est de même pour les condensateurs et en particulier de ceux du type plaquette. Bien entendu, les soudures faites, on coupe l'excédent des fils de ces composants.

On pose, en dernier, les 5 transistors dont le corps doit être à environ 10 mm du circuit imprimé. Il ne faut pas oublier de placer un clips de refroidissement sur le SFT367 et le SFT377.

Le circuit imprimé étant équipé, on y

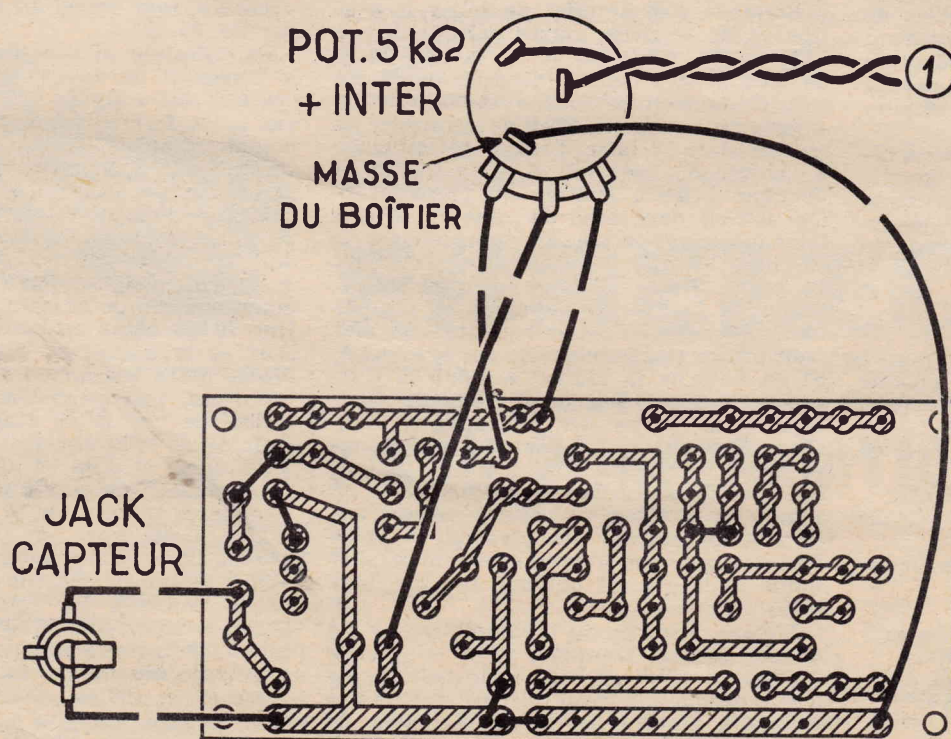
raccorde la prise de branchement de la bobine caprice. Le potentiomètre de volume, la prise d'alimentation, en intercalant l'interrupteur du potentiomètre dans le fil « moins » et la prise pour le haut-parleur. On raccorde aussi la cosse du boîtier du potentiomètre à la ligne + 9 V. Là encore, on doit se conformer strictement aux indications des plans de câblage. Pour ces différentes liaisons, on utilisera des fils souples torsadés.

Le câblage terminé il faut procéder à sa vérification. Après cela, on peut vérifier si les tensions sont conformes aux valeurs indiquées sur le schéma. On passe ensuite aux essais. Le mieux est de mettre l'appareil dans les conditions de fonctionnement normales et de provoquer une

conversation téléphonique avec un ami. Au cours de cet essai, on cherchera le meilleur emplacement pour fixer la bobine caprice sur le boîtier du téléphone. Un fonctionnement correct étant obtenu il reste plus qu'à monter l'amplificateur dans un coffret de son choix.

La bobine caprice étant extrêmement sensible, il peut arriver que la proximité d'une ligne électrique induise une tension de ronflement. Il faut alors chercher la position du coffret téléphonique qui annule le ronflement. Pour éviter l'effet Larsen on éloignera le haut-parleur combiné et on déterminera sa position la plus favorable.

A. BARAT.



ampli stéréophonique

HI-FI à transistors

2 x 10 watts

Cet amplificateur est le fruit de la technique actuellement la plus évoluée en matière de reproduction BF. L'emploi judicieux de transistors complémentaires a permis de réaliser des liaisons, entre étages directes et un amplificateur de puissance sans transformateurs d'entrée et d'adaptation de haut-parleur. Toutes ces dispositions procurent une courbe de réponse plus étendue qui donne une restitution plus fidèle des transitoires et des harmoniques dont la richesse définit le timbre particulier à chaque instrument de musique.

Etant stéréophonique, cet ensemble comprend deux voies d'amplification identiques : une pour les sons de droite et l'autre pour les sons de gauche. Dans la suite de cet exposé nous les désignerons par les lettres A et B. Chaque voie est constituée par un préamplificateur correcteur et un amplificateur de puissance.

Cet amplificateur peut être attaqué par : un PU magnétique, un PU cristal, un micro cristal, un tuner, un magnétophone. Dans ce dernier cas une prise permet l'enregistrement sur bande magnétique des signaux BF appliqués à l'une ou l'autre des autres prises d'entrée. Un commutateur à poussoir donne la possibilité de passer très facilement d'une source BF à l'autre. Cette commutation très complète permet également d'obtenir les modes de fonctionnement suivants : stéréo directe, stéréo inverse, monophonie par le canal A, monophonie par le canal B, monophonie par les canaux A et B fonctionnant simultanément. En fonctionnement avec PU magnétodynamique ou cristal, un filtre est mis en service qui procure une correction suivant les normes RIAA. Des filtres de coupure à 10 000 Hz et 6 000 Hz peuvent être mis en service lors de la reproduction de disques anciens ou usés de manière à atténuer, sinon supprimer, le bruit de surface.

Notons pour terminer cette présentation que les préamplificateurs, les amplificateurs de puissance et l'alimentation sont sous forme de module précâblés sur circuits imprimés. On a pu ainsi obtenir un ensemble compact dont la construction est à la portée de tous.

Caractéristiques principales

Puissance nominale de sortie sur chaque voie : 10 watts sur charge de 7 ohms. Soit 20 watts pour l'ensemble.

Courbe de réponse : linéaire à ± 1 dB de 20 à 30 000 Hz.

Filtres de coupure à 6 kHz et 10 kHz. Distorsion harmonique à la puissance nominale : 0,3 %.

Intermodulation à la puissance nominale : 1,5 %.

Correcteur de tonalité :

— graves ± 14 dB à 50 Hz.

— aiguës ± 16 dB à 16 000 Hz.

Rapport signal-bruit : environ 70 dB.

Sensibilité : PU magn. = 3,5 mV.

PU cristal = 50 mV.

Micro = 10 mV.

Tuner = 150 mV.

Magnéto = 200 mV.

Aux. = 150 mV.

Le schéma (fig. 1)

Comme de coutume nous allons examiner une seule voie (la voie A), la seconde étant en tous points analogue.

Les prises d'entrée sont représentées en bas et à gauche du schéma. Ces prises possèdent deux sections chacune attaquant une voie différente. Pour certaines l'attaque se fait par des ponts de résistances destinés à réduire le signal appliqué et obtenir ainsi les sensibilités que nous avons mentionnées plus haut. Pour la prise « Aux » ce pont est formé d'une 1 000 ohms côté masse et d'une 12 000 ohms pour l'autre branche. Pour la prise « Magnéto », nous voyons les résistances 4 700 ohms côté masse et 100 000 ohms. Pour la prise Tuner, nous voyons que le pont est formé d'une 4 700 ohms côté masse et une 68 000 ohms. Le pont, pour la prise « PU cristal », est constitué par une 27 000 ohms côté masse et une 150 000 ohms. Les prises « Micro » et « PU magn. » ne possèdent pas de pont réducteur. Une partie du commutateur à touches permet de mettre en service celle de ces 6 prises d'entrée que l'on veut.

Une autre partie du commutateur permet de réaliser les liaisons donnant le fonctionnement en : « Stéréo directe », « Stéréo inverse », « Mono A », « Mono B » et « Mono A + B ». Sur le schéma les différentes sections de ce commutateur sont représentées au repos. En suivant les circuits vous pouvez constater que le fait d'appuyer sur la touche de la section « Stéréo » a pour effet de relier la section A de la prise entrée sélectionnée à l'entrée du préampli A et la section B de cette prise à l'entrée du préampli B. Le fait d'enfoncer la touche de la section « Inverse » a pour effet de raccorder la section B de la prise d'entrée sélectionnée à l'entrée du préampli A et la section A de cette prise à l'entrée du préampli B. On obtient donc bien de cette façon une stéréophonie inversée. En appuyant sur la touche « Mono A » on raccorde seulement la partie A de la prise d'entrée sélectionnée à l'entrée du préampli A. On obtient de cette façon une reproduction monophonique mais seulement par le canal A. Si on enfonce la touche « Mono B » on réalise le raccordement de la prise d'entrée et les entrées des préamplis A et B. On a dans ce cas une reproduction monophonique par le canal B. Enfin en enfonçant ces deux touches en même temps on réunit les sections A et B des prises d'entrée et les entrées des préamplis A et B. On a alors une reproduction monophonique mais qui est obtenue par les deux voies.

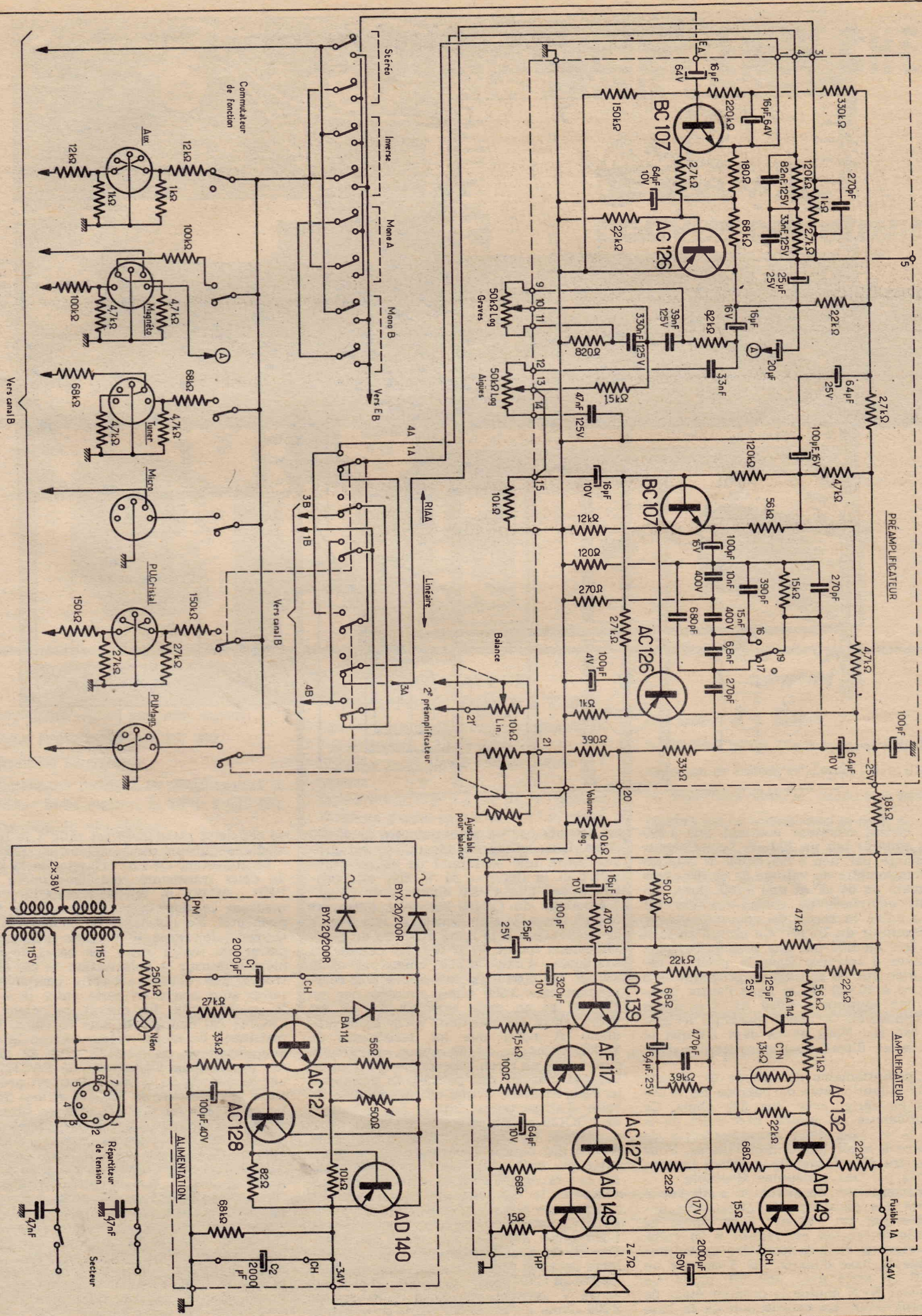
L'étage d'entrée du préamplificateur est équipé par un transistor NPN — BC107. La liaison entre sa base et le système de commutation que nous venons d'examiner a lieu à travers un 16 μ F. Le pont de polarisation de cette base est formé d'une 150 000 ohms côté masse et d'une 220 000

ohms côté moins. L'alimentation de ce pont s'effectue à travers une cellule de découplage constituée d'une 330 000 ohms et d'un 16 μ F allant à l'émetteur du transistor. Le circuit collecteur est chargé par deux résistances en série : une 2 700 ohms et une 2 200 ohms. Le point de jonction de ces résistances attaque la base de l'AC126 sans le secours d'un condensateur. Cet AC126 qui équipe le second étage du préamplificateur a son émetteur à la masse (il s'agit d'un PNP) et son collecteur chargé par une 2 200 ohms. A ce collecteur est réunie la sortie « Enregistrement » qui est prévue sur la prise « Magnéto », la liaison a lieu à travers un 20 μ F. Un réseau de contre-réaction est placé entre le collecteur du AC126 et l'émetteur du BC107. Il est constitué par une 180 ohms, et une 68 000 ohms dont le point de jonction est relié à la masse par un 64 μ F. Une autre partie du commutateur dont un groupe de contacts est solidaire de la section mettant en service la prise « PU cristal » et un autre groupe de contacts de la section mettant en fonction la prise « PU magn. » introduit en position repos une 1 000 ohms shuntée par un 270 pF entre le collecteur de l'AC126 et l'émetteur du BC107. L'ensemble du circuit de CR ainsi formé procure une correction linéaire. Lorsque la touche « PU cristal » ou celle « PU magn. » est enfoncée, la même partie du commutateur remplace la 1 000 ohms et le 270 pF par un réseau comprenant une 120 000 ohms shuntée par un 82 nF et une 2 700 ohms shuntée par un 33 nF ce qui a pour effet de produire une correction selon les normes RIAA. Ces réseaux « linéaire » et « RIAA » sont reliés au collecteur AC126 par un 25 μ F.

Ce collecteur attaque à travers un 16 μ F le dispositif de dosage séparé des « graves » et des « aiguës ». La branche « graves » est formée par une 8 200 ohms, un potentiomètre de 50 000 ohms et une 820 ohms allant à la masse. Une partie de ce potentiomètre comprise entre le point chaud et le curseur est shuntée par un 39 nF et la partie située de l'autre côté du curseur l'est par un 330 nF. La branche « aiguës » est composée d'un 3,3 nF, un potentiomètre de 50 000 ohms et un 47 nF. Une 10 000 ohms est prévue entre le curseur et la masse, et une 1 500 ohms est placée entre les curseurs des deux potentiomètres. La ligne « moins » d'alimentation de ces deux étages contient une cellule de découplage composée d'une 2 700 ohms et d'un 64 μ F.

Le curseur du potentiomètre « aiguës » attaque, à travers un 16 μ F, la base d'un BC107. Cette base est polarisée par une 120 000 ohms côté « moins » et une 27 000 ohms allant à l'émetteur du AC126 de l'étage suivant. Le circuit émetteur du BC107 contient une 56 000 ohms. L'alimentation de ce transistor a lieu par une cellule de découplage composée d'un 4 700 ohms et un 100 μ F. Cellule qui est située dans la ligne « moins ». Le collecteur est chargé par une 12 000 ohms et attaque directement la base de l'AC126.

FIG. 1



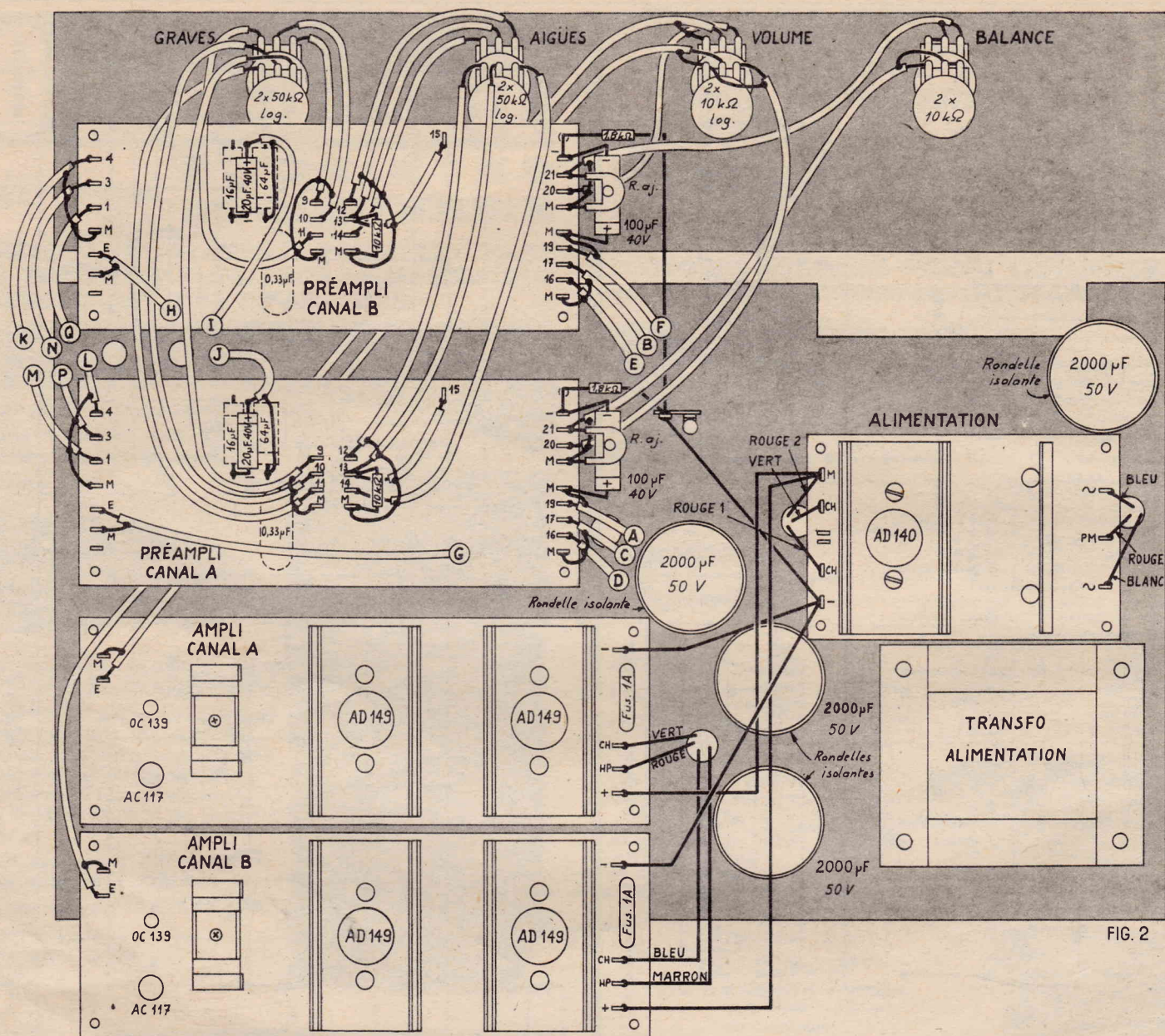


FIG. 2

Le circuit émetteur contient une 1 000 ohms shuntée par un 100 µF. Le collecteur est chargé par une 4 700 ohms et attaque le potentiomètre de volume de 10 000 ohms à travers un 64 µF et une 3 300 ohms. Un circuit complexe de contre-réaction est prévu entre la sortie de ce condensateur et l'émetteur du BC107. Ce circuit sélectif peut être modifié par une section du commutateur à touches. Dans la position représentée sur le schéma il provoque une coupure à 10 000 Hz et dans l'autre position une coupure à 6 000 Hz. Ces filtres non connectés, la bande passante s'étend à 30 000 Hz. Nous avons déjà indiqué le rôle de ces filtres, nous n'insisterons donc pas.

Le potentiomètre de volume est shunté par le potentiomètre de balance de 10 000 ohms en série, avec une 390 ohms. Ce potentiomètre est jumelé avec celui de la voie B et tout deux sont connectés de manière à avoir une action inverse. Pour permettre d'équilibrer leur action ils sont shuntés par une résistance ajustable.

L'alimentation du préampli s'effectue à travers une résistance de 1 800 ohms découpée par un 100 µF, à la sortie de laquelle la tension est réduite à 25 volts.

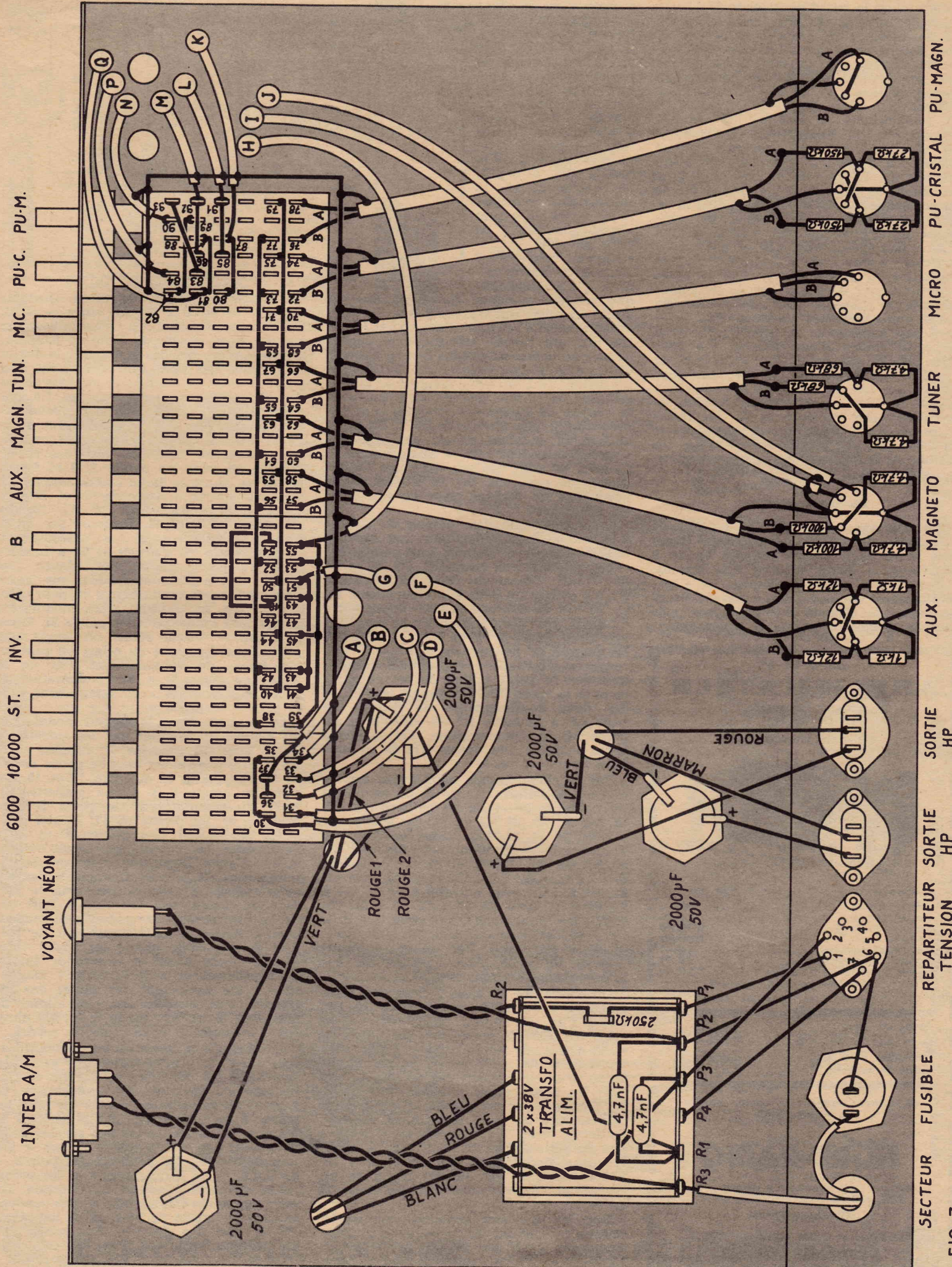
Le curseur du potentiomètre de volume attaque la base d'un OC139 à travers un 16 µF en série avec une 470 ohms. Ce transistor NPN équipe le premier étage de l'amplificateur. La polarisation de la base

est fournie par un potentiomètre de 50 000 ohms. Une cellule de découplage est prévue entre une extrémité de ce potentiomètre et la ligne - 34 V. Elle est constituée par une 47 000 ohms et un 25 µF. L'émetteur du OC139 est relié à travers une 68 ohms de stabilisation et une cellule de découplage, à la ligne médiane de l'amplificateur (point - 17 V). La cellule est composée d'une 22 000 ohms et d'un 320 µF. Un circuit de contre-réaction comprenant une 3 900 ohms shuntée par un 470 pF et en série avec un 6,4 µF est prévu entre cet émetteur et la ligne médiane. A noter que les résistances de 22 000 ohms et de 68 ohms constituent, elles aussi, un circuit de contre-réaction en courant continu qui permet de maintenir la ligne médiane à une tension moitié de celle d'alimentation totale. Le collecteur de l'OC139 est chargé par une 1 500 ohms et attaque en liaison directe la base d'un AF117 qui équipe l'étage d'attaque préalable du push-pull. Le circuit collecteur de ce dernier contient un réseau qui constitue le dispositif de commande des courants de repos des transistors du push-pull. Ce réseau comprend une CTN de 1 300 ohms shuntée par une 2 200 ohms. Une diode BA114 et une résistance ajustable de 1 000 ohms en série shuntent également la CTN. Entre ce réseau et la ligne - 34 V existent une 5 600 ohms et une 2 200 ohms en série. Le point de jonction

de ces deux résistances est relié à la ligne médiane par un condensateur de 125 µF.

Le collecteur de l'AF117 attaque la base de deux transistors complémentaires (un PNP : AC132 et un NPN : AC127) qui assurent le déphasage nécessaire à tout push-pull. Le dispositif de commande du courant de repos dont nous venons de parler est inséré entre ces bases de manière à fournir la polarisation de ces électrodes. Les deux transistors complémentaires sont placés en série entre le + et le - 34 volts. Le circuit collecteur de l'AC127 est chargé par une 68 ohms. Une résistance de même valeur charge le circuit émetteur de l'AC132. Une 22 ohms est placée dans l'émetteur de l'AC127 et une résistance de même valeur est prévue entre le collecteur de l'AC132 et le - 34 V. Le collecteur de l'AC127 attaque directement la base d'un transistor de puissance AD149. La base du second AD149 est attaquée par l'émetteur de l'AC132. Les deux AD149 sont aussi branchés en série entre + et - 34 V. Le circuit émetteur de chacun contient une 1,5 ohm. Le haut-parleur est branché entre les émetteurs des AD149 par l'intermédiaire d'un condensateur de 2 000 µF. L'impédance de la bobine mobile doit être de 7 ohms.

L'alimentation utilise un transformateur possédant 2 enroulements primaires identiques. Un répartiteur de tension permet de coupler ces deux enroulements en pa-



SECTEUR FUSIBLE REPARTITEUR SORTIE HP SORTIE HP MAGNETO AUX. TUNER MICRO PU-CRISTAL PU-MAGN.

rallèle dans le cas d'un secteur 115 V ou en série dans le cas d'un secteur 230 V. Un voyant néon est branché, en série avec une 250 000 ohms sur un de ces enroulements. Chaque pôle du secteur est découpé par un 4,7 nF. Le secondaire du transfo délivre 2 x 38 V. Ce courant est redressé par deux diodes BY X20/200 R. Un condensateur de 2 000 µF est prévu à la sortie du redresseur. Cette alimentation est stabilisée par un transistor ballast AD140. La tension de référence est obtenue par un AC127 dont la tension de base est stabilisée par une diode BA114 placée en série avec un 27 000 ohms entre le + et le - redresseur. La tension de référence est recueillie aux bornes de la 3 300 ohms shuntée par 100 µF du circuit collecteur. Une résistance ajustable de 500 ohms en parallèle avec une 56 ohms dans le circuit émetteur permet de régler la tension obtenue. La résistance de 10 000 ohms entre cet émetteur et le - 34 volts sert à diminuer la résistance interne de cette source d'alimentation. La base d'un AC128 est reliée au collecteur de l'AC127. Ce transistor a son émetteur chargé par une 82 ohms. Ce dernier commande la base du AD140. La tension de sortie doit être réglée à 34 V. Une résistance de 6 800 ohms et un condensateur de 2 000 µF sont prévus sur la sortie. Un fusible de protection de 1 ampère protège la ligne - 34 V.

Réalisation pratique

Le montage s'effectue sur un châssis métallique de 35 x 20 x 3,5 cm muni d'une face avant de 11 cm de hauteur. La fig. 2 représente le dessus et la fig. 3 le dessous.

Sur la face avant on dispose les 4 potentiomètres doubles qui se trouvent situés au-dessus du châssis. Sur cette face mais sous le châssis on monte le commutateur

à touches qui doit être boulonné contre la face interne. On monte encore de ce côté de la face avant le voyant néon et l'interrupteur. Sur la face arrière du châssis on dispose les prises d'entrée, les prises HP, le répartiteur de tension et le porte-fusible. Sur le dessus du châssis on fixe le transfo d'alimentation et les 4 condensateurs électrochimiques de 2 000 µF - 50 V. Ces éléments doivent avoir leur boîtier séparé du châssis par une rondelle isolante. Sur cette face on soude un relais à une cosse isolée. On peut aussi monter le module alimentation qui se fixe sur une plaque métallique perpendiculaire à la face du châssis. Sur les boulons de fixation il faut prévoir des entretoises tubulaires de 1 cm pour éloigner le circuit imprimé de la tôle. Remarquons que pour la clareté du dessin les modules sont représentés à plat sur la figure 2. La fig. 4 montre la position exacte des modules « préamplificateur » et « amplificateur ». Ceux-ci ne sont pas mis en place immédiatement mais au fur et à mesure de l'évolution du câblage, pour ne pas gêner les opérations.

On connecte un des contacts du fusible à la broche 6 du répartiteur. Les broches 1, 2, 6 et 7 de ce dernier sont connectées respectivement aux cosses P1, P3, P2 et P4 du transfo. On soude deux 4,7 nF entre P2, P3 et R1. On relie l'interrupteur à P3 et R3. On soude une 250 000 ohms entre P1 et R2. Par des fils torsadés on connecte le voyant néon à P2 et R2. On relie les extrémités de l'enroulement 2 x 38 V aux cosses « alternatif » du module alimentation et le point milieu de cet enroulement à la cosse PM. On réunit le pôle + des deux condensateurs de filtrage de 2 000 µF à la cosse R1 du transfo et au point M de l'alimentation. On connecte leurs pôles - aux cosses CH de ce module.

Sur le commutateur nous avons numéroté les pilettes. Par du fil nu on réunit les pilettes 30 et 35, les pilettes 38, 42, 52, 56, 61, 65, 69, 73 et 77. On soude ensemble 36 et 37. On connecte 48 et 54. Toujours avec du fil nu on relie : 40, 44, 50, 59, 63, 67, 71, 75 et 79. De la même façon on réunit : 39, 45, 53 et 55 puis 41, 43, 49, 51. On relie encore : 82 à 89, 83 à 93, 86 à 92, 81 à 88, 80 à 87, 85 à 91. On établit les connexions sur la prise « Aux ». On y soude les résistances de 1 000 ohms et de 12 000 ohms. Par un câble blindé double, on relie l'autre extrémité des 12 000 ohms aux pilettes 57 et 58.

On soude sur la prise « Magnéto » les résistances de 4 700 ohms et de 100 000 ohms. Par un cordon blindé double on relie les 100 000 ohms aux pilettes 60 et 62. On soude sur la prise « Tuner » les résistances de 4 700 ohms et de 68 000 ohms. Par un cordon blindé double on relie les 68 000 ohms aux pilettes 64 et 66. Toujours par un cordon blindé à deux conducteurs on relie la prise micro aux pilettes 68 et 70 et la prise « PU magn » aux pilettes 76 et 78. Sur la prise « PU cristal » on dispose les résistances de 27 000 ohms et de 150 000 ohms et on réunit les 150 000 ohms aux pilettes 72 et 74.

Sur les modules préampli on soude, comme indiqué sur la figure 2, le condensateur de 20 µF sur le pôle - du 16 µF. Entre 13 et M, on dispose la 10 000 ohms.

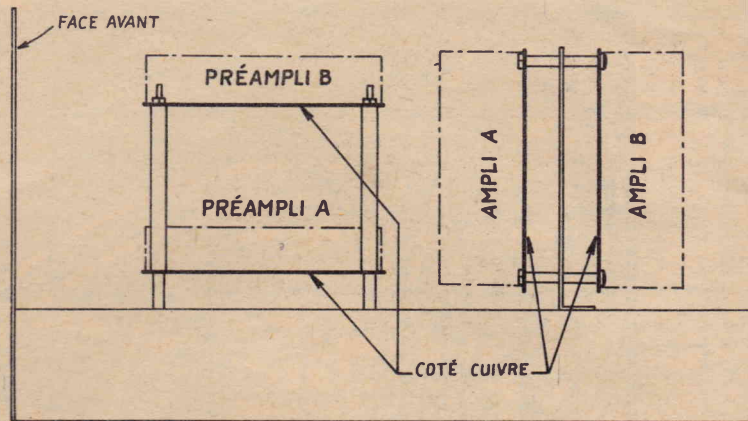


FIG. 4

On soude encore la résistance ajustable entre 21 et M et le 100 µF entre - et M. On pose un des modules préamplificateur sur des tiges filetées de 7 cm de longueur mises en place par des écrous sur le dessus du châssis. Des entretoises tubulaires sont prévues entre ce module et le châssis. Par des fils blindés on effectue les liaisons entre 9, 10, 11, 12, 13 et 14 et les potentiomètres « graves » et « aiguës » et entre 13 et 15, on relie les gaines de ces fils aux points M. Toujours avec des câbles blindés on relie les points 1, 3 et 4 aux pilettes 92, 84 et 91 du commutateur. On relie de la même façon le point E à la pilette 51 ; les points 16, 17, 19 aux pilettes 32, 33 et 37. Toujours par du fil blindé, on relie le point 2 à l'extrémité du potentiomètre de volume et 21 à l'extrémité du potentiomètre de balance. Les gaines de ces fils sont soudées sur l'autre extrémité des potentiomètres et, pour celui de balance, au curseur. Côté module les gaines sont soudées sur les points M. Entre la cosse - et le relais on soude une 1 800 ohms. La cosse du relais est connectée au - de l'alimentation. Par un fil blindé on réunit le + du condensateur de 20 µF aux douilles « enregistrement » de la prise « magnéto ».

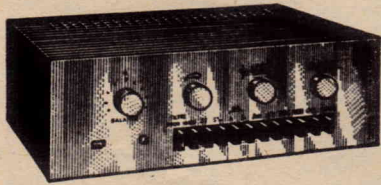
On met en place le second module qui est éloigné du premier par des entretoises de 45 mm. On pose les fils blindés entre les potentiomètres de tonalité et les points 9, 10, 11, 12, 13, 14 et entre 13 et 15. On relie les points 1, 3, 4 aux pilettes 81, 90, 87 du commutateur, le point E à la pilette 55, les points 16, 17, 19 aux pilettes 31, 34, 30 ; les points 20 et 21 à l'extrémité des potentiomètres de volume et de balance. Remarquez que pour le potentiomètre de balance il s'agit de l'extrémité opposée à celle utilisée pour le module A. Toutes ces liaisons se font par câbles blindés dont les gaines sont soudées comme nous l'avons indiqué pour le module A. Un câble blindé est soudé entre le pôle + du 20 µF et la seconde douille « enregistrement » de la prise « magnéto ». Côté contacteur les gaines des fils blindés sont soudées sur une ligne de masse en fil nu. On soude une 1 800 ohms entre le point - et la cosse du relais.

On fixe alors les modules « amplificateur » sur la plaque métallique verticale, destinée à les recevoir ; on prévoit sur les boulons de fixation des entretoises de 1 cm. Par des câbles blindés on relie les points E au curseur des potentiomètres de volume. On soude les gaines sur les points M et sur les extrémités « masse » des potentiomètres. On connecte les points - au point - de l'alimentation et les points + au point M de cette alimentation. On relie les points CH au pôle - des condensateurs de liaison de 2 000 µF et les points HP à une des douilles des prises HP. L'autre douille de ces prises est connectée

(suite p. 63)

DEVIS DE L'AMPLIFICATEUR T.S. 2000

décrit ci-contre



Dimensions : 350 x 110 x 220 mm

1 coffret châssis	65,00
1 plaque gravée	11,00
2 modules préampli	200,00
2 modules ampli	200,00
1 module alimentation	70,00
1 transfo d'alimentation	35,00
Ensemble du matériel complémentaire	120,00
	701,00

Ensemble livré en « KIT »	670,00
Ensemble livré en ordre de marche	770,00

Expéditions immédiates contre mandat à la commande

NORD-RADIO

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

TRUdaine 89-44

Autobus et métro : Gare du Nord

C.C.P. PARIS 12.977-29

ampli H. F. à cadre pour récepteur à transistors

par M. CARTAY

Lorsque l'on veut augmenter la sensibilité d'un récepteur il faut accroître le gain avant détection. Ce gain dépend essentiellement de la qualité des composants, en particulier des bobinages. Mais d'autres facteurs entrent en jeu, ainsi par exemple, si les tensions sur les transistors, ne sont pas correctes, le gain s'en ressent. En supposant que ces conditions sont parfaitement remplies et que l'on se trouve devant un poste parfaitement réglé, pour accroître sa sensibilité il faut ajouter un étage d'amplification supplémentaire. Cet étage peut être HF ou MF. La seconde solution est souvent difficile à adopter parce que souvent il n'y a pas la place à l'intérieur du coffret pour loger le matériel. Un étage HF offre plus de possibilités car étant situé avant l'étage d'entrée — généralement l'étage changeur de fréquence — il peut être extérieur au récepteur. C'est le cas de celui-ci.

Très facile à réaliser et peu coûteux, il améliorera les réceptions difficiles.

Son schéma est donné à la figure 1. Il utilise un cadre ferrite PO-GO de 20 cm, en l'occurrence un C20 Oréor. Un autre cadre peut également convenir mais il faudra adapter la commutation à sa constitution. Ici elle est très simplement réalisée par un commutateur deux sections deux positions. Une section sert à brancher le CV à l'un ou l'autre des bobinages pour former le circuit d'accord de la gamme que l'on désire. L'autre section sélectionne la prise d'adaptation de bobinage mis en service. Cette prise attaque la base du transistor à travers un condensateur C1 de 47 nF. Théoriquement le CV doit faire 280 pF mais on peut à la rigueur prendre un vieux 490 pF auquel on retire presque la moitié des lames.

Le transistor utilisé peut être un SFT306, un SFT308 ou un type équivalent. Son montage est classique : la base est polarisée par un pont de résistances : R_1 : 10 000 ohms et R_2 : 82 000 ohms. La

résistance R_3 de stabilisation du circuit émetteur fait 470 ohms et est découplée par un 47 nF. Le collecteur est chargé par une résistance R_4 de 2 200 ohms. Un condensateur C_2 de 470 pF assure la liaison avec l'entrée du récepteur.

L'alimentation peut se faire par une petite pile de 9 V mais il est aussi simple de la prélever sur le récepteur, grâce à un fil souple relié au - 9 V. Le contact avec le + 9 V (masse) s'effectue par la prise antenne auto.

Disposition pratique

Les circuits relatifs au transistor sont réalisés sur une plaquette de bakélite de 4,5 x 6 cm sertie de deux rangées de 5 coses. Sur cette plaquette on dispose le support de transistor, les condensateurs et les résistances.

Avec du contreplaqué de 10 mm d'épaisseur on confectionne un panneau de 22 x 15 cm muni de deux équerres permettant de le maintenir dans la position verticale (voir fig. 2). Sur ce panneau on

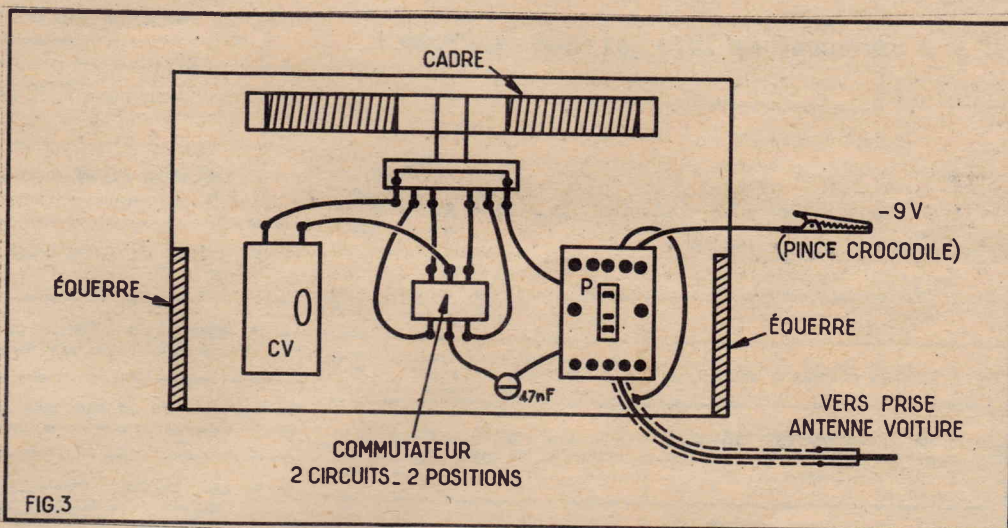


FIG. 3

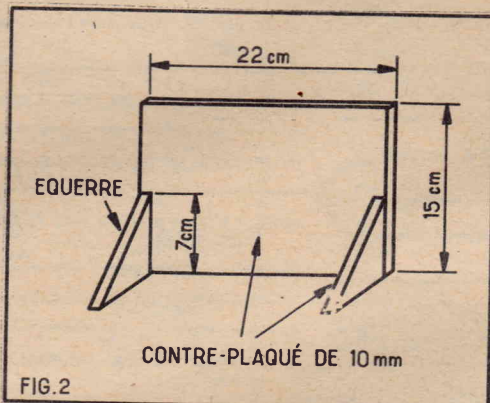


FIG. 2

fixe le cadre, le CV, le commutateur de gammes et la plaquette de bakélite câblée selon la disposition indiquée par la fig. 3. La fixation de la plaquette est obtenue par deux vis assez longues. On effectue les raccordements entre ces divers éléments ce qui ne présente aucune difficulté.

Fonctionnement

Le récepteur doit être placé en position PO-Ant ou GO-Ant suivant la gamme à recevoir. L'étage HF a sa sortie reliée par du câble coaxial à la prise antenne auto du récepteur et son alimentation établie comme nous l'avons indiqué plus haut. On commute le cadre sur la gamme à recevoir. On règle le CV du poste puis celui de l'étage HF de manière à obtenir l'audition maximum de l'émetteur que l'on désire écouter. Enfin on oriente le cadre toujours de façon à obtenir l'audition la plus puissante.

Résultats

Utilisé devant un récepteur à 6 transistors assez ancien, cet étage HF a procuré une forte augmentation de la sensibilité et de la sélectivité, rendant ainsi agréable l'écoute de stations auparavant faibles et brouillées.

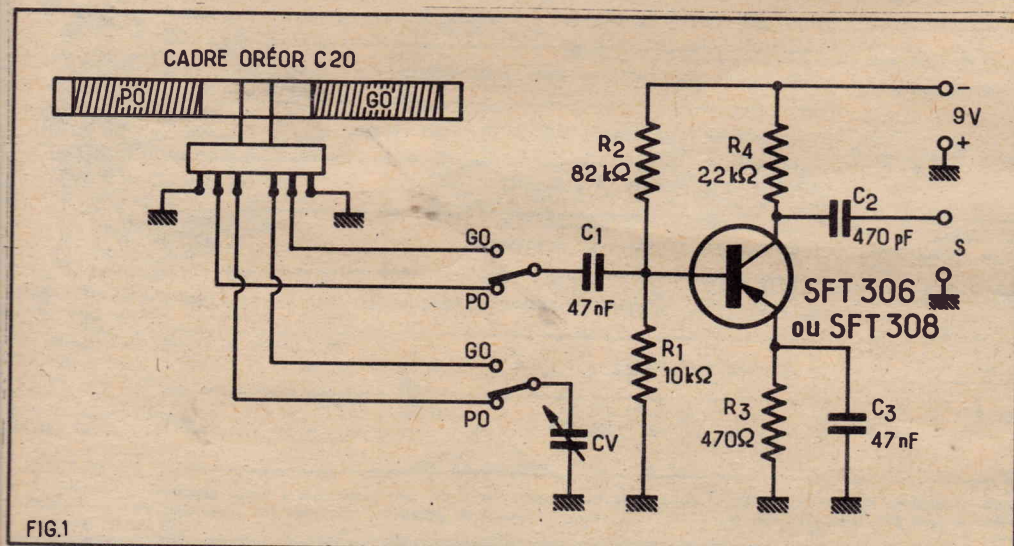
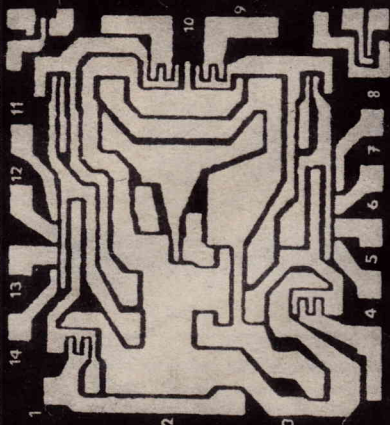


FIG. 1

DES NOUVEAUTÉS

1° dans le traitement de l'information

2° dans le téléphone



Au bout du doigt, considérablement grossi vous voyez un circuit intégré ou monolithe qui réunit sur une surface de seulement $1,8 \times 1,8$ m/m deux circuits complets avec 15 transistors, 13 résistances et les connexions correspondantes. La représentation graphique, à gauche, se rapporte à un monolithe grossi 100 fois

(Photographie de presse Siemens)

Quiconque s'occupe d'électronique connaît bien sûr la Société Siemens qui emploie actuellement 257.000 personnes, dont 211 000 en Allemagne Fédérale et dont les fabrications couvrent l'ensemble de l'électronique. La représentation de Siemens en France, après la dernière guerre, fut créée en 1948. Le SICOB 1966 a marqué une étape importante dans le développement de Siemens, Société anonyme française. En effet, depuis peu deux départements nouveaux ont été créés en son sein : l'un pour le traitement de l'information et l'autre pour le téléphone.

AMPLI STÉRÉOPHONIQUE

(suite de la page 60)

plus qu'à souder le cordon secteur entre le fusible et la cosse R3 du transfo d'alimentation.

Mise au point

Elle est très simple, l'appareil étant en ordre de marche on règle la résistance ajustable de l'alimentation de manière à obtenir exactement 34 V à la sortie de cette alimentation. On ajuste le courant de repos de chaque voie à 15 mA environ en ajustant sur la résistance ajustable de 1 000 ohms de l'amplificateur. On règle ensuite par le potentiomètre de 50 000 ohms la tension sur la ligne médiane de chaque amplificateur à -17 V par rapport à la masse.

La résistance ajustable des potentiomètres de balance est réglé de manière à obtenir la même puissance de sortie des 2 voies lorsque ces potentiomètres sont à mi-course.

A. BARAT.

A vrai dire Siemens s'intéresse au traitement de l'information depuis plus de 10 ans. Ainsi on peut énumérer les dates suivantes :

1955 : Premiers développements de ce domaine

1958 : Annonce du « 2002 », premier ordinateur fabriqué en série, complètement transistorisé

1963 : Annonce du « 3003 » permettant la multiprogrammation

1965 : Accord RCA. Annonce du « 4004 ».

Plus de 200 ordinateurs de tous types ont été commandés ou installés dans les domaines les plus divers. Un certain nombre de développements ont donné lieu à des applications originales en Europe ; en particulier :

— Système de réservation, avec réseau de transmission de données et postes terminaux à distance.

— Système de renseignements automatiques pour les chemins de fer.

— Composition automatique, programmée, des journaux.

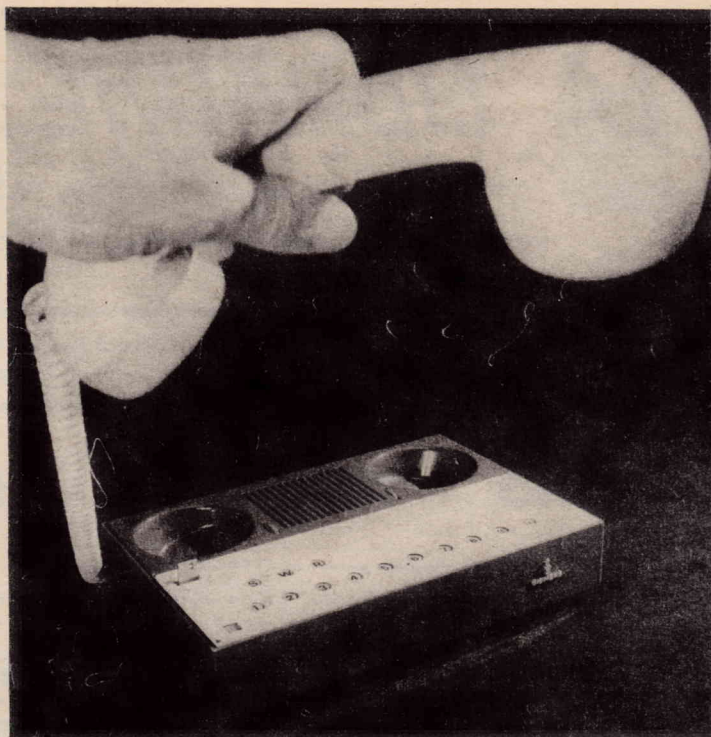
— Calculateur de trafic routier.

L'ordinateur 4004/45, est un ordinateur de grande puissance. L'unité de carte magnétique comporte plus d'un demi milliard de caractères, soit l'équivalent de 10 millions de cartes perforées (26 tonnes de papier) et chaque élément d'information est accessible en une fraction de seconde.

Pour la première fois sont utilisés sur une grande échelle les circuits logiques intégrés ou monolithes dont les avantages sont : rapidité, compacité, fiabilité et rapport performance/prix élevé.

Autre réalisation : le Selex est un petit ensemble de traitement de l'information qui permet la saisie et la distribution sélective des données. Il peut travailler comme système autonome ou comme périphérique d'un ordinateur plus puissant.

L'accroissement du trafic téléphonique a conduit Siemens à élaborer des installations téléphoniques à postes supplémentaires, réalisées selon la nouvelle technique « Crosspoint » à base de matrices de couplage à relais ESK rapides. Dès les débuts de la technique de commutation, les matrices de couplage ont été considérées comme un moyen idéal pour l'établissement des communications. Le relais ESK a fourni la possibilité d'une réalisation économique. Encombrement réduit, vitesse de manœuvre élevée et, à la différence des



Est-ce le téléphone de l'Avenir ? Il s'agit du poste téléphonique électronique ET présenté par Siemens. Avec les postes actuels, les communications sont établies par la manœuvre répétée du cadran d'appel. Ici il suffit d'effleurer du doigt les touches correspondant aux chiffres du numéro d'appel. Des composants électroniques établissent alors automatiquement la liaison voulue

(Photographie de presse Siemens)

systèmes Crossbar, une commutation où n'intervient, sauf une légère flexion des lames de contact, aucune mécanique ; tels sont les avantages de ce système.

Le poste téléphonique Siemens ne comporte ni cadran d'appel, ni touches. Il suffit d'effleurer les chiffres pour obtenir la communication désirée. Les conversations sont échangées par l'intermédiaire d'un microphone et d'un haut-parleur, et le combiné lui-même est inutile.

UN OUTIL DE TRAVAIL

Remboursé au premier achat

CATALOGUE COMPLET 1967



30 Modèles d'appareils de mesure en KIT et en ordre de marche. Contrôleurs, Oscillo, miroirs. Générateurs. Appareils de mesure à encastrer - Milliampères - Voltmètre - Vu-mètres.

GRAND CHOIX D'AMPLIS HI-FI

Enceintes • Platinas TD standard et professionnelles • Télé portatifs en KIT et en ordre de marche • Postes à transistors en KIT et en ordre de marche • Meubles de rangement • HP HI-FI • Electrophones • Platinas magnétophones • Magnétophones piles/secteur • Interphones piles/secteur • Emetteurs-récepteurs • Lampes et transistors • Tubes image • Micros cristal et dynamiques • Pieds pour micros • Tuners FM mono et stéréo • Décodeur FM • Outillage • Valise de dépannage • Postes auto-radio • Régulateurs de tension.

TOUS LES COMPOSANTS RADIO, TELE SCHEMAS... etc...

Envoi contre 10 timbre à 0,30

MABEL RADIO 35, rue d'Alsace
PARIS (10°)
Service « C » Tél. : 607-88-23

revue de la presse technique étrangère

Indicateur d'accord pour FM

Un montage simple d'indicateur d'accord pour tuners FM à lampes a été décrit dans « Radio Electronics » (voir référence 1).

Son schéma est donné à la figure 1. La lampe V_1 est une des amplificatrices MF du tuner accordée sur 10,7 MHz ou autre fréquence usuelle.

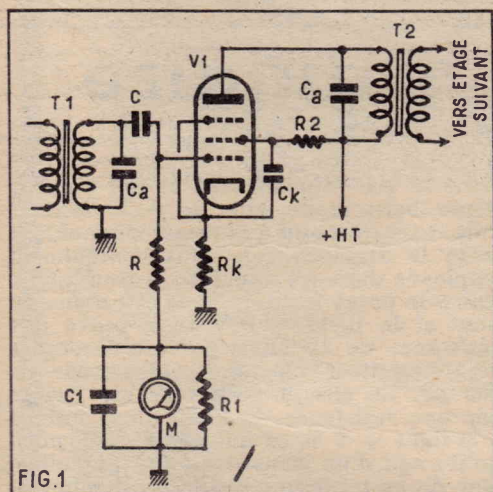


FIG.1

Dans le montage normal, la résistance R de grille 1 de la lampe pentode V_1 est connectée entre grille et masse. Dans d'autres montages, T_1 est connecté directement à la grille de V_1 , C étant alors supprimé. L'étage MF choisi peut être un étage amplificateur normal, on choisira de préférence un étage où le signal amplifié est le plus élevé, par exemple le dernier.

Si le secondaire de T_1 est relié directement à la grille, on modifiera le montage en introduisant le circuit RC, avec C de l'ordre de 1000 pF et R de l'ordre de 500 k Ω - 1 M Ω . Ceci fait, avec R reliée à la masse, on essaiera le montage modifié pour constater qu'il fonctionne bien.

En se basant ensuite sur la disposition de la figure 1, on déconnectera R de la masse et on introduira dans le circuit l'ensemble parallèle C_1 - M - R_1 qui réalisera l'indicateur d'accord.

M est un microampèremètre de 0-100 ou 0-50 μ A. C_1 est un condensateur de découplage efficace à 10 MHz. Il suffit de monter un condensateur céramique ou au mica de 1000 à 10000 pF aux bornes de M . La résistance R_1 est le shunt du microampèremètre. Elle est destinée à régler la sensibilité du microampèremètre pour obtenir une déviation suffisante même pour les signaux moyens ou faibles sans que la déviation totale soit dépassée pour les signaux très forts.

La meilleure solution est de monter un potentiomètre de 1 M Ω , monté en résistance avec une des extrémités et le cur-

seur à la masse, l'autre extrémité reliée au point opposé à la masse.

Lorsqu'il y a une émission, donc un signal sur la grille de V_1 , il se produit un courant de grille qui traverse tout le circuit monté entre grille et masse, donc aussi M et R_1 . Le microampèremètre indiquera le maximum de courant pour le maximum de signal, donc le meilleur accord effectué avec le dispositif prévu par le constructeur, agissant soit sur 2 ou 3 condensateurs variables conjugués soit sur des noyaux des bobinages HF-oscillateur.

Pour mettre au point le circuit d'indicateur d'accord, on procédera comme suit :

1° Régler le potentiomètre R_1 de façon que sa résistance soit nulle : curseur à fond vers R .

2° Recevoir une émission puissante, régler son accord comme d'habitude en recherchant la puissance la plus élevée et la meilleure musicalité.

3° Tourner le curseur de R_1 vers la masse, de façon à faire augmenter la résistance en circuit de R_1 et observer l'élongation de l'instrument M . Il faut obtenir les 3/4 du maximum pour l'émission la plus puissante. Lorsque ce résultat est obtenu, ne plus toucher à R_1 .

4° Si la déviation est toujours trop faible, augmenter la valeur totale de R_1 , utiliser un microampèremètre plus sensible, augmenter si possible R .

Lorsqu'on aura réussi ce montage, l'indicateur montrera si le tuner est bien accordé ou non. Ce montage est réalisable de la même manière sur tout amplificateur MF à lampe pentode non soumise à l'action de la commande automatique de gain.

De tels amplificateurs sont ceux des récepteurs son TV à modulation de fréquence, des amplificateurs MF vision des anciens téléviseurs, etc.

Diode zener comme capacité variable

Une utilisation originale de la diode zener est indiquée par Rufus P. Turner dans « Radio Electronics » (voir référence 2).

Généralement, la diode zener sert d'élément de référence dans les dispositifs stabilisateurs de tension comme on a pu le voir dans de nombreuses descriptions parues dans notre revue.

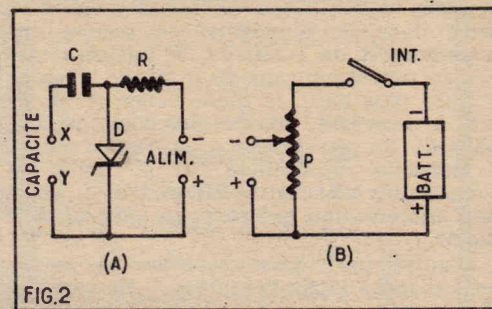


FIG.2

Dans la présente utilisation, la diode zener est utilisée comme une capacité variable. L'intérêt de ce montage réside dans le fait que la capacité peut varier entre 4000 et 8000 pF, ce qui est difficile à réaliser, par variation continue avec les dispositifs habituels : CV, diodes varicap, tube réactance.

Dans la présente application, il s'agit de faire varier la capacité de jonction de la diode zener en appliquant une tension à ses bornes avec l'anode négative et la cathode positive, comme le montre la figure 2 en (A).

Comme on le voit clairement, la diode est ainsi branchée dans le sens inverse de conduction.

Le courant consommé par le circuit de la figure 2 A est très faible, de l'ordre de quelques microampères. La figure 3 montre la capacité obtenue aux bornes X (fig. 2 A) lorsque la tension de polarisation inverse varie.

En ordonnées, la capacité de 9 à 10000 pF et en abscisses la tension appliquée, pouvant varier de zéro à 23 V environ.

On constate que la courbe comprend deux parties, l'une à gauche où la capacité varie avec la tension; l'autre, à droite, où la capacité reste pratiquement constante.

La partie utile est donc celle où la tension varie de zéro à 10 V environ correspondant à une variation de capacité entre 7500 pF et 4000 pF respectivement.

Les courants sont indiqués sur la courbe : 0,1 μ A pour 1,5 V et 7500 pF, 1,5 μ A pour 6 V et 4500 pF, 3 μ A pour 9 V et 4200 pF, 12 μ A pour 22,5 V et 4000 pF.

La zone utile se limitera entre celle correspondant à 1,5 V - 0,1 μ A - 7500 pF e. un point choisi selon les besoins, à gauche de celui de 22,5 V - 12 μ A - 4000 pF.

Cette courbe (fig. 3) correspond à la diode zener 1N1604. Il convient de remarquer que les diodes zener n'étant pas réalisées en vue de cette application, les capacités peuvent varier selon les échantillons pour un même type.

Le montage pratique de la figure 2 A comprend deux bornes d'alimentation continue, - et +, pouvant varier entre zéro et 10 V environ ou plus. Une tension supérieure à 10 V peut être utile avec

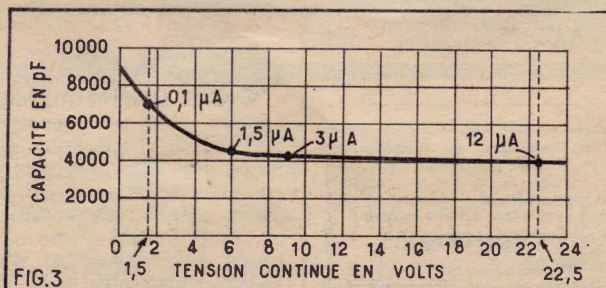


FIG.3

certaines échantillons de diode zener ; en série dans le fil négatif on trouve une résistance R de 1 M Ω 0,5 W qui sera traversée par le courant de la diode. Comme précisé plus haut, la diode zener est montée à l'inverse, anode du côté négatif, cathode au +. Grâce à la résistance R, la capacité représentée par la diode, est séparée, en alternatif, des points + et - de l'alimentation qui sont, en général, à la masse.

D'autre part, pour séparer les points, on a disposé le condensateur C de capacité élevée par rapport à celle réalisée par la diode. Ainsi, si C = 1 μ F/200 V, la mise en série deux capacités donnera pratiquement la valeur de la capacité de la diode. Si C = 0,1 μ F, ou une valeur plus faible, la capacité résultante sera plus petite que celle de la diode.

Dans certains cas ceci peut être intéressant. Ainsi, si la diode donne 4 000 à 8 000 pF et si on désire un minimum de 2 000 pF, on montera en série la capacité C = 4 000 pF, ce qui donnera le minimum prévu et un maximum de :

$$\frac{4\,000 \cdot 8\,000}{4\,000 + 8\,000} = 2\,600 \text{ pF}$$

L'alimentation est réalisable selon un montage simple comme celui de la figure 2(B). Il faut évidemment, disposer d'une source de tension continue de minimum 12 V et maximum 60 V. Cette source peut être une batterie de piles ou une alimentation sur secteur.

Remarquer que plusieurs piles en série donnant 12 V ne sont pas très onéreuses et que la consommation de quelques microampères peut être considérée comme nulle pratiquement, même avec la présence du potentiomètre.

L'interrupteur permet, de plus, de couper l'alimentation afin de supprimer le fonctionnement de la diode. Le potentiomètre de 500 k Ω , permettra de faire varier la tension appliquée au circuit à diode.

Ce potentiomètre consomme, sous 12 V :

$$i = \frac{12}{500\,000} = \frac{24}{1\,000\,000} \text{ A} = 24 \mu\text{A}$$

ce qui est encore pratiquement négligeable, la consommation totale serait de l'ordre de 30 μ A.

Les points - et + du montage B seront connectés aux points - et + du montage A tandis que les points X et Y seront connectés au circuit qui doit être shunté par une capacité pouvant varier entre les limites indiquées.

La variation de la capacité se fera en déplaçant le curseur du potentiomètre. On notera que le maximum de capacité est obtenu avec la tension la plus faible et le minimum avec la tension la plus élevée.

De nombreuses applications de ce dispositif sont possibles, notamment en BF : tonalité variable, réglage de fréquence dans oscillateurs de toutes sortes, orgues électroniques, etc.

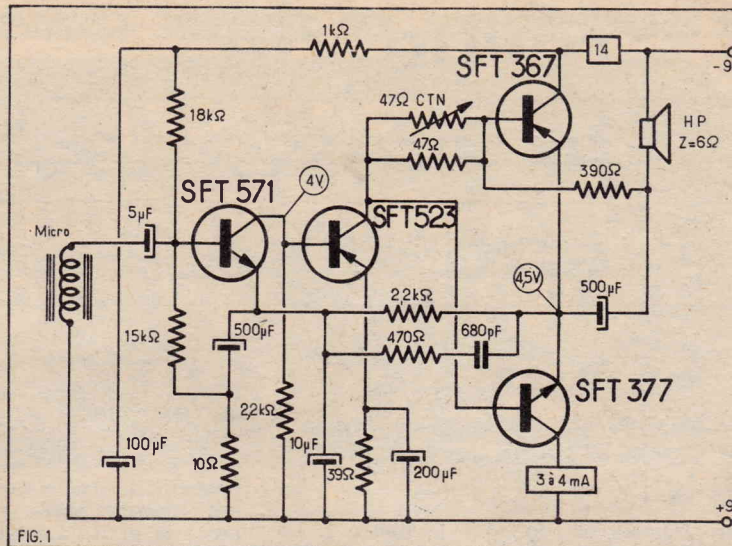
Références

- (1) Radio Electronics, septembre 1966, p. 24.
- (2) Radio Electronics, septembre 1966, p. 36.

Liquidateur spécialisé en matériels de laboratoire vend continuellement et à très bas prix, neuf ou d'occasion : matériel radio, électronique ; appareils de mesures ; accumulateurs ; appareils de photo, optique, physique, etc. Demander la liste à :

L.S.M.L., 4, RUE DE FONTARABIE
PARIS-20^e

avec
ce
petit
ampli
1 watt



à transistors électrifié
une guitare ordinaire

Comme chacun le sait la guitare et, plus particulièrement si elle est électrique, est très en faveur, surtout auprès des jeunes. Nombreux sont ceux qui, possédant une guitare sèche — c'est ainsi que l'on nomme parfois la guitare conventionnelle — voudraient pouvoir la transformer momentanément en guitare électrique. Rien n'est plus facile grâce au petit ensemble que nous nous proposons de décrire. Il ne s'agit évidemment pas de sonoriser une salle de spectacle, avec le watt modulé que délivre l'amplificateur mis en jeu, par contre cette puissance convient très bien pour l'utilisation en appartement.

Le microphone capteur des vibrations des cordes, le réglage de puissance et celui de tonalité sont fixés sur la guitare elle-même ; mais cette fixation s'opère sans qu'il soit nécessaire de percer ou de transformer la caisse de résonance. On ne risque donc pas de détériorer l'instrument et on peut à tout moment lui rendre sa vocation première : celle de guitare sèche. En somme notre petit équipement procure la joie de posséder deux instruments de musique en un seul.

Schéma de l'amplificateur

L'âme de l'installation est de toute évidence l'amplificateur à l'entrée duquel on applique les courants BF induits dans le microphone par la vibration des cordes et qui leur procure la puissance nécessaire pour actionner le haut-parleur. Cet amplificateur dont le schéma est donné à la figure 1 possède les caractéristiques suivantes :

- Puissance nominale : 1 watt
- Distorsion à 1 watt : inférieure à 4 %.
- Gain en puissance à 1 000 périodes : 40 dB
- Impédance d'entrée : 8 000 ohms
- Impédance de sortie : 6 ohms.

Voyons sa constitution. Le transistor qui équipe l'étage préamplificateur est un SFT571. Il s'agit donc d'un transistor type NPN. Sa base est attaquée à travers un condensateur de 5 μ F par le microphone de la guitare. Cette base est polarisée par un pont formé d'une résistance de 15 000 ohms côté masse et d'une résistance de 18 000 ohms côté -9 V. Il faut, en effet,

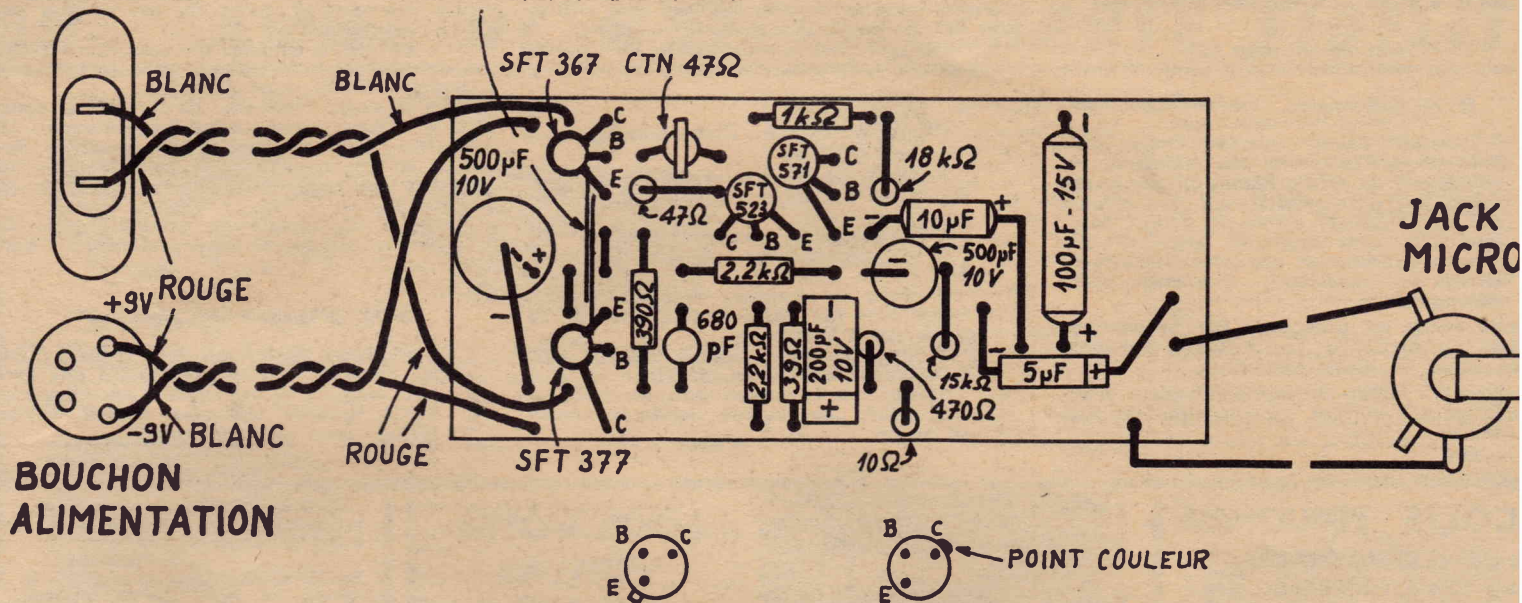
signaler que l'alimentation se fait à partir d'une batterie de pile de 9 V dont le pôle + correspond à la masse du montage, selon la disposition la plus couramment employée dans les appareils à transistor. Entre le point froid de la 15 000 ohms pont et la ligne + 9 V on a prévu une résistance de 10 ohms qui est découpée vers l'émetteur par un condensateur de 500 μ F. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 2 200 ohms qui, à la ligne + 9 V, ce qui est normal, puisqu'il s'agit d'un transistor NPN. Le collecteur de ce transistor d'entrée est relié directement à la base d'un SFT523 qui équipe l'étage d'attaque du push-pull final. Ce transistor est compensé en température par une résistance d'émetteur de 39 ohms découpée par un condensateur de 200 μ F. Son circuit collecteur contient une 47 ohms shuntée par une CTN de 47 ohms à 25°. Cet ensemble est placé en série avec la résistance de charge de 390 ohms. On remarquera que l'alimentation de cet étage s'effectue à travers la bobine mobile du haut-parleur.

L'étage final est un push-pull séquentiel équipé de transistors complémentaires. Ce type de push-pull, qui est de plus en plus utilisé présente de nombreux avantages : il est économique, mais surtout il supprime les transformateurs d'entrée et de sortie qui sont, comme vous le savez sans doute, à l'origine de distorsions souvent importantes surtout s'il s'agit de modèles ordinaires.

Les transistors utilisés sur cet étage de sortie sont : un PNP, SFT367 et un NPN, SFT377. Le collecteur du premier est relié à la ligne -9 V tandis que le collecteur du second est réuni à la ligne + 9 V. Les émetteurs sont connectés ensemble et constituent le point milieu de l'étage de puissance. Les bases sont attaquées directement par le collecteur du SFT523. Toutefois l'ensemble CTN et résistance finale de 47 ohms est placé entre elles de manière à créer la polarisation nécessaire pour éviter la distorsion de croisement. La CTN a pour mission de compenser l'effet de température. Le haut-parleur dont la bobine mobile fait 6 ohms est branché à travers un condensateur

SORTIE HP

CLIPS REFRROIDISSEURS



BOUCHON ALIMENTATION

FIG. 2

BROCHAGE DES TRANSISTORS

500 µF entre les émetteurs des transistors complémentaires et la ligne - 9 V.

Une résistance de 2 200 ohms réunit l'émetteur du transistor d'entrée, le SFT571, au point médian de l'étage de sortie. Par la contre-réaction en continu ainsi créée on compense l'influence de la température sur le fonctionnement. Un autre circuit de contre-réaction double le premier. Il est constitué par une résistance de 470 ohms en série avec un condensateur de 680 pF, le tout étant placé en shunt sur la 2 200 ohms. Ce second circuit de contre-réaction est complété par un condensateur de 10 µF placé entre l'émet-

teur du SFT571 et la ligne + 9 V. La présence des condensateurs donne à cette contre-réaction un caractère sélectif qui corrige la courbe de transmission. Ainsi le condensateur de 10 µF provoque un relèvement des aiguës de l'ordre de 2 ou 3 dB et celui de 680 pF un relèvement des basses. Ainsi à 50 Hz ce relèvement est d'environ 2 à 3 dB. Signaux que la courbe est linéaire de 50 à 15 000 Hz ce qui, il faut le reconnaître, n'est pas mal du tout.

La consommation de l'ensemble de l'amplificateur est de 14 mA. Celle du push-pull est de 3 à 4 mA.

Fixation du microphone et de l'unité de contrôle sur la guitare

Comme nous l'avons dit au début, cette fixation s'opère très simplement et surtout sans aucun perçage. Elle est illustrée par la figure 4. L'unité de contrôle, qui contient le potentiomètre de volume et celui de tonalité, est doté d'un bras de fixation percé à son extrémité d'un trou ovale. On serre ce bras sous l'écrou molleté du microphone. Il faut prendre soin de ne pas pincer le câble de raccordement entre microphone et l'unité de contrôle.

(Suite page 69.)

Réalisation pratique

L'amplificateur, dont nous venons d'examiner la constitution et le fonctionnement, est exécuté, très facilement, sur un petit circuit imprimé de 100 × 45 millimètres. La figure 2 montre la face bakélite et les composants qui doivent y prendre place. La figure 3 représente la face cuivre. On commence par souder sur la face cuivre les straps qui sont indiqués sur la figure 3. Sur la figure 2 il faut également disposer deux straps. On les distingue nettement sur le plan à proximité des transistors SFT367 et SFT377. Ces courtes connexions mises en place on pose les résistances et les condensateurs. Lorsqu'on travaille sur un circuit imprimé, l'important est de bien repérer les trous par lesquels doivent passer les fils de raccordement des divers composants. Cela ne

nécessite qu'un peu d'attention et de méthode. Si vous suivez bien cette recommandation vous devez, sans difficulté obtenir un câblage correct. Bien que cela ne soit pas impératif il semble qu'il soit préférable de poser les transistors en dernier. Il faut bien sûr respecter leur brochage qui sur les plans est indiqué par les lettres E, B et C. On munit le SFT367 et le SFT377 de clips de refroidissement.

On termine le câblage par le raccordement à l'aide de fils souples de la prise micro, de la prise alimentation et de la prise de sortie du haut-parleur. Une fois terminé, on vérifie le bon fonctionnement de l'ensemble et on peut alors monter définitivement l'amplificateur dans un coffret que chacun choisira selon son goût personnel et ses possibilités.

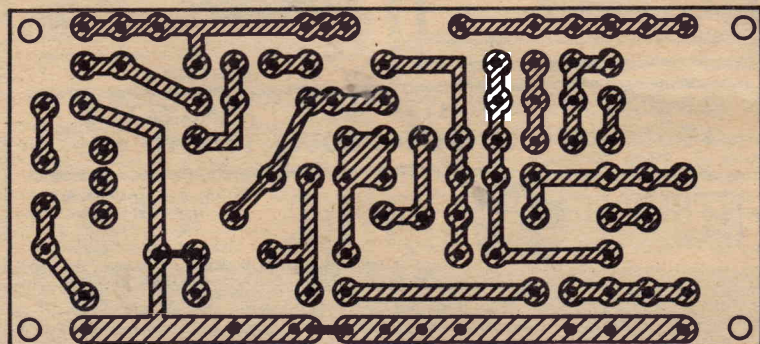


FIG. 3

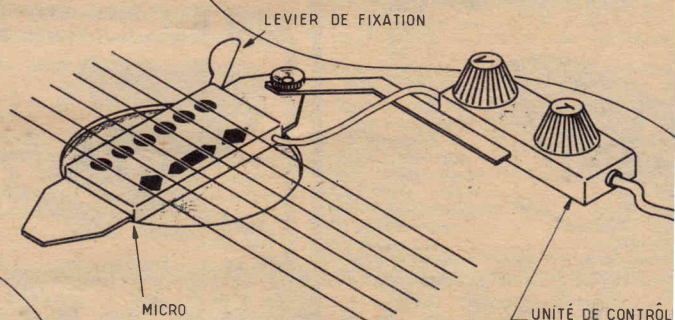


FIG. 4

DECRIE CI-CONTRE

AMPLIFICATEUR GUITARE

PUISSANCE 1 WATT
alimenté par PILES ou sur SECTEUR 110/220 V
L'ENSEMBLE COMPLET,
en pièces détachées **75,75**

- ★ ALIMENTATION (au choix).
 - Par pile 9 volts 4,50
 - Par alimentation secteur réglée (Réf. AL 2209).
Complète, en pièces détachées. **49,50**
- ★ HAUT-PARLEUR recommandé.
 - « Audax » 21 cm **16,60**
- ★ COFFRET gainé, façon bois pour HP 21 cm
N° CG 21. (Peut recevoir l'ampli Guitare) **14,70**

CIBOT 1 et 3, rue de REUILLY
PARIS-XII^e
Téléphone : DID. 66-99
Métro : Faïdherbe-Chaligny
★ RADIO C.C. Postal 6129-57 PARI

Voir nos publicités en pages 2 et 3,
et en 4^e page de couverture

NOS PROBLÈMES DE CABLAGE

problème n° 22

Le schéma de la figure 1 représente une alimentation stabilisée susceptible de fournir un courant maximal de 1,5 A sous une tension de 34 V. La figure 2 montre l'implantation des principales pièces qui composent cette alimentation. Il s'agit, pour ceux qui veulent s'attaquer à ce problème, de représenter sur ce plan le câblage correspondant au schéma, tel qu'ils la conçoivent.

Le support de cet ensemble est une plaque de bakélite. Les diodes BY X20 sont montées sur un radiateur thermique. Une cosse à souder que l'on distingue au bas de cette plaque métallique sert au raccordement de l'électrode de ces diodes qui correspond au boîtier. Il vous faudra donc déterminer quelle est cette électrode. Les transistors AC127 et AC128 sont aussi montés sur un radiateur thermique. Leurs fils sont soudés sur des cosse serties sur la plaque de bakélite. L'OC26 est situé de

l'autre côté de la plaque c'est pour cela que nous l'avons représenté en pointillé; seules apparaissent ses broches de liaison. Il est également muni d'un radiateur que pour ne pas surcharger le dessin nous n'avons pas représenté. Vous voilà en possession de tous les éléments pour résoudre ce problème.

La solution sera donnée dans le prochain numéro.

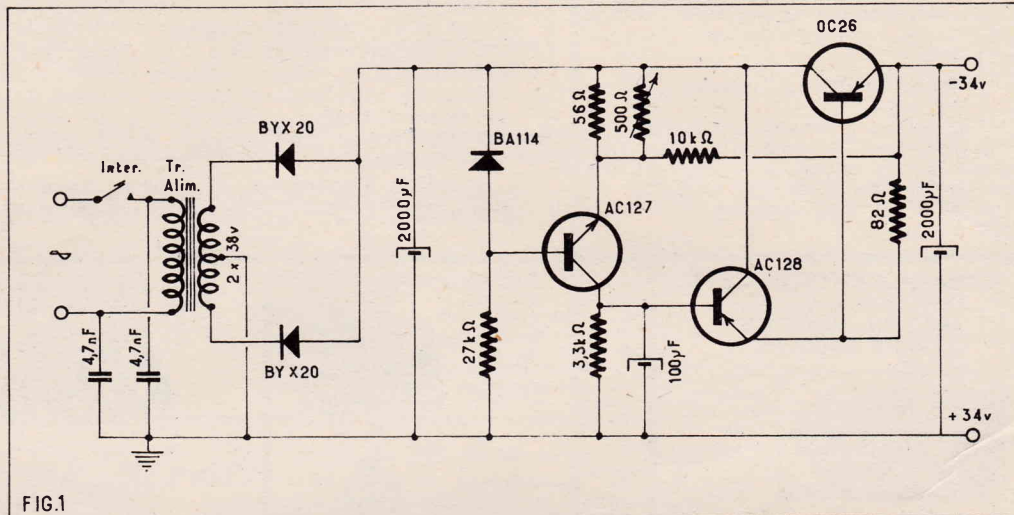


FIG.1

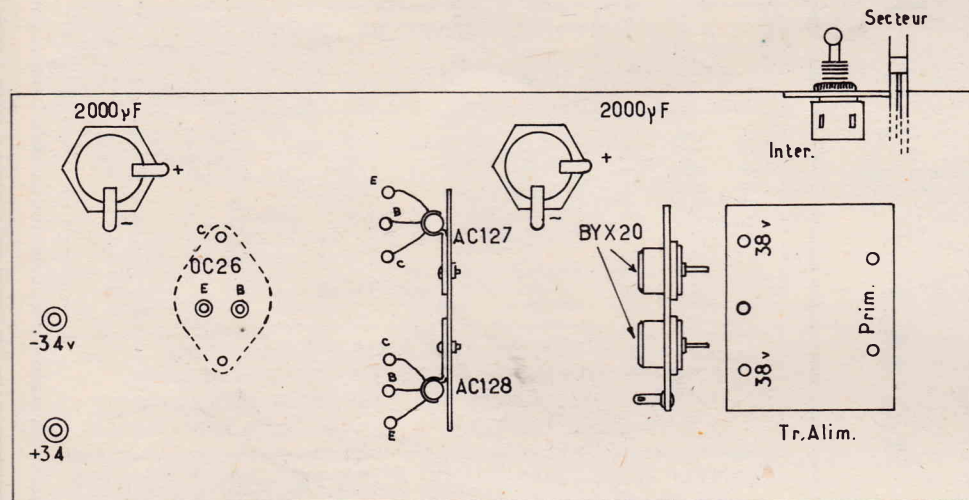


FIG.2

Pour répondre à de nombreux lecteurs, nous précisons que...

Nos problèmes de câblage s'inspirent toujours de schémas classiques et par conséquent, s'ils sont correctement réalisés, les montages qu'ils représentent doivent fonctionner. Il ne faut cependant pas perdre de vue que ces problèmes sont avant tout des exercices permettant, à ceux de nos lecteurs qui le désirent d'apprendre à traduire en câblage un schéma comme savent le faire les professionnels et les amateurs tant soit peu expérimentés.

Pour les besoins de la cause, nous sommes donc parfois amenés à imaginer des composants que nous qualifierons de fictifs, c'est-à-dire que l'on ne trouve pas dans le commerce exactement sous la forme représentée.

C'était le cas notamment pour le bloc de bobinages de l'étage à réaction du problème n° 19 publié dans notre n° 228.



Cessez d'avoir peur des plus forts que vous !

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

SOLUTION DU PROBLÈME N° 21

