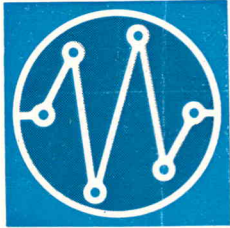


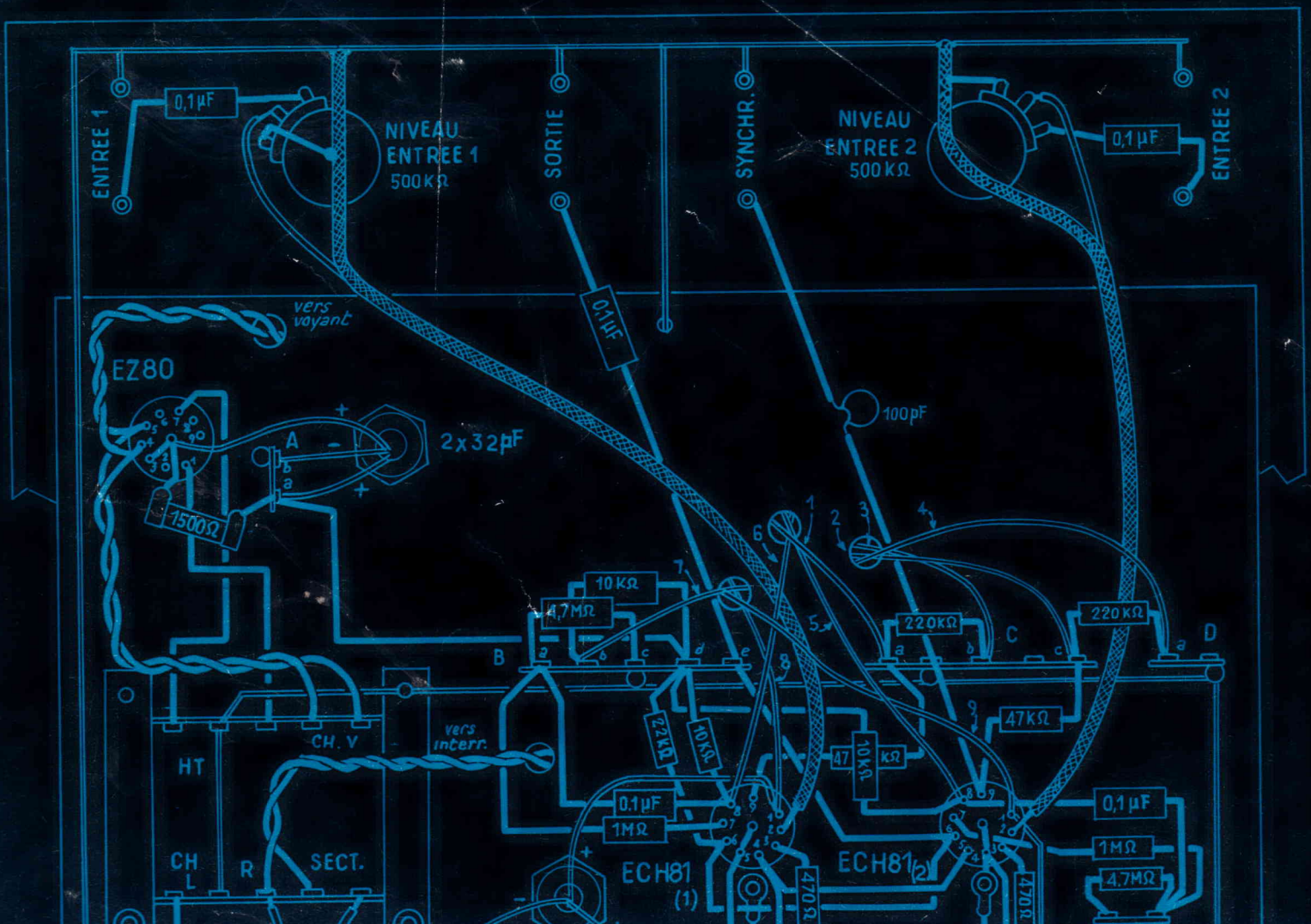
radio/plans



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

dans ce numéro :

**un générateur de fréquences étalonnées -
amplificateur stéréophonique 2 x 12 W -
un amplificateur professionnel DE 25 W -
technique des magnétophones - une boîte de
substitution et ce commutateur électronique
pour oscilloscope**

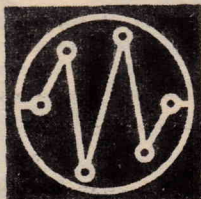


COLLECTION : LES SÉLECTIONS DE radio/plans

- N° 1 **LA PRATIQUE DES ANTENNES DE TELEVISION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
112 pages - 132 illustrations 7 F
- N° 2 **SACHEZ DEPANNER VOTRE TELEVISEUR**
(Nouvelle édition)
124 pages - 102 illustrations 7,50 F
- N° 3 **INSTALLATION DES TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
52 pages - 30 illustrations 3,50 F
- N° 4 **INITIATION AUX MESURES RADIO ET BF**
par Michel LEONARD et G. BLAISE
124 pages - 97 illustrations 4,50 F
- N° 5 **LES SECRETS DE LA MODULATION DE FRE-
QUENCE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
116 pages - 143 illustrations 6 F
- N° 6 **PERFECTIONNEMENTS ET AMELIORATION DES
TELEVISEURS**
par Gilbert BLAISE
84 pages - 92 illustrations 6 F
- N° 7 **APPLICATIONS SPECIALES DES TRANSISTORS**
par Michel LEONARD
68 pages - 60 illustrations 4,50 F
- N° 8 **MONTAGES DE TECHNIQUES ETRANGERES**
recueillis et adaptés par R.-L. BOREL
100 pages - 98 illustrations 6,50 F
- N° 9 **LES DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATION**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 56 illustrations 3 F
- N° 10 **CHRONIQUE DE LA HAUTE FIDELITE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E.
44 pages - 55 illustrations 3 F
- N° 11 **L'ABC DE L'OSCILLOGRAPHIE**
par L. CHRETIEN, ingénieur E.S.E., et G. BLAISE
84 pages - 120 illustrations 6 F
- N° 12 **PETITE INTRODUCTION AUX CALCULATEURS
ELECTRONIQUES**
par Fred KLINGER
84 pages - 150 illustrations 7,50 F
- N° 13 **LES MONTAGES DE TELEVISION A TRANSIS-
TORS**
par H.-D. NELSON
116 pages - 16,5 × 21,5 - 95 illustrations 7,50 F
- N° 14 **LES BASES DU TELEVISEUR**
par E. LAFFET
68 pages - 16,5 × 21,5 - 140 illustrations 6,50 F
- N° 15 **LES BASES DE L'OSCILLOGRAPHIE**
par Fred KLINGER
100 pages - 16,5 × 21,5 - 186 illustrations 8 F
- N° 16 **LA TV EN COULEURS**
selon le dernier système SECAM
par Michel LEONARD
92 pages - 16,5 × 21,5 - 57 illustrations 8 F
- N° 17 **CE QU'IL FAUT SAVOIR DES TRANSISTORS**
par F. KLINGER
164 pages - 16,5 × 21,5 - 267 illustrations 12 F

En vente dans toutes les bonnes librairies. Vous pouvez les commander à votre marchand de journaux habituel qui vous les procurera, ou à RADIO-PLANS, 43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e, par versement au C.C.P. Paris 259-10. Envoi franco. Diffusion en Belgique : Société Belge d'Éditions Professionnelles 131, avenue Dailly - Bruxelles 3

radio/plans



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

SOMMAIRE DU N° 237 - JUILLET 1967

PAGE

-
- 15 Transceiver à transistors
- 16 A propos du récepteur à amplification directe du numéro de Juin 1966
- 18 Une boîte de substitution pour résistances
- 20 Parlons des magnéto-résistances
- 22 Variateurs de vitesse pour moteur électrique
- 25 Calcul pratique d'un transfo de petite puissance
- 26 La course aux hautes fréquences
- 29 Amplificateur stéréophonique à lampes 2 X 12 W hi-fi
- 36 Nos problèmes de câblage
- 37 Particularité de la droite de charge
- 40 Un amplificateur professionnel de 25 W
- 46 Technique des magnétophones
- 49 Nouveautés et informations
- 50 Toujours la DX TV : conseils pratiques
- 51 Les mires des TV européennes
- 53 Commutateur électronique pour oscilloscope
- 56 Revue de la Presse technique étrangère
- 58 Bases de temps bi-standard pour TV en couleurs
- 62 Générateur de fréquences étalonnées
- 66 Réglementation officielle de l'émission d'amateur et de la télécommande.

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 numéro a été tiré à 50.730 exemplaires

transceiver à transistors

par L. GILLES

Description

Le montage décrit ci-contre comporte trois parties (voir fig. 1) :

- partie émission avec T_5 « pilote », overtone 3 ; T_6 « PA » ;
- partie modulation avec T_2 , T_3 , T_4 , qui sont réutilisés comme ampli BF en réception ;
- partie réception avec T_1 , étage à superréaction suivi de son préamplificateur T_7 .

La commutation émission-réception est faite par un contacteur 4 circuits 2 positions (pour un motif d'économie il a été utilisé des inverseurs 2 circuits 2 positions couplés mécaniquement).

Partie émission

Pilote

Les étages pilotes PA et superréaction utilisent le même transistor : technologie silicium planar. Ce transistor a un très bon rendement HF grâce à son gain élevé (> 125) et sa fréquence de transition > 150 MHz).

Par ailleurs, il n'est pas coûteux. La capa de 22 pF assure l'oscillation par couplage de l'émetteur au collecteur et s'ac-

corde avec L_1 sur la fréquence overtone 3 au Xal.

La capacité de 33 pF forme avec le 22 pF un diviseur capacitif adaptant les impédances collecteur et émetteur sa valeur n'est pas critique.

L_1 ne doit pas dépasser 3 spires pour éviter de surcharger le pilote : risque de décrochage de ce dernier.

Notons qu'on peut augmenter la puissance de sortie du pilote en diminuant de 1 k Ω l'émetteur mais ceci au détriment de la consommation.

PA

La résistance de 150 Ω dans l'émetteur shuntée par 4 700 pF, polarise cet étage en classe C : rendement maximum.

On peut se rapprocher de la classe B, gain accru et puissance de sortie plus élevée en réduisant cette valeur (ainsi que L_1), mais au détriment du rendement (puissance HF/puissance consommée de T_6).

Le système d'antenne : circuits L_2 , C_2 et L_3 , C_3 couplés par L_2 adapte l'impédance de sortie au transistor à celle de l'antenne. La valeur de L_2 : entre 1,5 à 2,5 spires, règle le couplage.

Un « micro-watt-mètre » (donne des indications depuis 7 mW) constitué par

une ampoule, indique le courant à la base de l'antenne. Après réglage on le court-circuite par une capa de 100 pF environ pour réduire au minimum son prélèvement de HF.

Réglages.

On substitue à C_1 , C_2 , C_3 des valeurs ajustables : 3/60 pF par exemple. En débranchant T_6 et en contrôlant MES₂, on repère facilement la plage d'oscillation du Xal, en fonction de C_1 . T_6 rebranché, on se plaçant sur MES₂, on règle C_1 pour avoir un maximum, et C_2 pour un minimum. On règle ensuite C_3 pour un maximum de brillance de l'ampoule.

On remplace alors C_1 , C_2 , C_3 par les valeurs fixes céramiques approchantes et on rattrape les réglages par les noyaux.

Le réglage de L_2 est assez flou mais pour C_1 et surtout C_3 plus « pointu ».

Le système à antenne est réutilisé intégralement pour la réception — les réglages réception étant plus flous que ceux d'émission, il est inutile de revoir ces derniers.

Signalons également qu'en disposant d'une commutation supplémentaire on peut économiser un des NPN (voir fig. 2).

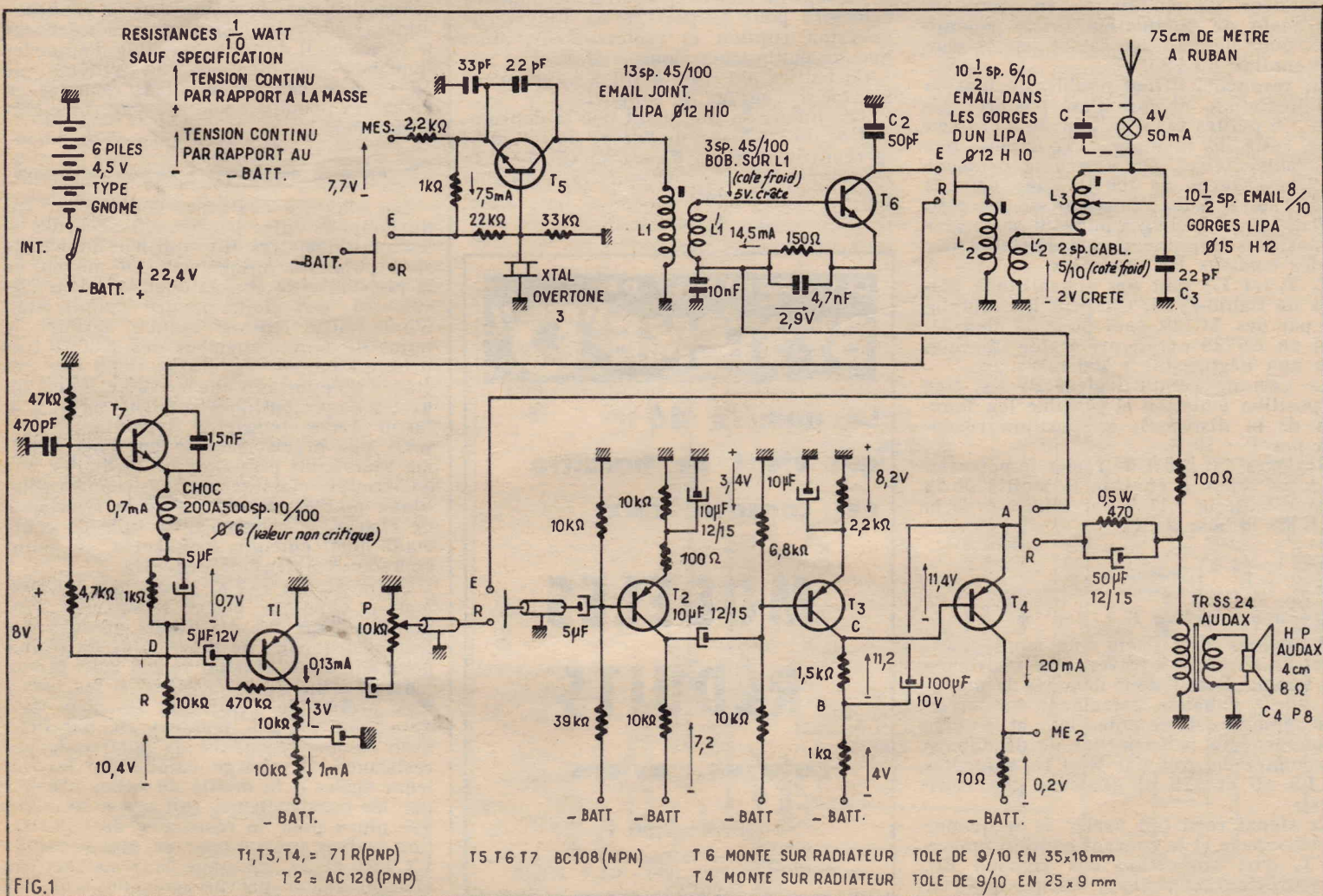
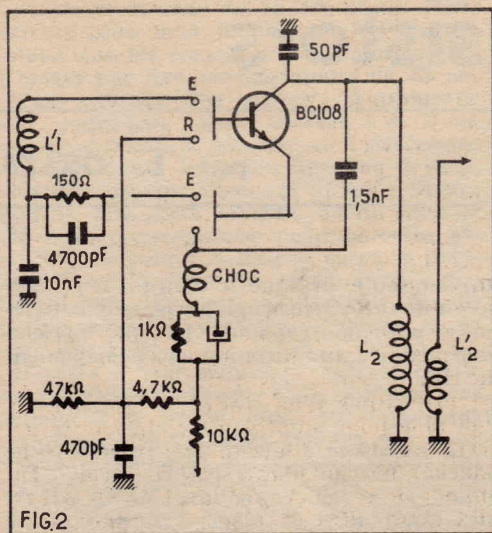


FIG.1



Modulation

En dehors du TRSS24 — qui pourrait être supprimé, en disposant d'un HP d'impédance 200/300 Ω — cette partie ne fait appel à aucun transformateur.

T₁, monté en « champ » module le PA T₂ : le potentiel de A varie entre 0 et 22 V au rythme de la modulation.

T₁ est monté en collecteur à la masse ; le potentiel de son émetteur (point A) suit le potentiel de la base (point C) à quelques 1/10 de volt près.

Pour permettre à T₂ de fournir l'importante incursion en tension nécessaire, une capa de 100 μF astreint le potentiel de B à suivre celui de A : « booster ».

L'avantage du système est de fournir une bonne linéarité jointe à une bonne profondeur de modulation en éliminant le transfo de modulation (assez volumineux pour ne pas être saturé par le courant continu du PA).

En revanche, il faut doubler la tension d'alimentation, ce qui n'est pas très gênant : 6 petites piles au lieu de 3 grosses.

Le reste du montage : T₂ appelle peu de commentaires. On notera la présence de 2 résistances de 100 Ω, l'une dans la base, l'autre dans l'émetteur de T₂, elles évitent les accrochages pouvant se former en position émission par la détection par T₂ des tensions HF modulées.

T₂, T₁ (et T₃) sont des échantillons gratuits de Radio-Prim. On peut les remplacer par des AC128, sauf pour T₁, pour lequel un ASY30 paraît préférable (dissipation non négligeable : 100 mW).

Le gain de l'amplificateur BF est fixe en position émission et réglable (en fonction de la distance), en position réception par P : 10 K.

Réglages : il suffit de régler le potentiel en A au repos à environ la moitié de la tension batterie : 11 V par sélection de la 6,3 K de la base de T₃.

Réception

Etage superréaction T₃

Rappelons qu'il s'agit d'un montage oscillateur alimenté à travers une résistance R : lorsque l'oscillateur démarre le potentiel en D s'abaisse entraînant son arrêt, d'où remontée de ce potentiel... et le cycle recommence à la fréquence de découpage déterminée en gros par R et les capacités de 1,5 nF et 470 pF (valeurs peu critiques).

Le signal reçu fait varier la fréquence de découpage et le courant continu moyen de T₃, d'où apparition des signaux BF. Un souffle caractéristique indique que l'on

est bien en superréaction, c'est-à-dire ni en détection de réaction (pas d'oscillation : sensibilité moindre), ni bloqué en oscillation (sensibilité faible, fortes distorsions).

Le chimique de 5 μF court-circuite la résistance 1 K pour la HF, la BF et le découpage.

Réglage : il suffit de régler la résistance 47 K : essai de valeurs entre 33 K et 130 K pour le maximum de réception.

Etage préampli T₁

Il suffit de vérifier que cet étage très simple, n'est ni bloqué (courant nul), ni saturé (d d p émetteur collecteur ≠ 0).

On solutionne la 470 K pour que le potentiel du collecteur soit de 6-7 V par rapport à la masse.

Note sur la réalisation

Antenne.

Il s'agit de 75 cm de mètre ruban — peu coûteux, peu fragile — ayant pour base une colonnette taraudée femelle, sur laquelle il est soudé. Le tout se visse sur une vis isolée du châssis par des écrous, stéatite.

Tous les composants — H.-P., support transistor, support Xal, bobinages, potentiomètre contacteur... — sont supportés par une plaquette de tôle de 3/10, dont les bords sont repliés et soudés formant caisson. Dimensions 43 × 152 mm.

Malgré sa faible épaisseur (on a doublé le dessus supportant l'antenne), l'ensemble est assez rigide. Cette solution permet facilement de souder les masses, élément de relais... Le tout est relié aux piles par 2 fils.

La plaquette précédente montée sur 4 colonnettes et les piles prennent place dans un boîtier alu percé de 2 trous pour le passage de l'antenne et au potentiomètre échancre pour le passage de l'inverseur émission rupture et l'interrupteur, ainsi que de petits trous pour le H.-P..

Ce boîtier alu (tôle 9/10) a uniquement un rôle mécanique de support.

Terminons en indiquant que la consommation du PA T₂ est de l'ordre de 150 mW, le rendement de T₂ d'environ 45-50 %, la puissance HF communiquée à l'antenne d'environ 20-25 mW.

nos lecteurs
nous écrivent

A PROPOS DU RÉCEPTEUR

A AMPLIFICATION DIRECTE

DU NUMÉRO 224

DE JUIN 1966

Vous avez publié, dans le n° 224, un article d'un de vos correspondants d'Union Sud-Africaine, M. Velaers, concernant un récepteur à amplification directe de conception originale. N'ayant pas eu, à l'époque de la parution de cet article, le temps d'approfondir cette idée, j'avais mis soigneusement de côté l'article en question, bien décidé à y revenir dès que mes loisirs me le permettraient. Ce moment étant enfin arrivé, je me permets de vous écrire à ce sujet.

L'article de M. Velaers m'a vivement intéressé, car, comme lui, je pense que tout n'a pas été dit de la réception à amplification directe, universellement condamnée malgré les qualités musicales incontestables qu'elle procure. Que son auteur soit donc vivement félicité pour sa persévérance et pour l'imagination dont il a fait preuve afin de tirer le maximum de ce système de réception.

Désirant moi-même tenter un essai de réalisation dans le même sens, je voudrais, auparavant, vous consulter à ce sujet, car je pense qu'il doit être possible d'apporter quelques modifications au schéma de M. Velaers, sans pour autant remettre en cause les principes adoptés par votre correspondant.

1° Montage des étages à charge cathodique

Les étages à charge cathodique servant de tampons entre les circuits accordés et les amplificatrices H.F. qui leur font suite sont polarisés uniquement au moyen de la résistance de charge dont la valeur élevée (30 kΩ) doit, malgré l'application d'une haute tension réduite, amener le point de fonctionnement des ECC81 très près du cut-off. Je crains donc que ces étages n'apportent une certaine détection des signaux appliqués sur leur grille, à la façon d'une détectrice Sylvania, ce qui n'est pas précisément le but cherché. Il me semblerait plus indiqué d'adopter une polarisation classique par résistance cathodique montée en série avec la résistance de charge, la résistance de fuite de grille étant bien entendu connectée au point commun des deux précédentes.

En outre, les ECC81 ayant une consommation anodique élevée lorsqu'elles sont montées dans les conditions prévues par les constructeurs de tubes (plus de 10 mA pour une haute tension de 250 volts et une tension grille de — 2 volts), il me paraîtrait préférable d'employer les deux triodes d'une ECC83, montées en parallèle, avec comme résistance de polarisation et résistance de charge cathodique les valeurs égales à la moitié de celles prévues par les constructeurs, soit respectivement 680 ohms pour la résistance de polarisation (valeur prévue pour un seul élément : 1,2 kΩ) et 27 kΩ pour la résistance de charge (valeur prévue pour un seul élé-

LES CAHIERS DE SYSTÈME "D"

Le numéro 46
qui vient de paraître
est consacré aux

MODÈLES RÉDUITS

bateaux, avions...

Prix : 2,50 F

En vente partout et à Systême « D », 43, rue de Dunkerque - Paris (10^e) - C.C.P. 259-10.

ment : 47 kΩ). Dans ces conditions, le débit de l'étage serait ramené à $2 \times 1,2$ mA, soit 2,4 mA, et un découplage par une résistance de 10 kΩ et un condensateur de 0,1 μF pourrait avantageusement être monté dans le circuit anodique afin d'éviter les risques d'accrochages, sans pour autant entraîner une chute trop importante de la tension anodique appliquée aux ECC83.

2° Choix des tubes amplificateurs H.F.

L'auteur emploie dans cette fonction les secondes moitiés des ECC81 et signale en fin d'article la possibilité d'utiliser des 6U8 avec... mise au point plus délicate (je pense volontiers comme lui !). Pourquoi ne pas séparer complètement les étages-tampons des étages amplificateurs H.F. et employer pour cette dernière fonction des pentodes à pente variable, plutôt que des triodes qui ne sont guère à leur aise dans ce rôle ? Si on choisit des tubes à pente modérée (EF41, EBF80, à la rigueur EF89), on risque moins l'accrochage qu'avec des 6U8 dont la pente très élevée entraîne une capacité d'entrée prohibitive. Au surplus, il semble alors possible de munir le récepteur d'une C.A.V. en appliquant aux grilles des pentodes, les tensions négatives disponibles à la sortie du détecteur à cristal.

Le schéma d'un étage-tampon et de l'étage amplificateur qui lui fait suite deviendrait alors celui indiqué à la figure 1.

3° Détection

On ne voit pas très bien l'avantage que peut présenter l'abandon de la détection Sylvania au profit d'un détecteur cristal précédé, il est vrai, d'un étage-tampon destiné à désamorcer le dernier transfo H.F. La détectrice Sylvania possède elle-même tous ces avantages, et, de plus, elle risque moins la saturation qu'une diode sous l'influence de tensions très élevées, par exemple lors de la réception d'un émetteur local puissant ; en outre, la faiblesse de sa charge évite la chute des aiguës due à la présence du condensateur de détection, ce qui a son intérêt dans un récepteur à prétentions musicales.

En revanche, une diode, précédée d'un étage-tampon à charge cathodique, peut être montée en parallèle sur la détectrice Sylvania afin de fournir les tensions continues destinées à la commande automatique de sensibilité (CAV) et même — pourquoi pas ? — au fonctionnement d'un indicateur visuel d'accord du type « trèfle cathodique ». Dans ce dernier cas, il est préférable d'employer deux diodes distinctes, par exemple les deux éléments d'une 6AL5, afin d'éviter les risques de courant-grille dont sont parfois affectés les indicateurs d'accord. Le schéma de la partie détection et CAV est indiqué à la figure 2. Notons que, si on utilise en deuxième amplificateur H.F. une EBF 80, il n'est pas nécessaire de prévoir une 6AL5, mais il faut alors relier la cathode de la EBF80 à la masse et polariser cette lampe au repos en ramenant la ligne de CAV à un point à potentiel négatif de l'ordre de 2 volts ; bien entendu, dans ce cas, la première amplificatrice H.F. devra être montée de la même façon.

4° Bobinages

C'est le problème le plus délicat à résoudre, car il n'est pas question de trouver dans le commerce un bloc PO-GO (ne parlons pas d'OC, de manière à avoir l'air de rester sérieux) comportant les circuits d'accord-antenne et les deux transfos H.F. J'avais pensé tourner la difficulté en utilisant comme circuit d'accord-antenne un cadre ferroxcube PO-GO (associé à une bonne antenne extérieure, cela va sans dire) et comme transfos de liaison H.F., les circuits antenne-terre de deux anciens

blocs pour super à lampes (il en existe encore un peu partout sous l'étiquette « Dépannage »). Malheureusement, ces blocs ne sont généralement pas blindés et, si le couplage avec le cadre n'est guère à craindre, ce dernier étant placé au-dessus du châssis et les bobinages au-dessous, il n'en est pas de même entre les deux transfos H.F. : je projette d'en disposer un à gauche du commutateur rotatif, l'autre à droite, de telle sorte que les axes de ces deux transfos soient perpendiculaires entre eux, mais j'ai bien peur que cet isolement tout relatif ne suffise pas et que, tout comme le récepteur de votre correspondant, le mien n'ait envie de hurler sur une bonne partie des deux gammes...

L'utilisation d'un cadre ferroxcube et d'un bloc pour amplification directe genre AD47 ou AD64 (devenu très rare sur le marché) ne me paraît pas meilleure, les bobines de ces blocs étant disposées parallèles entre elles et sans le moindre blindage ; de plus, le commutateur rotatif qui équipe ces blocs ne comporte pas de gallette libre, ce qui nécessiterait un deuxième commutateur pour les bobinages du cadre : autant revenir au C119 des temps héroïques.

J'aimerais connaître votre point de vue sur les idées que je viens de vous soumettre. Si, par la suite, j'entreprends la réalisation de ce récepteur, je serais très heureux de juger ses résultats ici au Maroc où la réception des émetteurs européens PO et GO est généralement délicate : je ne les « sors » confortablement que grâce à une antenne extérieure avec descente blindée, et sur un bon super à tubes avec étage H.F. accordé. Je ne pense pas que le C119 rajeuni puisse supporter la comparaison, mais l'essai est amusant à tenter, et, en tout état de cause, il me semble qu'il doit procurer d'autres joies que le montage d'un sempiternel « 6 transistors + diode » à circuit imprimé...

A. ALLOIN.

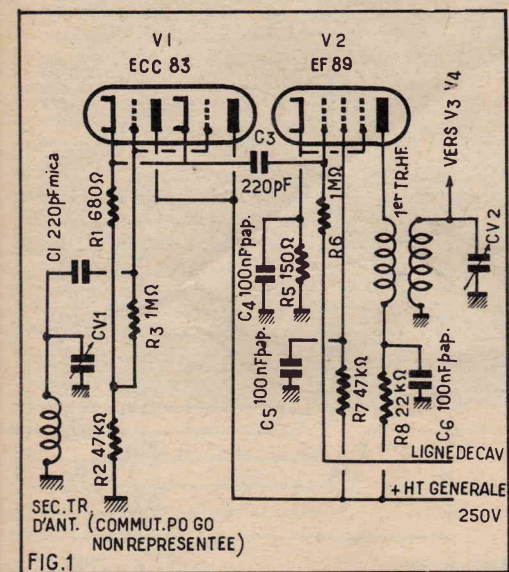


FIG.1

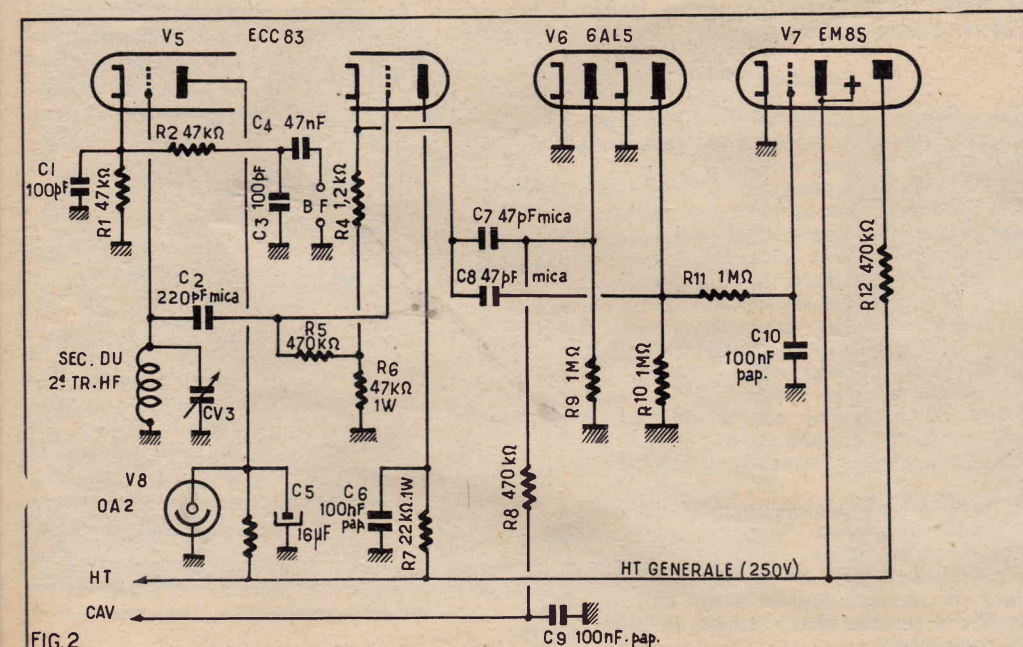


FIG.2

1° Il est évident que dans les conditions de montage du récepteur à amplification directe qui vous intéresse les lampes à charge cathodique fonctionnent en classe B mais cela n'a pas le caractère de gravité que vous lui attribuez, en effet, il n'y a pas à proprement parler détection car si les alternances rendant la grille plus négative sont supprimées, les circuits oscillant suivant les restituent.

Il n'en est pas moins vrai que l'utilisation d'une résistance de polarisation indépendante de celle de charge est une amélioration ne serait-ce qu'en plaçant le point de fonctionnement dans une zone à pente plus élevée.

2° L'auteur, dans son article, prévoyait d'autres possibilités que l'emploi de ECC81 — et on peut essayer des ECC83 dont la consommation est moindre. Cependant la pente est aussi plus faible.

On peut comme vous le suggérez, employer comme amplificateur HF des pentodes à pente variable qui permettraient de munir le récepteur d'une CAV. Le schéma que vous indiquez est valable.

3° Une détection Sylvania est aussi très valable ainsi que l'emploi de deux diodes avec étage tampon pour obtenir les tensions de commande de l'indicateur d'accord et de CAV.

4° Les bobinages posent évidemment un problème et il est évident que la meilleure solution est de les « bricoler » soi-même et de les placer sous blindage.

Il serait intéressant d'essayer le montage d'un poste de ce genre. Si vous l'entreprenez un jour, faites-nous part des résultats, cela ne manquera pas d'intéresser un grand nombre de nos lecteurs.

N.D.L.R.

Une boîte de substitution pour résistances

Comme vous ne l'ignorez pas, une boîte de substitution est un appareil permettant d'obtenir très rapidement un grand nombre de valeurs de résistances. Malgré sa simplicité il s'agit là d'un instrument extrêmement utile et pouvant rendre les plus grands services à tout ceux qui en professionnel ou en amateur s'occupent d'électronique.

En effet lorsqu'on effectue des essais sur un montage ou qu'on procède à une mise au point, il arrive couramment qu'on soit amené à chercher, pour une résistance, la valeur qui procure le meilleur fonctionnement. Il faut alors déterminer l'ordre de grandeur de cette résistance, faire un premier essai, et ensuite faire varier la valeur de cette résistance en plus ou en moins jusqu'à ce que le meilleur résultat soit obtenu. Deux méthodes peuvent être utilisées pour cela, nous sommes tentés de dire la bonne et la mauvaise.

La mauvaise méthode qui malheureusement est encore très répandue consiste à avoir un stock de résistances de différentes valeurs que l'on soude successivement dans le circuit en cours de mise au point. Si, comme cela arrive souvent, on n'a pas la valeur qu'on voudrait essayer on procède alors à des groupements série ou parallèle. Il advient bientôt que la maquette, tout d'abord câblée avec soin, soit hérissée d'un nombre invraisemblable de résistances ce qui risque de perturber le fonctionnement. De plus les résistances d'essai sont soudées et dessoudées de nombreuses fois et ne tardent pas, soumises à un tel régime à être hors d'usage ou même simplement illisibles.

La bonne méthode est la mise en œuvre d'un boîte de substitution qui est branchée à la place de la résistance dont on veut déterminer la valeur. On dispose alors de toute une série de valeurs qui peuvent très rapidement être mises en service par le dispositif sélecteur de la boîte. On peut ainsi, sur les montages à lampes régler avec exactitude les tensions de polarisation, les tensions écran, déterminer la valeur d'une résistance de charge. On peut encore régler les valeurs des résistances entrant dans la constitution d'un réseau de contre réaction, d'un filtre correcteur ou d'un dispositif de contrôle de tonalité.

La boîte de substitution trouve également son emploi pour l'étude et la mise au point d'appareils à transistors où elle permet de déterminer très vite la valeur des éléments d'un pont de polarisation, celle d'une résistance de charge, etc. Ainsi chaque fois qu'un élément résistif d'un montage paraît douteux ou chaque fois qu'il est nécessaire d'en déterminer la valeur optimum l'usage d'une boîte de substitution est recommandé.

Celle dont nous vous proposons le montage offre un choix de 72 résistances réparties en trois gammes : la gamme des ohms qui s'étend de 10 à 820 ohms, la gamme des milliers d'ohms qui couvre de 1 000 ohms à 820 000 ohms et la gamme des mégohms qui va de 0,1 mégohm à 8,2 mégohms. Les différentes valeurs pouvant être obtenues sont normalisées. Il n'y aura donc aucune difficulté lorsque la bonne sera trouvée de la remplacer par celle qui doit être incorporée définitive-

ment à l'appareil en cours d'étude ou de mise au point.

Il faut également que les résistances de la boîte présentent une bonne précision pour que leur valeur soit très proche de celle affichée par le dispositif sélecteur. Ici la tolérance est de $\pm 5\%$.

Selon les cas d'utilisation les résistances dissipent une puissance plus ou moins grande sous forme de chaleur. Cette puissance dissipée dépend de la valeur de la résistance ohmique et de l'intensité qui parcourt le circuit. Il convient que la température d'une résistance placée dans un circuit électrique ne dépasse pas une certaine valeur sinon sa résistance effective augmente. De plus une température excessive risque de détériorer, à plus ou moins brève échéance, cet élément. Pour ces raisons une résistance est caractérisée non seulement par sa valeur ohmique mais également par la puissance qu'elle peut dissiper. Les constructeurs mettent à la disposition des utilisateurs des résistances de 1/4 de watt, de 1/2 watt, de 1 watt, etc. Rappelons que plus la puissance que doit dissiper une résistance est grande plus cette dernière doit pouvoir évacuer de chaleur vers le milieu ambiant, si on veut que sa température conserve le niveau normal. Il faut donc que la résistance ait une surface de contact avec le milieu ambiant et par conséquent un volume d'autant plus grand que la puissance dissipée est importante. C'est la raison pour laquelle une 1/2 watt est plus grosse qu'une 1/4 de watt et plus petite qu'une 1 watt.

S'il n'y a aucun inconvénient à utiliser une résistance de dissipation plus forte que nécessaire il est évident qu'il n'en est pas de même pour l'inverse. Pour permettre à la boîte de substitution d'être utilisable dans tous les cas courants on a été amené à l'équiper avec des résistances de wattage assez élevées. C'est ainsi que de 8,2 mégohms à 0,1 mégohm les résistances ont une puissance dissipable de 3 watts et que pour celles comprises entre 50.000 Ω et 10 Ω cette puissance est de 10 watts.

Le schéma

Le schéma de notre boîte de substitution qui est donné à la figure 1 est très simple, comme vous pouvez en juger.

Chaque gamme possède un commutateur à 24 positions; chaque position mettant en service une résistance de valeur bien déterminée. Pour cela chaque résistance a une extrémité reliée à un plot du commutateur. L'autre extrémité des résistances est connectée à une des bornes d'utilisation. De la sorte, on peut par la manœuvre du commutateur obtenir aux bornes « Utilisation » la valeur de résistance choisie. A l'aide d'un cordon de raccordement cette résistance peut être insérée dans le circuit sur lequel on procède à des essais.

Il arrive, quelquefois, qu'il faille éviter le rayonnement de la résistance de la boîte de substitution. Pour cela le coffret de cette dernière est métallique et des prises de masse sont prévues sur lui de manière à rendre plus efficace le blindage qu'il constitue.

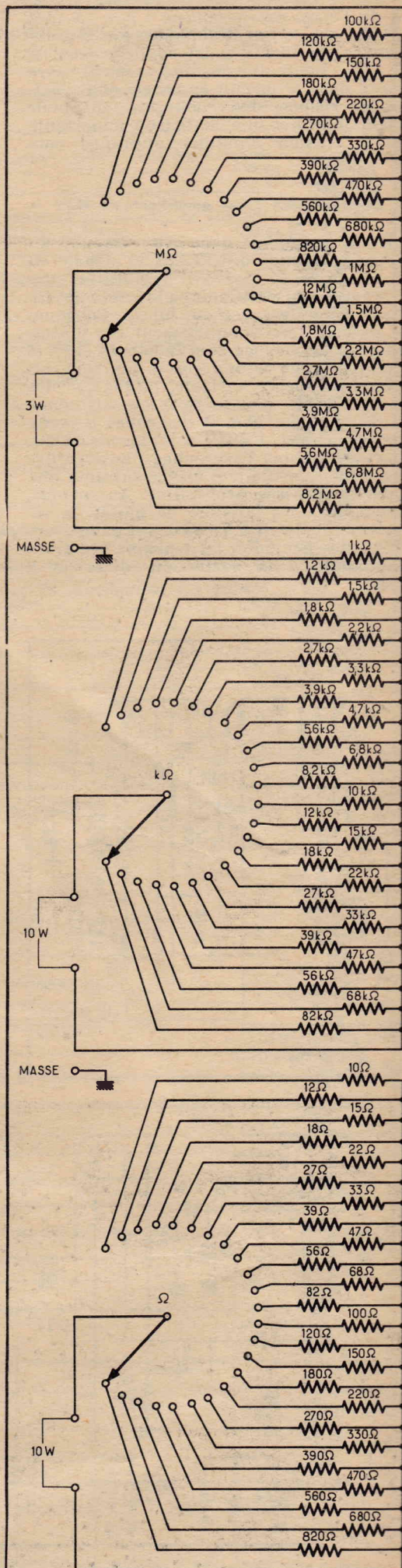


FIG. 1

Les résistances qui peuvent être mises en service par le commutateur de la gamme « Ohms » sont les suivantes : 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82, 100, 120, 150, 180, 220, 270, 330, 390, 470, 560, 680, 820 ohms. Comme nous l'avons déjà signalé ce sont toutes des 10 watts.

Les résistances de la gamme « Milliers d'Ohms » sont les valeurs suivantes : 1 000, 1 200, 1 500, 1 800, 2 200, 2 700, 3 300, 3 900, 4 700, 5 600, 6 800, 8 200, 10 000, 12 000, 15 000, 18 000, 22 000, 27 000, 33 000, 39 000, 47 000, 56 000, 68 000 et 82 000 ohms. Ce sont toutes des 10 watts à l'exception de celles de 68 000 et 82 000 ohms.

Enfin les résistances de la gamme « Mégohms » sont les suivantes : 100 000, 120 000, 150 000, 180 000, 220 000, 270 000, 330 000, 390 000, 470 000, 560 000, 680 000, 820 000 ohms, 1, 1.2, 1.5, 1.8, 2.2, 2.7, 3.3, 3.9, 4.7, 5.6, 6.8, 8.2 mégohms. Toutes ces résistances sont des 3 watts.

Réalisation pratique

La construction de cette boîte de substitution est illustrée par les figures 2 et 3.

Il faut commencer par l'équipement des commutateurs de gamme. Ces derniers possèdent à l'arrière une couronne de bakélite sertie de 24 paillettes faisant vis-à-vis à celles de la galette de commutation. Cette couronne qui sert de relais pour un montage rigide des résistances est placée à 60 mm de la galette, distance qui est obtenue par des entretoises tubulaires. La figure 2 est une vue en perspective qui montre comment doivent être soudées les résistances entre les paillettes de la galette

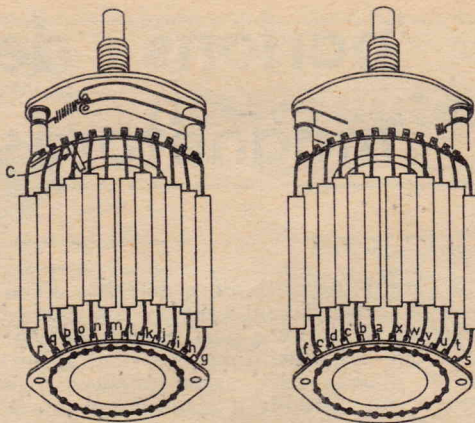


FIG. 2. CABLAGE DES COMMUTATEURS

et celles de la couronne relais. Cette disposition est la même pour les trois contacteurs. Sur la figure 3, les contacteurs sont représentés, vus de l'arrière. On distingue ainsi la position exacte de chaque résistance par rapport à sa valeur. Il faut bien remarquer que la paillette a de chaque commutateur correspond à une extrémité de chaque gamme, c'est donc sur elle que doit être soudée la résistance de plus faible valeur. Les autres résistances sont soudées, à la suite, par ordre de valeur croissante dans le sens inverse des aiguilles d'une montre. Les valeurs étant indiquées sur la figure 3 aucune erreur n'est possible. On prendra soin que ces résistances soient groupées de la façon la plus compacte possible autour des contacteurs mais sans se toucher. Il faudra aussi veiller à ce que la soudure ne mette pas en court-circuit deux paillettes consécutives.

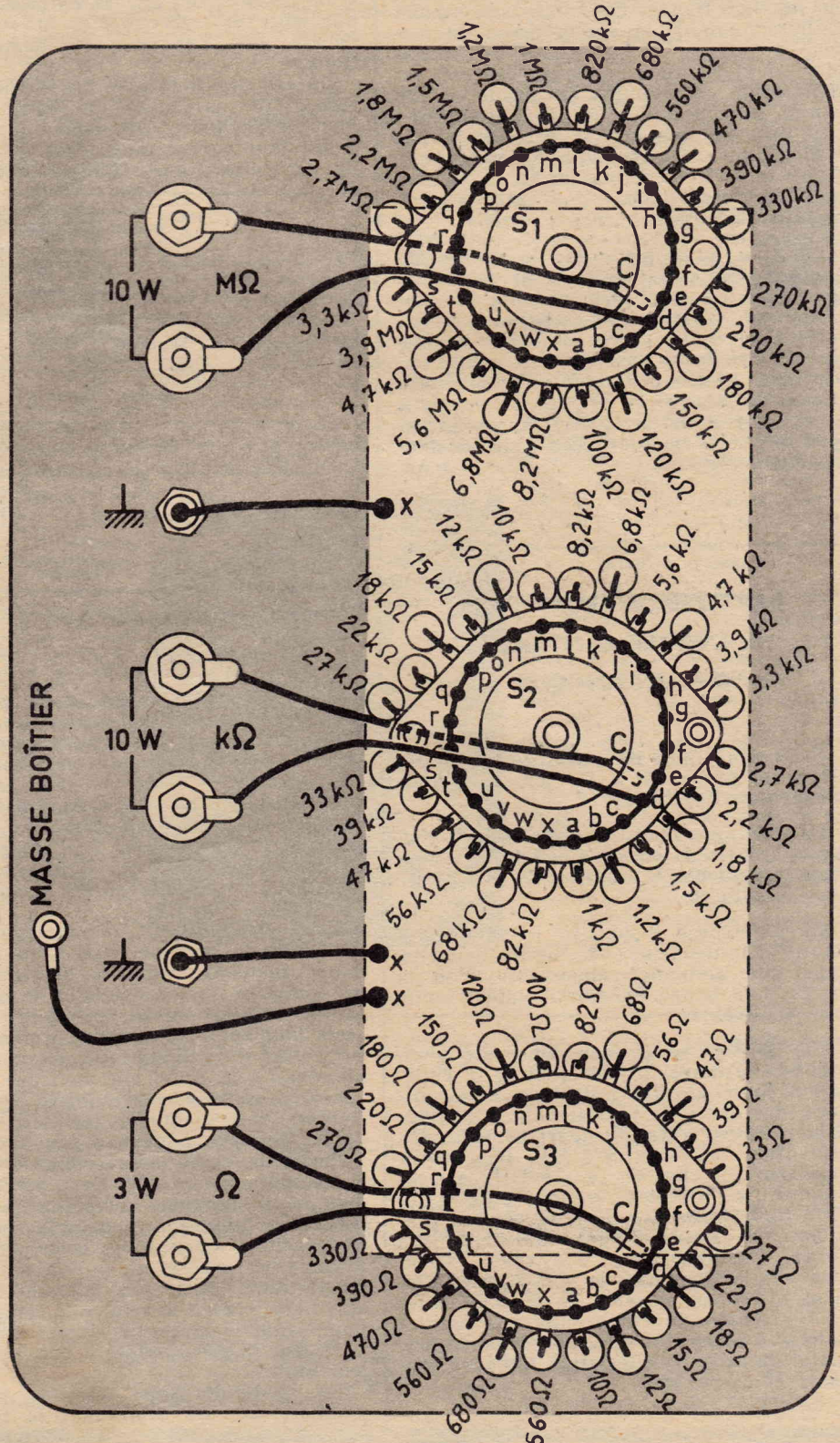


FIG. 3. CABLAGE FACE AVANT

PRIX DES CENTRAD kit FRANCE

LA BOÎTE DE SUBSTITUTION BEM 008 décrite ci-contre. En « KIT » 275,00

Oscilloscopes :

| | |
|------------|----------|
| 377 K | |
| en « KIT » | 585,00 |
| BEM 009 | |
| en « KIT » | 725,00 |
| BEM 005 | |
| en « KIT » | 1.095,00 |
| BEM 003 | |
| en « KIT » | 1.595,00 |

Générateur BF

| | |
|------------|--------|
| BEM 004 | |
| en « KIT » | 585,00 |

Voltmètre électronique

| | |
|------------|--------|
| BEM 002 | |
| en « KIT » | 350,00 |

Volt-ohmmètre électronique

| | |
|------------|--------|
| 442 K | |
| en « KIT » | 450,00 |

Millivoltmètre électronique

| | |
|------------|--------|
| BEM 012 | |
| En « KIT » | 355,00 |

Alimentations stabilisées

| | |
|--------------------|--------|
| Haute tension | |
| BED 002 en « KIT » | 570,00 |
| Basse Tension | |
| BED 001 en « KIT » | 570,00 |

Le Catalogue « CENTRAD-KIT » vous sera adressé gratuitement sur simple demande

NORD-RADIO

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

(TRU) 878-89-44

Autobus et métro : Gare du Nord

C.C.P. PARIS 12.977-29

Par un fil nu on relie toutes les paillettes de la couronne relais : sur ce fil nu on soude un fil isolé de 150 mm de long. Sur le commun C on soude un fil isolé de 120 mm de long.

Lorsque les trois commutateurs sont ainsi équipés, on monte sur une contreplaque anodisée recouverte par le couvercle deux bornes de masse puis les six bornes Hirschmann. On met alors en place les trois commutateurs dans l'ordre indiqué sur le plan figure 3.

On prend ensuite une plaque arrière de 135 x 65 mm. Par deux fils de 120 mm on la relie aux bornes « masse » de la face avant. Sur la plaque arrière on soude encore un fil de 270 mm. A l'autre extrémité de ce fil on soude une cosse qui, le moment venu, sera boulonnée sur la virole qui entre dans la constitution du coffret. On peut alors monter la plaque de fond sur les tiges filetées des commutateurs. On veillera qu'il n'y ait qu'un écrou de serrage à l'arrière des tiges filetées. Notons que sur la figure 3 la plaque de fond est représentée en pointillé. On soude les fils venant du commun et de la couronne relais du commutateur S1 sur les bornes « Mégohms ». On réalise une liaison semblable entre le commutateur S2 et les bornes « milliers d'ohms » puis entre le commutateur S3 et les bornes « ohms ».

On fixe les 4 pieds sur la virole. On boulonne sur cette virole le fil venant de la plaque de fond. On emboîte la face avant sur la virole. On emboîte aussi sur cette virole le couvercle arrière et on fixe le tout par des écrous que l'on monte sur les tiges filetées des commutateurs qui dépassent du couvercle par des trous prévus à cet effet. Pour terminer il ne reste plus qu'à serrer les boutons flèches sur les axes des commutateurs.

A. BARAT

BAPTEME DE PROMOTION A L'ECOLE CENTRALE D'ELECTRONIQUE

Cette année, une nouvelle promotion des élèves se préparant à la carrière d'ingénieur, a été baptisée.

La marraine était Mme Marie-José Nat, qui, à travers sa carrière artistique a toujours représenté le charme, la gentillesse et la simplicité.

La cérémonie a eu lieu le 28 avril à l'Annexe Industrielle, 53, rue de Grenelle, dans une ambiance émouvante d'où la gaieté et la bonne humeur n'étaient toutefois pas exclues.

On pouvait remarquer dans une nombreuse assistance, M. Demonet de la Fédération Nationale des Industries Electroniques, des chefs de personnel des grandes firmes industrielles. Plusieurs parrains des promotions antérieures : MM. Beurtheret, ingénieur en chef de la C.F.T.H., Marcel Bollnozières, directeur technique de la Société Radiotechnique, Payron, ancien président du Syndicat des Industries des Tubes Electroniques, Warnecke, directeur scientifique de la C.S.F., Alex Clément, directeur général de la S.E.C.R.E., De Gouvenain, ingénieur-chef de département aux Laboratoires L.C.T., rehaussaient l'éclat de cette manifestation toujours prenante et dynamique.

parlons des magnétorésistances

par E. LAFFET

Si l'avenir de cette pièce détachée d'élaboration relativement récente, est encore incertain, c'est, d'une part, essentiellement parce que ses possibilités semblent illimitées et, d'autre part, parce qu'elle a déjà prouvé son aptitude à travailler près du zéro absolu, donc dans des conditions physiques, sur lesquelles les chercheurs sont tout juste en train de se pencher. Et si de telles études ont été entreprises, c'est par suite des découvertes faites grâce à l'étude des propriétés des semi-conducteurs.

On sait que la totalité des éléments pouvant exister sur terre a été regroupée dans une classification, dite périodique, divisée avant tout en colonnes. Pour avoir droit de cité dans une colonne déterminée,

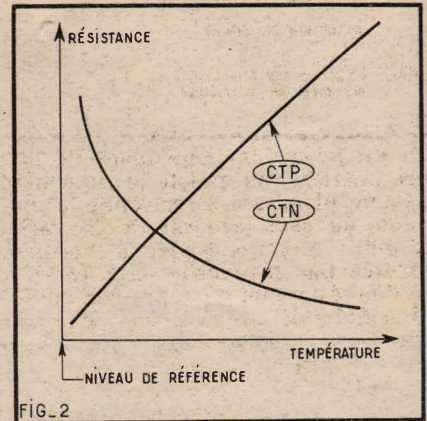


FIG. 2

| | COLONNE III | COLONNE IV | COLONNE V | COLONNE VIII |
|----------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| 2 ^e LIGNE | BORE 5 | CARBONE 6 | AZOTE 7 | NÉON 10 |
| 3 ^e LIGNE | ALUMINIUM 13 | SILICIUM 14 | PHOSPHORE 15 | ARGON 18 |
| 4 ^e LIGNE | GALLIUM 31 | GERMANIUM 32 | ARSENIC 33 | KRYPTON 36 |
| 8 ^e LIGNE | INDIUM 49 | ÉTAIN 50 | ANTIMOINE 51 | |
| | | PLOMB 82 | | |

DOPEURS P (ACCEPTEURS) ← DOPEURS N (DONNEURS)

SEMI-CONDUCTEURS PROPREMENT DITS

FIG. 1

l'élément considéré doit présenter certaines propriétés identiques à celles des autres éléments qui y figurent déjà.

C'est ainsi que (fig. 1) la colonne IV (terme absolument consacré de nos jours) a été reconnue, comme renfermant les éléments de la semi-conduction, carbone, silicium, germanium, étain, plomb : tous se caractérisent, à côté de leur structure, sous forme de réseaux cristallins par des coefficients de température négatifs (fig. 2) ; contrairement à d'autres matières, on assiste ici à une diminution de la résistance ohmique avec des températures croissantes.

Cette particularité, connue de longue date pour le carbone, confirmée pour les deux éléments suivants (surtout dans les conditions assez spéciales de la polarisation inverse) avait échappé pendant assez longtemps aux investigations portant sur l'étain et le plomb, jusqu'à ce que l'on ait réussi à la situer aux environs du zéro absolu, à quelques rares degrés de l'échelle Kelvin, dans laquelle les températures dotées du signe « moins » sont inconnues.

Parler de façon générale d'un coefficient de température positif, c'est, en fait, évoquer deux situations complémentaires : la résistance ohmique augmente avec des températures croissantes, certes, mais elle diminuerait également, si l'on abaissait la température, étant sous-entendu que l'on appellera « zéro absolu » la température pour laquelle cette résistance atteindrait sa valeur la plus faible, y compris la valeur nulle.

On pourrait donc vérifier ce phénomène, soit en diminuant la température (fig. 3-a), soit en partant de ce zéro

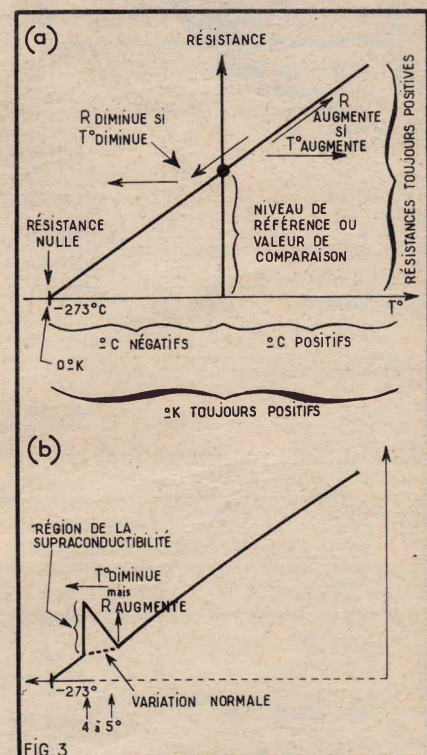
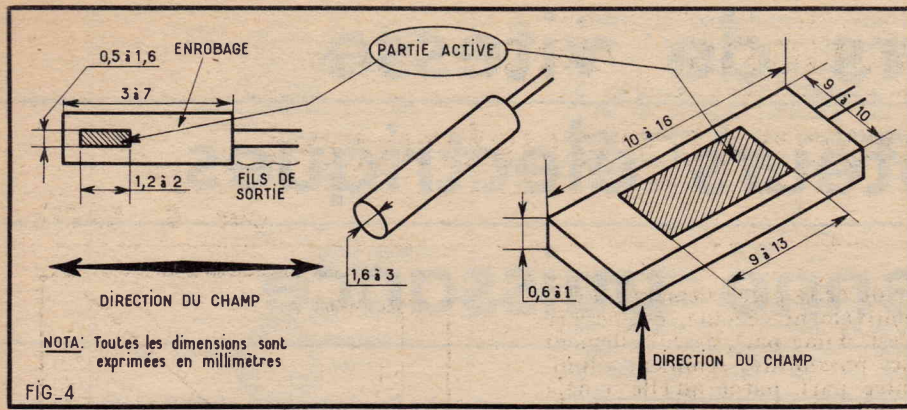


FIG. 3

absolu et en augmentant la température progressivement : depuis peu de temps, cette deuxième façon de voir les événements n'est plus tellement absurde, puisque l'on a réussi (par exemple en liquéfiant l'hélium) à s'approcher de cette limite du zéro absolu à quelques centièmes de degrés



près. En procédant cependant de la première manière, on assiste brusquement, et dans une plage assez restreinte, à une inversion du sens général de la variation (fig. 3-b) : à cette espèce d'excroissance présentée par la courbe dans cette zone, on a donné le nom de supra-conductibilité et il semblerait que ce phénomène se cantonne pour l'instant aux deux éléments cités, à l'étain et au plomb.

Accessoirement, ces matières présentent, dans cette région, des caractères spéciaux quant à leur réaction devant des champs magnétiques et on annonce des champs des centaines de fois supérieurs à ceux que l'on était jusque-là en mesure d'établir et ce, d'une part, avec un minimum de dépense d'énergie et, d'autre part, dans des limites assez étroites, pour que l'on puisse envisager des applications de régulation et de modulation assez poussées.

En rappelant ces principes, nous avons pu établir un lien très direct entre de tels champs magnétiques et des résistances ohmiques, lien qui sera mis à profit dans les magnétorésistances, nom qui s'explique maintenant plus facilement.

Les appareils mis sur pied se présentent essentiellement sous la forme de sondes de faibles dimensions (fig. 4), faciles à insérer à l'intérieur même des organes à surveiller, à tester, ou à influencer. Parmi les matières se prêtant à cet emploi, on a sélectionné surtout l'antimoniure d'indium, déjà connu pour sa constante de Hall (de l'effet du même nom) très favorable et qui réagit ici devant toute augmentation du champ magnétique quel qu'en soit le sens, par une augmentation de la résistance ohmique (fig. 5) : on voit, par exemple, que cette résistance décuple, lorsque l'induction du champ varie de 0 à 7 kilogauss et que le coefficient passe de 6 à 10

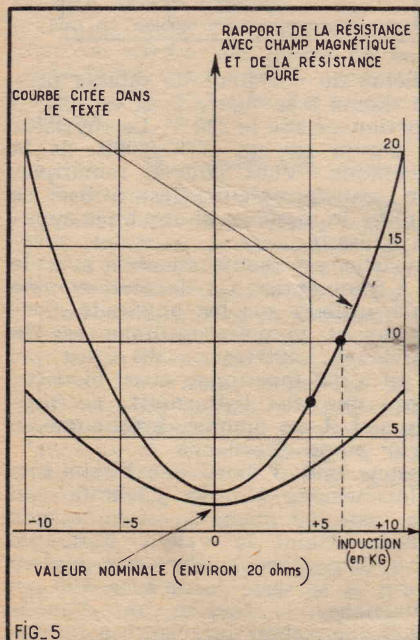


FIG. 5

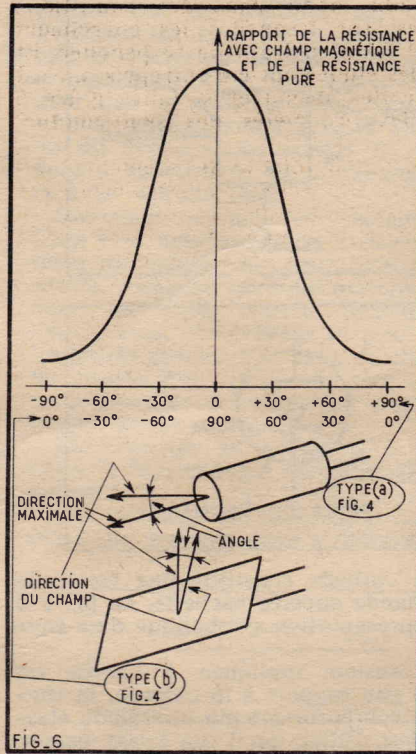


FIG. 6

pour une variation d'à peine plus de 2 kilogauss. Quand nous aurons ajouté que la valeur de départ se situe aux environs fort faciles à mesurer de 20 ohms et que nous aurons rappelé, pour fixer les ordres de grandeur, que l'on utilise, par exemple couramment des inductions de l'ordre de la dizaine de kilogauss pour provoquer le déplacement de la bobine mobile des haut-parleurs, nous aurons montré que de telles sondes ne se confinent nullement dans des laboratoires et qu'elles connaissent tous les jours des emplois industriels.

En réalité, les effets, donc les applications, se trouvent multipliés et même expliqués par le fait que cette résistance ne se borne pas à réagir à des valeurs différentes des champs eux-mêmes, mais aussi suivant les angles que présentent ces lignes de force avec l'axe de la sonde ; notre graphique 6 montre ces conséquences, sans toutefois les expliquer ; on y reconnaît, en particulier, l'existence d'un maximum qui se présente, lorsque les lignes du champ forment un angle, soit nul, soit égal à 90°, avec le plan de la sonde (notre figure 4 montre, en effet, deux sortes de sondes).

Normalement, tant que la sonde n'est influencée par aucun champ magnétique, les différences de potentiel appliquées à ses bornes se traduisent par des chutes de tension, proportionnelles à la longueur considérée de la sonde et il est possible (fig. 7-a) de caractériser ces réactions par une suite de lignes parallèles équidistantes qui seraient à ces champs électrostatiques, ce que sont aux champs magnétiques ou

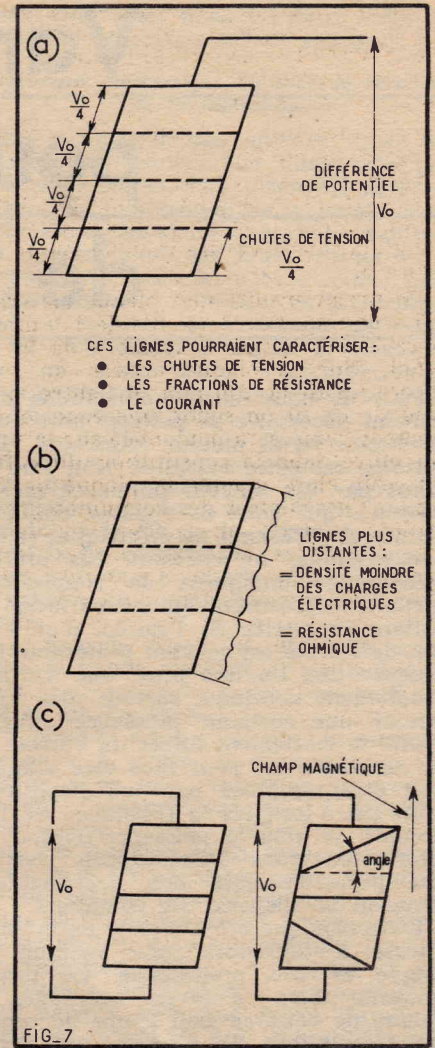


FIG. 7

électromagnétiques les lignes de force (sous-entendu magnétiques), assez faciles à matérialiser à l'aide de la limaille de fer.

Ces « lignes de courant » représentent encore indirectement une sorte de densité des charges électriques et des lignes de force plus distantes les unes des autres indiqueraient (fig. 7-b) une densité plus faible, donc moins de courant, donc une résistance ohmique plus élevée, à tension extérieure égale. Et c'est précisément la constatation que l'on peut faire, en insérant cette sonde dans certains champs magnétiques : les lignes de force électrostatiques s'écartent les unes des autres, comme si elles appartenaient à un éventail (fig. 7-c) et de telles positions, nous les interpréterions comme une augmentation de la résistance ohmique de l'ensemble.

On définit, d'ailleurs, numériquement les angles que forment ces lignes en présence d'un champ magnétique avec ce qu'auraient été ces lignes, si on n'avait pas fait appel à un tel champ ; c'est là l'angle dit de Hall, variable, cela va de soi, avec l'importance de l'induction, due à ce champ : pour 10 kilogauss, il se situe aux environs de 30°.

Enfin, comme tout semi-conducteur digne de ce nom, ce dispositif réagit encore à la température et il le fait même, comme nous l'avons fait ressortir au début de ces lignes, inversement à la température ; plus exactement, il rappelle les variations CTN au-delà d'un minimum d'induction seulement, minimum que l'on peut situer à 3 kilogauss, sans pour cela vouloir établir de limite très précise. Peu importe d'ailleurs puisque nos graphiques l'ont bien montré, l'effet de variation ne commence à se faire sentir de façon appréciable qu'au-delà de cette valeur.

Variateurs de vitesse pour moteurs électriques de moyenne puissance

Pour de nombreuses applications il est souvent nécessaire de pouvoir faire varier la vitesse d'un moteur électrique. Dans certains cas cette variation peut être obtenue par des moyens purement mécaniques tels que boîte de vitesses, poulies de diamètres différents, ou électriques comme, par exemple, un rhéostat. Les procédés mécaniques manquent de souplesse et surtout ne procurent qu'une variation par paliers successifs. Si l'emploi d'un rhéostat de vitesse est souvent préférable il ne procure pas, lui non plus, une variation absolument continue, surtout dès qu'on atteint une certaine puissance pour laquelle le frottement direct du curseur sur la résistance ne peut plus être admis et doit être remplacé par un dispositif à plots entre lesquels la résistance est fractionnée. De plus la puissance dissipée par effet joule dans la résistance constitue une perte d'énergie non négligeable et dont on se dispenserait volontiers.

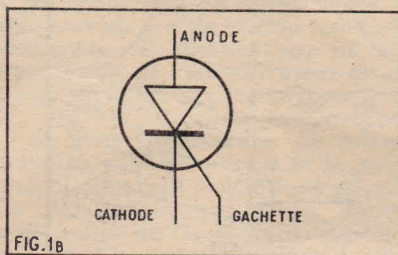
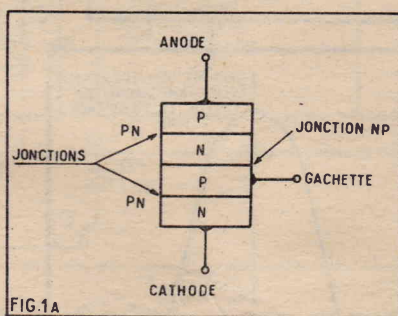
L'électronique offre avec le variateur de vitesse à thyristors, une solution très souple et très progressive. Ce procédé présente bien d'autres avantages, en dehors de ceux-ci. Son temps de réponse est très faible. Il procure une grande précision d'asservissement à partir d'un faible signal. La puissance dissipée dans le ou les thyristors étant toujours faible en regard de celle nécessaire au moteur, il est économique du point de vue consommation et son rendement est élevé. Quelle que soit sa puissance, son encombrement et son poids sont toujours réduits par rapport à ceux des autres procédés.

Le bricoleur, dans tous les domaines, utilise de plus en plus un outillage actionné par des moteurs électriques; perceuse portative, scie circulaire, petit tour à bois ou à métaux, ponceuse, etc. Or selon les travaux à exécuter il serait souvent avantageux de pouvoir régler la vitesse de ces instruments de travail. Les petits variateurs de vitesse que nous proposons ici répondent pleinement à ce besoin et rendront grands services à tout ceux qui les réaliseront. En raison du peu de matériel qu'ils mettent en œuvre ils ne sont pas onéreux et leur construction ne présente aucune difficulté.

Rappel du fonctionnement du thyristor

Le fonctionnement de cette génération de semi-conducteurs, que sont les thyristors ou thyatronns solides n'est pas encore familier à certains amateurs. Nous pensons donc qu'il n'est pas inutile, pour une bonne compréhension de ce qui va suivre, de le rappeler brièvement.

Le thyristor est en fait un redresseur au silicium, mais d'un type tout à fait particulier. Il est composé (voir fig. 1) de quatre couches de silicium du type P et du type N alternées. Deux contacts ohmiques de branchement sont prévus sur les couches extérieures. Celui de la couche P constitue l'anode et celui de la couche N opposée, est la cathode. Un autre contact disposé sur la couche P immédiatement



avant la cathode constitue une électrode de commande appelée gâchette. La fig. 1 b est la représentation symbolique d'un thyristor.

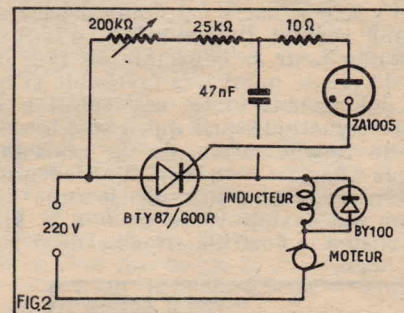
Si la tension appliquée à l'anode est négative par rapport à la cathode, le thyristor se comporte comme une diode classique c'est-à-dire qu'il ne laisse passer, pratiquement, aucun courant. Si on applique sur l'anode une tension positive par rapport à la cathode les jonctions PN sont toutes disposées à laisser passer le courant mais la jonction NP qui sur la figure 1 se trouve au centre de l'empilage des couches de silicium s'oppose encore à ce passage. Si bien que dans un sens comme dans l'autre le thyristor n'est pas conducteur.

Pour l'instant nous ne nous sommes pas occupés de la gâchette. Il est temps de voir son rôle. Lorsque cette gâchette ou l'anode ou encore les deux en même temps sont portées à des potentiels négatifs, le thyristor n'est toujours pas conducteur. Supposons que l'anode soit positive par rapport à la cathode et qu'on applique à la gâchette une tension positive par rapport à la cathode tout se passe comme si la jonction NP était soudain crevée; la résistance entre anode et cathode devient faible et laisse passer le courant. On dit alors que le thyristor est amorcé. Lorsque cet amorçage a eu lieu la gâchette n'a plus aucune action sur lui. On peut annuler ou inverser la tension qui lui est appliquée, le courant continue à circuler comme si de rien n'était. Pour que le courant soit interrompu il faut que la tension positive appliquée à l'anode s'annule ou tout au moins descende en dessous d'une certaine valeur dite « tension de seuil » durant quelques dizaines de microsecondes. A ce moment la gâchette retrouve son pouvoir et si l'anode, étant positive, on applique à cette électrode de commande une tension positive, le thyristor est de nouveau amorcé. Etant donné

qu'après l'amorçage la gâchette perd toute influence il n'est pas nécessaire pour provoquer celui-ci, de lui appliquer une tension continue de longue durée, une simple impulsion d'amplitude suffisante déclenche le phénomène.

Schéma et fonctionnement du premier variateur

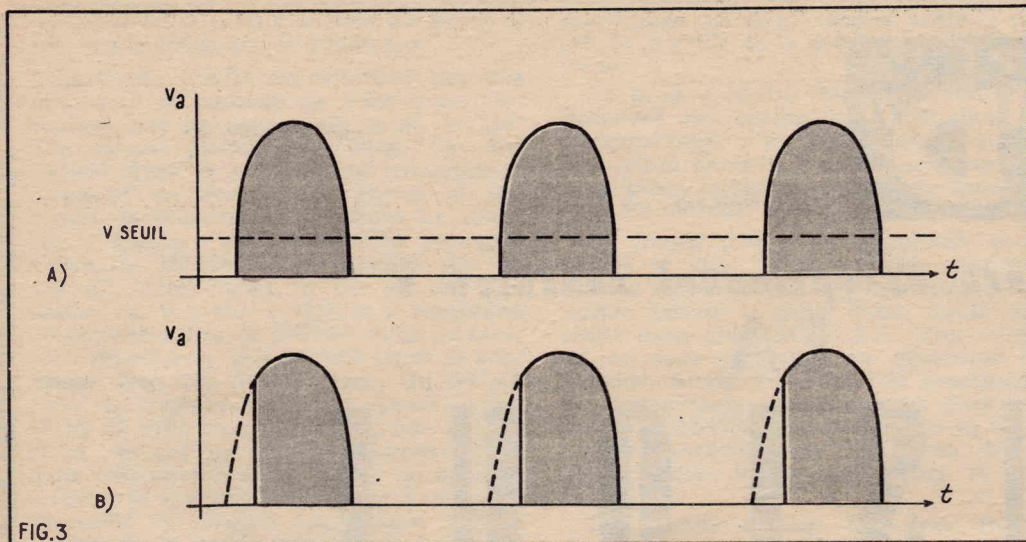
Avant de commencer l'analyse du schéma signalons qu'il existe plusieurs manières de produire le signal positif qui, appliqué à la gâchette provoquera l'amorçage d'un thyristor. On peut utiliser une tension continue ou une tension alternative sinusoïdale. Dans de nombreux cas et en particulier ici il est préférable d'avoir recours à une impulsion. Celle-ci peut être engendrée de plusieurs façons. On peut par exemple utiliser un transistor unijonction comme nous l'avons fait sur un montage récent. Un procédé plus simple consiste à utiliser une diode à gaz. Une telle diode ne s'amorce que pour une certaine tension (tension d'amorçage), qui provoque l'ionisation de son atmosphère gazeuse et qui de ce fait la rend conductrice. Si après l'amorçage la tension appliquée à ses bornes est réduite en dessous d'une certaine valeur dite « tension d'extinction », l'ionisation disparaît et la diode cesse d'être conductrice.



Le schéma du variateur de vitesse proposé est donné à la figure 2. Il est prévu pour fonctionner sur le 220 V. Le thyristor mis en œuvre est un BT87/600R de la Radiotechnique. Vous pouvez remarquer qu'aucun transformateur n'est utilisé, ce qui simplifie le montage et rend cet appareil peu onéreux.

Le thyristor est monté en série avec le moteur à commander. Ce dernier, comme tous ceux utilisés sur les appareils électroménagers et le petit outillage, est du type universel; autrement dit c'est un moteur série qui fonctionne aussi bien sur le continu que sur l'alternatif. Le thyristor, quand il est amorcé, fonctionne en redresseur mono-alternance.

Supposons tout d'abord que l'impulsion de déclenchement sur la gâchette soit produite juste au moment où la tension sur l'anode atteint la valeur minimum propice à l'amorçage le thyristor devient conducteur et le reste jusqu'à ce que, en fin d'alternance, la tension sur l'anode retombe à une valeur inférieure à la ten-



sion de seuil. Le même processus a lieu pour toutes les alternances positives. Le courant a alors la forme indiquée à la figure 3 a. On peut remarquer que chacune de ces alternances est utilisée au maximum de sorte que le courant moyen et par conséquent sa valeur efficace soient aussi maximum. Le moteur tourne alors à sa vitesse la plus grande.

Si par un moyen quelconque on retarde la production de l'impulsion sur la gâchette par rapport à l'instant où la tension atteint la valeur de seuil, l'amorçage n'a lieu qu'à ce moment. La forme du courant est alors celle de la figure 3 b; l'alternance conduite est amputée d'une portion dont l'importance dépend du retard de l'impulsion de commande. Cette amputation se traduit par une réduction de la valeur efficace du courant dans le moteur et à une réduction de sa vitesse. A la limite, lorsque l'impulsion n'a lieu que lorsque la valeur instantanée de la tension retombe au-dessous de la valeur de seuil le thyristor n'est plus amorcé et le moteur s'arrête faute de courant.

Sur notre montage le système producteur d'impulsion comprend un condensateur de 47 nF en série avec une résistance réglable de 200 000 ohms et une fixe de 25 000 ohms. Cet ensemble est placé aux bornes du BTY87. Au début de l'alternance, le thyristor n'étant pas conducteur, le condensateur se charge à travers les résistances. Le système comprend aussi une diode à gaz ZA1005 placée en série avec une résistance de protection de 10 ohms, entre le point de jonction du 47 nF avec la 25 000 ohms et la gâchette du BTY87. Cette diode a une tension d'amorçage de 110 à 140 V. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint cette valeur la diode devient conductrice et provoque la décharge rapide du condensateur à travers la gâchette ce qui entraîne l'amorçage du thyristor. Le retard de l'impulsion est d'autant plus grand que le condensateur se charge lentement et cette lenteur dépend de la valeur de la résistance de charge. En termes plus savants ce retard est fonction de la constante de temps du circuit. Les valeurs de condensateur et de résistances adoptées permettent d'obtenir une gamme de vitesses très étendue.

La diode BY100 prévue en shunt sur l'excitation du moteur sert à étouffer les impulsions dues, au moment de grandes variations de vitesse, à la force contre-électromotrice.

Schéma du second variateur

Il est donné à la figure 4; le principe de fonctionnement est le même mais vous

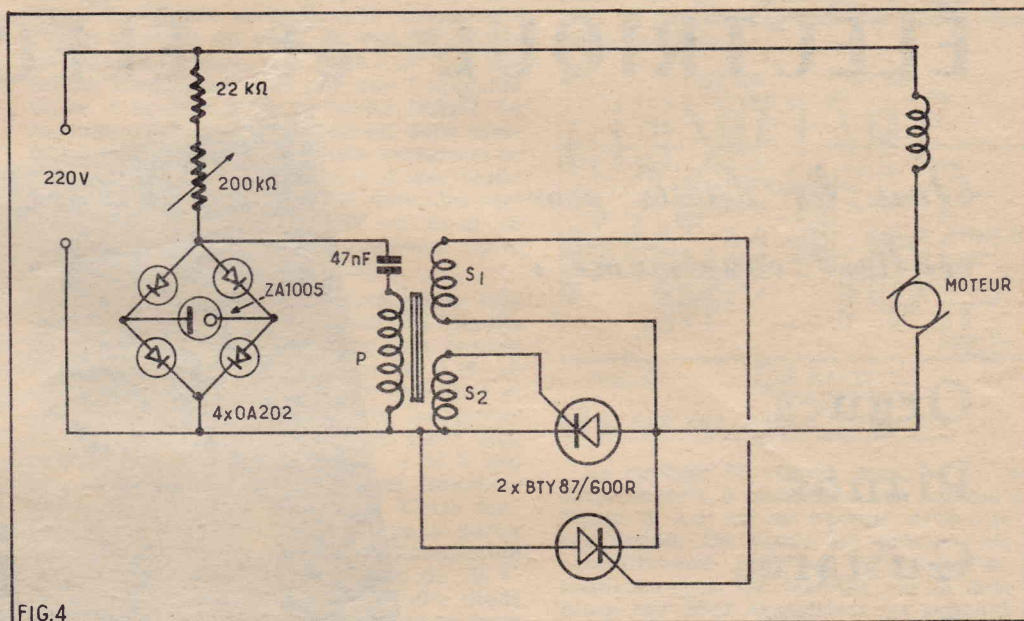


FIG.4

pouvez remarquer qu'il met en œuvre deux thyristors BTY87/600 R montés tête-bêche. Lorsque ces thyristors sont amorcés, du fait de leur sens de branchement l'un conduit une alternance et le second l'autre alternance. Si ce montage est un peu plus compliqué, il présente l'avantage d'utiliser les deux alternances pour l'alimentation du moteur ce qui accroît le rendement énergétique du système.

Le système producteur de l'impulsion comprend encore un condensateur de 47 nF qui se charge plus ou moins rapidement à travers une résistance variable de 200 000 ohms en série avec une résistance « butée » de 22 000 ohms. La décharge se fait encore à travers une diode ZA1005. Cependant la charge du condensateur, s'effectuant par le courant alternatif, a lieu tantôt dans un sens et tantôt dans l'autre et comme il importe que le courant de décharge traverse toujours la diode dans le sens anode cathode il est redressé par un pont formé de quatre diodes OA202.

D'un autre côté il importe que l'impulsion sur la gâchette de chaque thyristor soit positive lorsque l'anode du thyristor considéré l'est aussi. Pour obtenir ce résultat l'impulsion est transmise aux gâchettes par un transformateur à deux secondaires.

Conseils pour la réalisation pratique

Le câblage de ces appareils est très simple et ne présente aucune difficulté. En

conséquence aucun commentaire n'est nécessaire à ce sujet. Nous laissons également toute liberté au réalisateur quant à la disposition des différentes pièces. Aucun emplacement n'est critique. Toutefois on veillera à obtenir une ventilation suffisante du ou des thyristors. A ce sujet signalons que ceux-ci doivent être dotés d'un radiateur thermique. Le plus simple et le plus efficace est d'adopter celui créé par le constructeur pour ce type de thyristors. Il porte la référence 56251.

Pour faciliter l'interprétation des schémas nous donnons à la figure 5 le brochage du BTY87 et à la figure 6 celui de la diode ZA1005 dont la cathode est repérée par un point de couleur.

Pour le second modèle de variateur de vitesse le transformateur doit être réalisé dans un pot ferrocube XX5-35-192. Les trois enroulements sont exécutés en fil émaillé de 10/100 et doivent comporter chacun 100 tours.

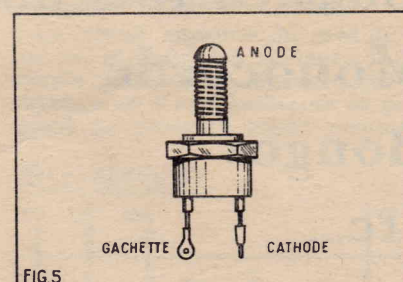


FIG.5

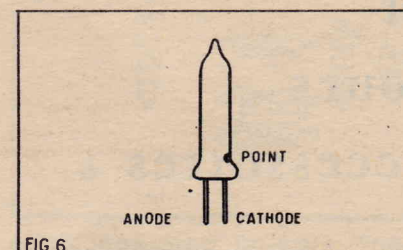


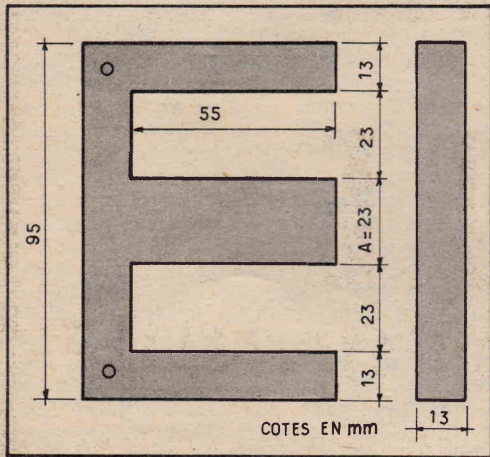
FIG.6

Disons encore, avant de terminer, que ces deux dispositifs peuvent également être utilisés en gradateur de lumière. Il suffit pour cela de brancher à la place du moteur la ou les lampes qu'on veut commander. On peut ainsi faire varier progressivement un éclairage, publicitaire, par exemple.

E. GENNE

(D'après une documentation Radio-technique.)

calcul pratique d'un transformateur de petite puissance



Voici un exemple d'application d'une méthode pratique pour effectuer un tel calcul.

Soit à calculer un transfo d'alimentation ayant les caractéristiques suivantes : Primaire : 0-110-130-145-220-240 volts. — Secondaire : 1) 5 V - 2 A. — Secondaire 2) 500 V - 0,16 A.

Calcul des puissances secondaires :

$$W = E \times I$$

où W : puissance du secondaire.

E : tension de celui-ci.

I : intensité de celui-ci.

Secondaire 1 : $5 \times 2 = 10$ W.

Secondaire 2 : $500 \times 0,16 = 80$ W.

Puissance totale du secondaire :

$$W_s = W + W' + W'' + \dots$$

$$W_s = 10 + 80 = 90 \text{ watts}$$

Calcul de la puissance primaire :

$$P_p = W_s \times 1,2$$

$$P_p = 90 + 20\% = 108 \text{ W}$$

Calcul de la section du noyau :

$$S = 1,2 \sqrt{P_p}$$

où : S : section en cm^2

P_p : puissance primaire.

$$S = 1,2 \sqrt{108} = 1,2 \times 10,4 = 12,48 \text{ cm}^2$$

Calcul du nombre de spires-volt :

$$N \text{ sp/V} = \frac{1 \times 10^8}{4,44 \times B \times S \times f}$$

$$N \text{ sp/V} = \frac{1 \times 10^8}{4,44 \times 10^4 \times 12,48 \times 50} = 3,603 \text{ sp/V}$$

où :

B : coefficient d'induction des tôles en gauss : 10.000 pour Tr. Alim.

S : section du noyau en cm^2 .

f : la fréquence employée (50).

N.B. : On calcule habituellement le nombre de spires nécessaires pour l'obtention d'un volt, et ceci avec grande précision, puis on multiplie par la tension à obtenir.

$$N = \frac{1 \times 10^8}{4,44 \times 10^4 \times 12,48 \times 50} = 3,603 \text{ sp/V}$$

Calcul des nombres de spires :

$$N \text{ sp/enr.} = V \times N \text{ sp/V}$$

où :

N sp/enr. : nombre de spires pour la tension voulue.

V : tension désirée.

N sp/V : nombre de spire-volt.

Calcul des nombres de spires :

$$N \text{ 110 V} = 110 \times 3,603 = 396,33 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 396 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 130 V} = 130 \times 3,603 = 468,39 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 468 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 145 V} = 145 \times 3,603 = 522,435 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 522 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 220 V} = 220 \times 3,603 = 792,66 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 793 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 240 V} = 240 \times 3,603 = 864,72 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 865 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 5 V} = 5 \times 3,603 = 18,01 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 18 \text{ sp.}$$

$$N \text{ 500 V} = 500 \times 3,603 = 1801,5 \text{ sp.}$$

$$\text{soit } 1801 \text{ sp.}$$

NB : pour le bobinage, on a avantage à calculer le nombre de spires par série de prise en prise.

soit :

$$(\text{de } 0 \text{ à } 110) = 396 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 110 \text{ à } 130) = 468 - 396 = 72 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 130 \text{ à } 145) = 522 - 468 = 54 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 145 \text{ à } 220) = 793 - 522 = 271 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 220 \text{ à } 240) = 865 - 793 = 72 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 0 \text{ à } 5) = 5 \text{ sp.}$$

$$(\text{de } 0 \text{ à } 500) = 1801 \text{ sp.}$$

On bobinera, en partant du noyau de 0 à 240 V du primaire, puis le secondaire de 500 V, puis le secondaire de 5 V (en premier lieu le primaire, puis les secondaires par ordre décroissant de tension).

Calcul des intensités primaires :

$$I = \frac{W_p}{V}$$

où :

I : intensité de l'enroulement.

W_p : puissance primaire.

V : tension du primaire.

$$\text{en } 110 \text{ V} = 108 : 110 = 0,982 \text{ A.}$$

$$\text{en } 130 \text{ V} = 108 : 130 = 0,83 \text{ A.}$$

$$\text{en } 145 \text{ V} = 108 : 145 = 0,745 \text{ A.}$$

$$\text{en } 220 \text{ V} = 108 : 220 = 0,49 \text{ A.}$$

$$\text{en } 240 \text{ V} = 108 : 240 = 0,45 \text{ A.}$$

Pour plus de simplicité dans la construction de ce transformateur, utiliser le même fil pour tout le primaire, afin de ne modifier tous les enroulements à condition, bien entendu, qu'on ait la place dans la fenêtre des tôles. Sinon on calculera le diamètre du fil pour chaque portion du primaire. Il faudra cependant le choisir pour la plus grande consommation soit celle de la plus faible tension de primaire.

$$\text{Calcul de la section des fils : } S = \frac{I}{d}$$

où :

S : section du fil en mm^2 .

I : intensité en A.

d : densité de courant du fil soit pour les bons transfos : 2 A/ mm^2 .

$$S \text{ fil prim.} = 0,982 : 2 = 0,5 \text{ mm}^2$$

$$S \text{ fil sec 1} = 2 : 2 = 1 \text{ mm}^2$$

$$S \text{ fil sec 2} = 0,16 : 2 = 0,08 \text{ mm}^2$$

soit d'après le tableau ci-dessous :

$$D \text{ fil prim.} : 0,8 \text{ mm}$$

$$D \text{ fil sec 1} : 1,2 \text{ mm}$$

$$D \text{ fil sec 2} : 0,3 \text{ mm}$$

Calcul du diamètre du fil de bobinage :

$$D = \sqrt{\frac{4S}{\pi}}$$

Notre transfo est pratiquement terminé.

Il nous reste à le loger dans un bon modèle de tôles.

Calcul de l'encombrement des enroulements :

$$E = \frac{N \text{ sp tot.}}{N \text{ sp/cm}^2}$$

$$E = \frac{N \text{ sp tot.}}{N \text{ sp/cm}^2}$$

où :

Nsp tot. est le nombre de spires de l'enroulement.

Nsp/ cm^2 est le nombre de spires dans un cm^2 (voir tableau, colonne 3).

$$\text{Primaire : } 865 : 144 = 6 \text{ cm}^2$$

$$\text{Secondaire 1 : } 18 : 65 = 0,276 \text{ cm}^2$$

$$\text{Secondaire 2 : } 1801 : 961 = 1,875 \text{ cm}^2$$

encombrement total :

$$6 + 0,276 + 1,875 = 8,18 \text{ cm}^2$$

TABLEAU DES DIAMETRES, SECTIONS ET NOMBRE DE SPIRES DANS UN CM^2 DE FENETRE

| Diamètre du fil nu en mm | Diamètre du fil émaillé en mm | Nombre de spires tenant dans un cm^2 de fenêtre | Section du fil nu |
|--------------------------|-------------------------------|--|-------------------|
| 0,12 | 0,135 | 5476 | 0,0113 |
| 0,15 | 0,17 | 3480 | 0,0176 |
| 0,18 | 0,20 | 2500 | 0,0254 |
| 0,20 | 0,22 | 2025 | 0,0314 |
| 0,22 | 0,24 | 1720 | 0,0380 |
| 0,25 | 0,27 | 1600 | 0,0495 |
| 0,30 | 0,325 | 961 | 0,0706 |
| 0,35 | 0,375 | 710 | 0,0962 |
| 0,40 | 0,425 | 529 | 0,1257 |
| 0,45 | 0,475 | 440 | 0,1590 |
| 0,50 | 0,525 | 361 | 0,1963 |
| 0,60 | 0,63 | 253 | 0,2827 |
| 0,65 | 0,68 | 215 | 0,3318 |
| 0,70 | 0,73 | 188 | 0,3848 |
| 0,80 | 0,83 | 144 | 0,5026 |
| 0,90 | 0,93 | 114 | 0,6362 |
| 1,00 | 1,04 | 92 | 0,7854 |
| 1,2 | 1,24 | 65 | 1,1310 |
| 1,4 | 1,44 | 47 | 1,5394 |
| 1,5 | 1,55 | 41 | 1,7671 |
| 2,0 | 2,05 | 23,8 | 3,1416 |
| 5,0 | 5,05 | 3,9 | 19,6350 |

N'oublions cependant pas que les enroulements sont séparés par des couches de papier qui ont malgré tout une certaine épaisseur. Majorons de 40 % la place nécessaire :

$$S \text{ réelle} = S_n \times 1,4$$

$$8,18 \times 1,4 = 11,55 \text{ cm}^2$$

Il ne nous reste plus qu'à choisir les tôles adaptées. On les a choisies suivant le croquis... Celles-ci nous donnent une surface de fenêtre égale à $5,5 \times 2,3 = 12,65 \text{ cm}^2$, ce qui nous laisse une bonne sécurité en cas de cassure ou de papier replié.

$$\text{Calcul de l'épaisseur du noyau : } e = \frac{S}{A}$$

où :

e : épaisseur de notre noyau.

S : section du noyau.

A : largeur de la partie centrale de la tôle.

$$e = \frac{12,48}{2,3} = 5,42 \text{ cm}$$

$$\text{Calcul du nombre de tôles : } n = \frac{e}{e'}$$

$$n = \frac{5,42}{0,5} = 108 \text{ tôles.}$$

où :

e : épaisseur du noyau.

e' : épaisseur d'une tôle.

n : nombre de tôles.

Ces tôles doivent être placées imbriquées de manière à éviter l'entrafer qui résulterait d'un empilage toujours dans le même sens.

Dans le cas d'un transformateur doté d'un secondaire à prise médiane on calcule le nombre de tours pour seulement un demi secondaire. Au bobinage on exécute deux enroulements de même nombre de tours.

J.-R. CHARLIER

la course aux hautes fréquences

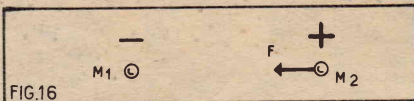
(1) par MARPEAUX

III - TUBES OSCILLATEURS EN HAUTE FREQUENCE

Le klystron

Rappelons tout d'abord qu'une onde radio est due à la superposition d'un champ électrique et d'un champ magnétique, l'un et l'autre périodiques, et de même fréquence. Le fonctionnement du klystron pouvant être exposé en faisant appel au seul champ électrique, nous allons d'abord rappeler quelques propriétés essentielles du champ électrique.

Si en un point M, nous plaçons une charge électrique, par exemple négative, (ce pourra être un électron), nous constatons qu'une deuxième charge placée au voisinage de la première (fig. 16) va se trouver soumise à une force (attractive si

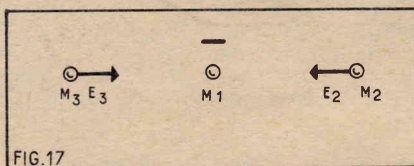


cette deuxième charge a un signe opposé à celui de la première, répulsive dans le cas contraire). Cette force dépend à la fois de la nature des deux charges, et de leur position relative.

Nous appellerons champ électrique en M, la force subie par une charge positive particulière, choisie comme unité de charge, supposée placée en M.

Retenons les deux idées suivantes :

— Toute charge électrique crée dans l'espace qui l'entoure un champ électrique (fig. 17).



— Par ailleurs, toute charge électrique placée dans un champ électrique extérieur se trouve soumise à une force. Cette force est dirigée dans le même sens que le champ électrique si la particule est chargée positivement, dans le sens contraire si la particule est chargée négativement (cas des électrons par exemple). Un électron de charge e placé dans un champ électrique E sera soumis à la force eE .

Il résulte de tout ceci qu'un électron qui se déplace dans une région où règne un champ électrique sera accéléré s'il se déplace dans un sens opposé à celui du champ électrique, ralenti dans le cas contraire.

Un klystron comprend (fig. 18) :

- une cathode émissive ;
- une anode (cible) qui crée un champ électrique dans l'ensemble du tube et permet d'accélérer les électrons émis par la cathode ;
- entre les deux sont disposées deux cavités ayant même fréquence de résonance.

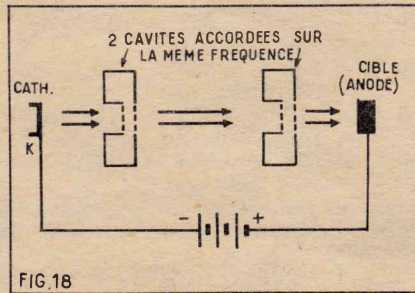


FIG. 18

Ces cavités comportent une partie rétrécie limitée par deux grilles disposées sur le trajet des électrons. La distance entre ces grilles est telle que le temps mis par un électron pour se rendre de l'une à l'autre est faible vis-à-vis de la période des oscillations créées dans les cavités.

Si la première cavité est le siège d'ondes électromagnétiques, le champ électrique créé dans cette cavité (et donc entre les deux grilles) sera alternatif. Il changera de sens à l'issue de chaque demi-oscillation. Les électrons qui vont se présenter dans l'espace compris entre ces grilles seront donc alternativement les uns accélérés, les autres freinés (voir fig. 19).

A la sortie de la cavité chacun d'entre eux va conserver la vitesse acquise dans celle-ci. Dans ces conditions, les plus rapides vont rattraper ceux qui avaient été ralentis pendant la demi-oscillation précédente. En un point bien choisi de leur trajectoire, nous allons donc observer le passage de « paquets » d'électrons séparés par des régions où ces électrons seront beaucoup moins nombreux. Ces « paquets » vont par ailleurs défilier à une fréquence égale à celle des ondes qui leur ont donné naissance.

Si à l'endroit où se font les regroupements nous disposons les grilles de la seconde cavité nous allons donc voir défilier périodiquement entre ces grilles « des charges négatives ».

Si nous nous reportons à la figure représentant le champ électrique créé par une charge négative de part et d'autre de cette charge, nous constatons

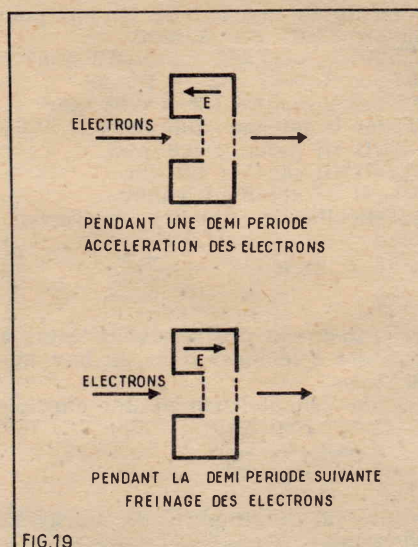


FIG. 19

rons que l'espace compris entre les deux grilles sera le siège d'un champ électrique alternatif de même fréquence que les ondes présentes dans la première cavité. C'est-à-dire que la seconde cavité va entrer en résonance et être le siège, elle aussi d'ondes radio, mais d'amplitude plus grande que celles qui existaient dans la première cavité, à cause de l'énergie cédée par le faisceau électronique à ces ondes.

Nous avons réalisé là un amplificateur. Il suffit pour le transformer en oscillateur de ramener dans la première cavité une partie de l'énergie produite dans la seconde. Un guide d'ondes (c'est-à-dire un tuyau dont la section est telle que les ondes s'y propagent pratiquement sans atténuation), reliera donc les deux cavités, sa longueur étant par ailleurs telle que les conditions de phase soient respectées.

En fait lorsqu'il s'agit de construire un oscillateur, on préfère utiliser une variante du tube précédent, appelée : klystron reflex. (fig. 20)

Dans un tel tube l'anode sera, par exemple, une grille placée entre la cathode et la cavité.

Les électrons émis sont donc accélérés, puis lancés dans la cavité où ils subiront une modulation de vitesse comme il a été expliqué plus haut. Ils arrivent alors dans un espace où règne un champ électrique intense dirigé vers la droite, produit par une électrode appelée réflecteur qui est portée à un potentiel très négatif par rapport à la cathode.

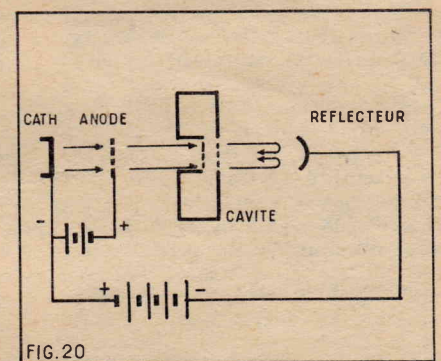


FIG. 20

Les électrons repoussés par le réflecteur sont donc ralentis, s'arrêtent puis repartent vers l'anode.

Ces diverses péripéties ne modifient pas les circonstances des regroupements dus aux vitesses différentes des électrons, et le potentiel du réflecteur est choisi tel que ces regroupements se fassent au retour à l'intérieur de la cavité.

Le champ électrique alternatif produit par le passage de ces amas successifs d'électrons renforce le système d'ondes qui s'était établi dans la cavité et, en compensant les pertes d'énergie inévitables à l'intérieur de celle-ci, permet l'entretien des oscillations.

Il est à noter que par construction même, et en particulier par ce que le tube amplificateur et la cavité résonante forment un tout indivisible, un klystron est conçu pour osciller à une fréquence bien déterminée à l'exclusion de toute autre.

(1) Début de l'étude dans le précédent numéro.

Un tel oscillateur peut être facilement modulé en amplitude en interposant entre cathode et anode une grille qui, tout comme dans une vulgaire triode, va moduler l'intensité du flux d'électrons qui se déplace dans le tube.

Par ailleurs les ondes qui prennent naissance dans la cavité peuvent être l'objet d'un prélèvement, soit grâce à un guide d'ondes débouchant dans la cavité, soit grâce à une petite antenne collectrice placée à l'intérieur de celle-ci. L'énergie produite pourra ainsi être conduite vers son utilisation, l'antenne émettrice par exemple, si c'est un émetteur radio que nous souhaitons construire.

Il est un facteur qui limite quelque peu le rendement d'un tel tube : si nous voulons produire de fortes puissances, il nous faudra disposer d'un faisceau électronique intense. Mais, alors les électrons regroupés présenteront une forte répulsion les uns par rapport aux autres puisque dans un très petit volume nous avons aussi accumulé une charge négative très élevée. Ces paquets seront, à cause de ce phénomène, un peu plus étalés que prévu et le champ électrique créé à l'extérieur sera un peu moins élevé qu'on n'aurait pu l'imaginer.

En dehors de cela, la raison essentielle du rendement médiocre d'un klystron est le fait que les échanges d'énergie entre le faisceau électronique et les ondes qu'il est chargé d'entretenir n'ont lieu que pendant une infime partie du trajet parcouru par les électrons (à la traversée de la cavité). C'est pour essayer d'améliorer les conditions de ces échanges que fut inventé le tube à onde progressive.

Tube à onde progressive

Lorsque nous envoyons dans une antenne d'émission un courant de haute fréquence, une onde électromagnétique de même fréquence est aussitôt créée dans l'espace entourant l'antenne.

Réciproquement, une antenne réceptrice plongée dans une onde électromagnétique est immédiatement le siège de courants de même fréquence que l'onde.

En fait, nous avons employé le mot antenne pour renvoyer le lecteur à des concepts familiers mais chacun sait que n'importe quel conducteur peut jouer ce rôle (bien qu'avec une efficacité variable). La propriété qui vient d'être rappelée est donc générale et nous conduit à penser que le courant le long du conducteur d'une part, et l'onde dans l'espace, d'autre part, ne sont que les deux aspects complémentaires d'un même phénomène. L'expérience confirme ce point de vue en montrant en particulier que la vitesse de l'onde (300 000 km/s dans le vide) est la même que celle à laquelle se propagent le long du fil les variations de courant.

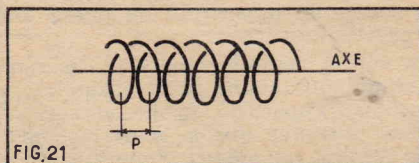


FIG. 21

Il résulte de cette interdépendance entre l'onde et ce qui se passe dans le conducteur, qu'un simple fil va, dans son entourage, modifier l'onde qui l'entoure. On constate qu'en général l'onde va se déformer pour suivre le fil. On dit que l'onde est guidée par le conducteur.

Imaginons un fil ayant la forme d'une hélice (bobinage à spires non jointives) (fig. 21), p , écartement de 2 spires voisines, est le pas de l'hélice.

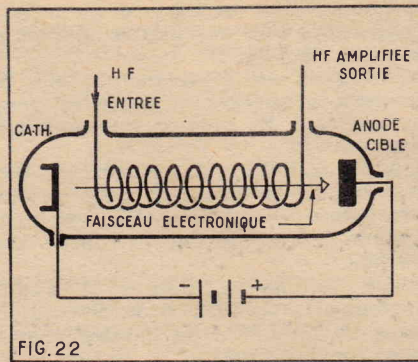


FIG. 22

Si nous faisons déboucher au voisinage de l'extrémité de l'hélice un guide d'ondes, cette onde va donc se déplacer le long de l'hélice à 300 000 km/s.

Mais pour un observateur placé sur l'axe de l'hélice, l'onde aura semblé avancer d'une longueur p alors qu'elle a, en réalité, parcouru une spire entière. Si, par exemple, la longueur d'une spire est 1 cm et $p = 1$ mm, l'onde aura semblé se déplacer à une vitesse 10 fois plus faible que sa vitesse réelle. Dans cet exemple, la vitesse apparente de l'onde le long de l'axe est seulement 30 000 km/s.

D'autre part, cette onde va créer sur l'axe un champ électrique longitudinal périodique se déplaçant lui aussi à 30 000 km/s.

Une telle vitesse est accessible par un faisceau électronique (ce n'était pas le cas de la vitesse réelle de l'onde). Il va donc être possible de faire se propager un faisceau d'électrons et une onde à des vitesses voisines, ce qui permet d'envisager des échanges d'énergie entre l'un et l'autre suffisamment prolongés pour que le rendement soit meilleur qu'avec un klystron.

Un tube à onde progressive comprend (fig. 22) une telle hélice. Les ondes sont

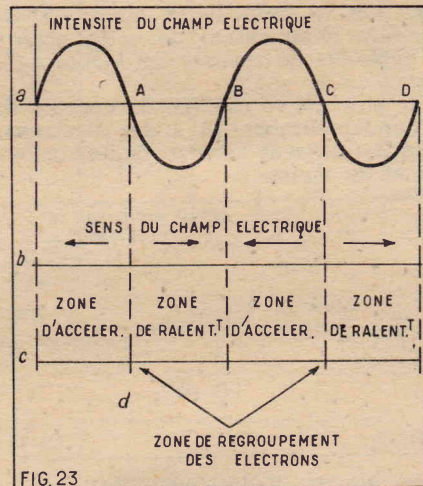


FIG. 23

injectées à une extrémité et récupérées à l'autre, amplifiées ainsi que nous allons le montrer.

Dans l'axe de l'hélice circule un faisceau d'électrons émis par une cathode (des électrodes auxiliaires analogues à celles que l'on trouve dans un tube cathodique permettent, en localisant le faisceau de le rendre très fin).

Nous avons dit qu'un champ électrique se propageait le long de l'axe. La fig. 23 a montre, à un instant donné, la répartition du champ électrique le long de l'axe.

Lorsque le temps s'écoule, la répartition représentée va se déplacer le long de l'axe à une vitesse qui est la vitesse apparente de l'onde (déplacement supposé vers la droite).

La figure 23 b a permis de retenir ce qui concerne le sens du champ dans les

RP n° 237

Vient de paraître !



CATALOGUE COMPLET

Pièces détachées, tubes électroniques, et semi-conducteurs Grand Public et Professionnels
Ensembles en pièces détachées

Envoi contre 2 timbres à 1,00 pour frais
Gratuit pour 50 F d'achat

Découper et nous renvoyer cette annonce

RADIO-STOCK

6, RUE TAYLOR - PARIS (10^e)

TEL. NOR. 83-90 - 05-09
RAPY

Pour RÉUSSIR dans l'électronique il faut des MATHS



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

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

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

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

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

GRATUIT

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

NOM _____

PRÉNOM _____

ADRESSE _____

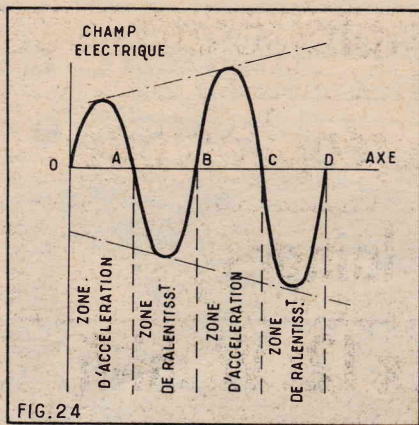


FIG. 24

diverses régions de l'axe. Nous voyons en c les effets qui en résultent pour des électrons qui se déplacent le long de l'axe et rencontrent les diverses zones.

Si en particulier les électrons se déplacent dans le même sens que l'onde et à la même vitesse, nous pouvons prévoir ici encore la mise en paquets d'électrons, les plus rapides rattrapant ceux qui sont ralentis.

C'est ce que nous avons représenté en d. Il est à noter que si l'onde a une amplitude constante, le gain d'énergie des électrons accélérés est égal à la perte d'énergie de ceux qui ont été ralentis. Globalement, il n'y a pas eu d'échange d'énergie entre l'onde et le faisceau.

Si la vitesse de l'onde est différente de celle de l'électron, celui-ci, successivement accéléré, puis ralenti, aura à la sortie du faisceau exactement la même énergie que celle qu'il avait à l'entrée. Il n'y a pas eu non plus d'échanges d'énergie.

Les choses deviennent très différentes si quelque part le long de l'axe, l'amplitude de l'onde augmente pour quelque raison que ce soit. Un électron plus rapide que l'onde va donc rencontrer dans l'ordre, en allant vers la droite des zones représentées (fig. 24).

Rappelons encore une fois qu'une accélération de l'électron implique que l'onde lui a cédé de l'énergie. Au contraire, un électron freiné par l'onde aura cédé à celle-ci de l'énergie.

A la fin de chacun de ces ralentissements successifs, de plus en plus prononcés, la vitesse de l'électron va décroître. Il pourra se produire que la vitesse de l'électron devienne égale à celle de l'onde. A ce moment, comme dans le premier cas envisagé, le champ électrique va ralentir encore l'électron qui va occuper une des zones de regroupement A ou C et se déplacer désormais à la même vitesse que l'onde.

En effet, un électron qui se trouve en A, par exemple, est alors dans une position stable : si pour une raison quelconque (collision avec un autre électron, par exemple) cet électron est accéléré, il pénètre alors dans la zone de ralentissement AB et revient donc en A. De même, dans l'hypothèse d'un ralentissement accidentel, il pénètre dans la zone d'accélération OA et est encore ramené en A.

Au total, l'électron ralenti aura cédé une partie de son énergie à l'onde. L'augmentation locale d'amplitude va donc se trouver encore amplifiée, ce qui va permettre à d'autres électrons de subir le même sort et de l'amplifier encore.

A partir des inévitables inhomogénéités de l'onde injectée, nous voyons donc s'amorcer un mécanisme cumulatif tendant à amplifier considérablement cette onde pendant qu'elle traverse le tube.

L'appareil ainsi conçu est un amplificateur. Si toutefois une partie de l'énergie vibratoire collectée à la sortie est ramenée à l'entrée, le tube se met alors à osciller,

la fréquence des oscillations étant imposée par des cavités résonantes placées aux extrémités de l'hélice.

Par rapport au klystron, ce tube présente deux avantages : d'abord un rendement amélioré. Et c'est ce que nous cherchions.

Mais par ailleurs, nous constatons qu'un tel tube n'est plus conçu pour produire une fréquence déterminée. En tant qu'amplificateur il présente une très large bande (1 000 MHz).

Utilisé comme oscillateur il s'adapte facilement à la production de diverses fréquences en modifiant les cavités résonantes associées au tube.

Aucun des tubes dont nous avons parlés ne saurait fournir de puissances très élevées, même de façon discontinue.

Lorsqu'il s'agit de produire en très haute fréquence des impulsions brèves de très haute fréquence (dans un radar, par exemple), le tube utilisé est à peu près toujours un magnétron, que nous allons maintenant décrire.

Le Magnétron

Rappelons tout d'abord que lorsqu'un conducteur est placé dans un champ magnétique qui lui est perpendiculaire, il est soumis à une force perpendiculaire à la fois au champ magnétique et au courant

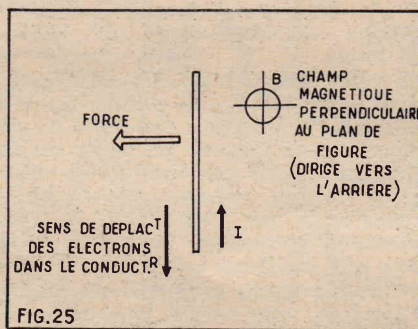


FIG. 25

ainsi que le rappelle la figure 25. C'est d'ailleurs l'application de cette propriété qui a permis de réaliser les moteurs électriques.

Par ailleurs, le passage du courant dans un conducteur est dû à des électrons se déplaçant en sens inverse du sens conventionnel du courant.

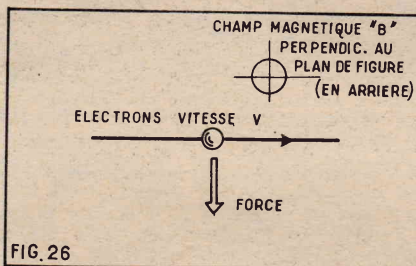


FIG. 26

Un faisceau d'électrons placé dans un champ magnétique qui lui est perpendiculaire est donc soumis à une force ainsi que le montre la figure 26.

La force $F = Bev$ où B est la mesure du champ magnétique, e la charge de l'électron et v sa vitesse.

Sous l'influence de cette force la trajectoire de l'électron va s'incurver. La théorie montre (fig. 27) qu'elle est un cercle de rayon R tel qu'il y ait égalité entre la force électromagnétique et la force centrifuge (celle-là même qui tend par exemple à chasser une automobile vers l'extérieur d'un virage pris à grande vitesse), force

qui est égale à $\frac{mv^2}{R}$, m étant la masse de l'électron.

$$\text{On a donc } \frac{mv^2}{R} = Bev$$

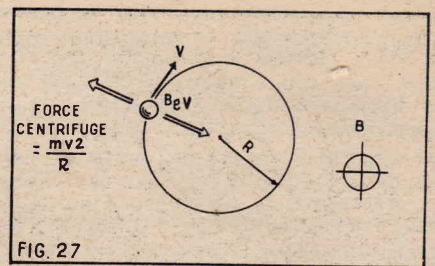


FIG. 27

$$\text{D'où le rayon } R = \frac{mv}{Be}$$

Nous pouvons en déduire que le rayon R du cercle augmente en même temps que la vitesse v, résultat qui aura son importance tout à l'heure.

Un magnétron est constitué d'un cylindre de cuivre massif dans la paroi duquel ont été creusées un nombre pair de cavités résonantes identiques (fig. 28).

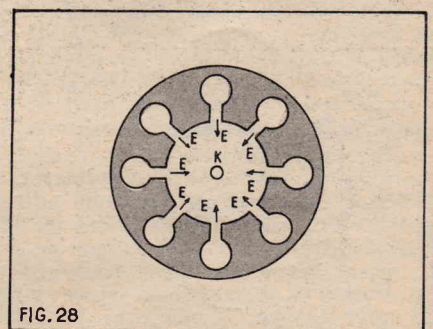


FIG. 28

Dans l'axe du cylindre est disposée la cathode K. Entre le cylindre qui joue le rôle d'anode et la cathode, est appliquée une différence de potentiel qui crée à l'intérieur de la cavité centrale un champ électrique E partout dirigé de l'anode vers la cathode.

Le tout enfin est plongé dans un champ magnétique parallèle à l'axe du cylindre créé par un fort aimant extérieur.

Un électron qui quitte la cathode va le faire perpendiculairement à cette électrode, donc dans le plan de la figure 29. Si il n'y avait pas de champ électrique, sa trajectoire serait un cercle comme nous venons de le montrer.

Mais comme d'autre part le champ électrique tend à entraîner notre électron vers l'anode, la trajectoire va en fait se déformer et prendre la forme d'une spirale aboutissant sur l'anode (voir fig. 29).

Mais le passage au voisinage des cavités résonantes des premiers électrons lancés va exciter ces cavités et y créer des ondes électromagnétiques. Les vibrations ainsi créées ne sont d'ailleurs pas indépendantes d'une cavité à l'autre puisqu'il y a communication entre elles par l'intermédiaire de la cavité centrale. On observe en général un mode de vibration tel que les ondes soient en opposition de phase dans deux cavités contiguës.

Bien sûr et comme dans tous les montages dont nous avons parlé jusqu'ici, ces oscillations apparues spontanément ne pourront persister que si nous les entretenons grâce à un apport d'énergie venant du faisceau électronique. C'est le mécanisme de cet apport d'énergie que nous allons exposer.

La cavité centrale va donc se trouver le siège d'une onde électromagnétique provenant des cavités résonantes.

Les électrons au cours de leur trajectoire en spirale vont donc comme dans le tube à onde progressive être alternativement accélérés puis freinés puisque les vibrations sont en opposition de phase dans deux cavités consécutives.

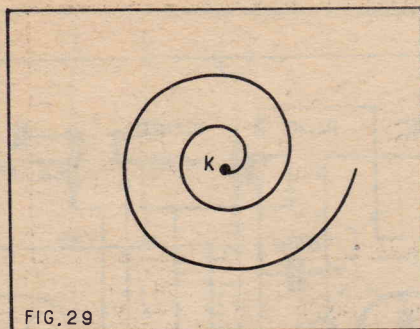


FIG. 29

Mais nous avons montré tout à l'heure qu'une accélération allait conduire l'électron sur une trajectoire de rayon plus grand, l'effet d'un freinage étant de réduire le rayon de la trajectoire.

Les spirales vont donc être déformées, les électrons oscillant de part et d'autre de la trajectoire décrite tout à l'heure (fig. 30).

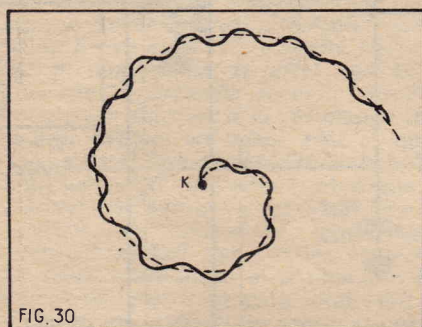


FIG. 30

Rappelons encore une fois que lorsqu'un électron est accéléré c'est qu'il a prélevé de l'énergie à l'onde électromagnétique qui va se trouver affaiblie. Au contraire, lorsqu'il est freiné, il cède de l'énergie à l'onde qui se trouve amplifiée.

Au total, l'électron est successivement accéléré puis freiné, les échanges d'énergie se compensent, l'onde n'est ni amplifiée ni affaiblie.

Mais tout change si nous considérons la fin des trajectoires (fig. 31). alors que l'électron se trouve très près de l'anode.

Une accélération de l'électron va accroître le rayon de la trajectoire et conduire, par conséquent, l'électron sur l'anode où il sera éliminé.

Il est clair que seuls les électrons qui sont à un instant donné, freinés par l'onde vont rester dans le circuit, et continuer à

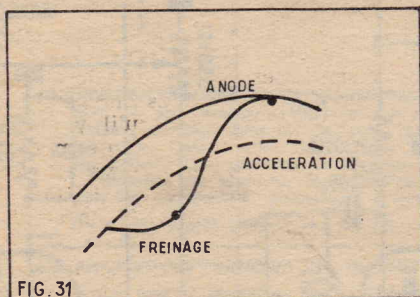


FIG. 31

céder de l'énergie à cette onde. Dès qu'un électron est accéléré il est éliminé. Le processus d'amplification de l'onde par apport d'énergie en provenance du faisceau électronique va donc l'emporter sur le processus inverse. Il y a bien l'entretien des ondes apparues dans les cavités. Nous avons donc encore réalisé là un oscillateur.

Ces ondes pourront, par ailleurs, être conduites vers une quelconque utilisation par prélèvement à l'intérieur d'une cavité comme nous l'avons expliqué pour le klystron.

Par rapport aux tubes précédents, le magnétron présente l'avantage de pouvoir fournir de très grandes puissances : l'anode qui reçoit le faisceau d'électrons est, en effet, une pièce de fortes dimensions, et qui peut supporter et dissiper sans trop de difficultés l'intense dégagement de chaleur qui se produit lors de l'impact d'un faisceau intense d'électrons rapides.

Dans le cas des radars où l'on désire une puissance très grande pendant de très courts instants, séparés par des temps de repos beaucoup plus longs, la puissance de crête peut dépasser le mégawatt (un million de watts).

IV - EN GUISE DE CONCLUSION

Nous venons de passer en revue un certain nombre de montages qui, chacun ayant son domaine particulier d'applications permettent, avec des puissances allant de la fraction de watt à des dizaines, voire des centaines de kilowatts de produire des ondes depuis des ondes de fréquence basses jusqu'à des fréquences très élevées.

Y a-t-il une limite dans ce domaine des très hautes fréquences ?

Oui, bien sûr, ces limites étant d'ordre technologique.

Les cavités nous ont permis d'atteindre les fréquences les plus élevées. Or, nous avons dit que leurs dimensions étaient de l'ordre de la longueur d'onde à produire. La précision atteinte en ce qui concerne ces dimensions va conditionner directement la précision avec laquelle sera produite la fréquence souhaitée.

Or, n'oublions pas que tout tube électronique est soumis à un échauffement intense aussi bien lors de sa fabrication (les techniques de scellement indispensables pour conserver dans le tube un vide suffisant exigent toujours de hautes températures) que tout au long de son existence. Or, qui dit variations de température dit aussi déformations. Telle déformation de 1 micron négligeable dans une enceinte de grande dimension, risque de produire une variation inadmissible de fréquence dans une très petite cavité.

Pour cette raison, et malgré des dispositifs de réglage d'accord accessibles de l'extérieur, il ne semble guère possible, avec des techniques qui sont celles de la radio, de dépasser le stade des ondes millimétriques.

Or le spectre des ondes électromagnétiques s'étend bien au-delà puisqu'il couvre les ondes lumineuses (longueur d'onde de l'ordre du micron) et au-delà les rayons X (longueur d'onde de l'ordre du dix millièème de micron) et les rayons gamma des corps radio-actifs.

Bien sûr on connaît depuis longtemps des émetteurs dans ces domaines, mais l'onde émise est incohérente. C'est-à-dire qu'elle n'est pas continue. Le filament d'une lampe, par exemple, est en fait formé d'un grand nombre d'oscillateurs qui fonctionnent chacun un temps très court, puis s'arrêtent. Une onde lumineuse est donc formée d'un fourmillement d'ondes chacune très brève, et sans rapport aucun avec celle qui la suit et celle qui la précède. La conséquence de cet état de choses est qu'il est impossible de moduler cette onde comme on le fait pour une onde radio, c'est-à-dire de lui confier un message à transmettre.

La possibilité d'émettre une onde cohérente, c'est-à-dire continue a été découverte récemment. Les techniques auxquelles il est fait appel s'apparentent à la fois à l'optique et à la technique radio. Peut-être un jour consacrerons-nous un article à ces appareils qui ont pour nom maser et laser, selon que les ondes produites sont dans la gamme des ondes radio ou des ondes lumineuses. L. MARPEAUX

amplificateur stéréophonique à lampes 2 x 12 W hi-fi

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, l'amplificateur HI-FI à lampes n'est pas près de disparaître devant les transistors, malgré la progression de ces derniers dans le domaine de la basse fréquence. En effet, cette sorte d'amplificateurs relève d'une technique excellente, éprouvée et de ce fait, très sûre. D'un autre côté, ce qui n'est pas négligeable, les prix de revient sont particulièrement bas en regard de la qualité qu'il est possible d'atteindre. A cet égard, le montage que nous allons décrire, constitue un exemple. Bien que de conception assez classique, il constitue un tout judicieux puisqu'il s'agit, selon la tendance actuelle, d'un amplificateur stéréophonique avec préamplificateur correcteur incorporé. Sa très bonne dynamique lui permet d'être associé à des enceintes miniatures sans dommage pour la HI-FI.

Grâce à sa disposition judicieuse, il n'est pas plus encombrant qu'un appareil de même puissance à transistors, puisqu'il contient dans un coffret de 35 x 25 x 7 cm. Ces dimensions et sa présentation fonctionnelle font qu'il s'incorpore parfaitement à tout mobilier.

Principales caractéristiques

De façon que vous puissiez juger les qualités de ce montage, voici ses principales caractéristiques et performances :

Bande passante de l'amplificateur : 4 à 130 000 Hz à ± 1 dB.

Bande passante avec le préamplificateur : 20 à 28 000 Hz à ± 2 dB.

Distorsion : inférieure à 0,3 %.

Taux de contre-réaction : 24 dB.

Correcteur Baxandall : ± 20 dB à 50 et 10 000 Hz.

Puissance de sortie : 2 x 12 W.

Sensibilité pour puissance maximum : FM et Radio : 0,5 V.

PU magnétique : 8 mV.

Tête magnétophone : 6 mV.

PU piézo : 150 mV.

Microphone : 15 mV.

Souffle et ronflement : Pour FM et Radio = - 80 dB.

Pour entrée PU = - 73 dB.

Sortie HP : 5, 7 et 15 ohms.

Sortie du troisième canal sur l'enroulement séparé.

Cet amplificateur comporte les dispositifs de commande et de contrôle suivants : un inverseur de phase, un inverseur de canal, un inverseur de correction RIAA-NARTB ; un inverseur PU-RADIO. Il peut être utilisé conjointement avec un adaptateur pour l'enregistrement et la reproduction de bandes magnétiques.

La correction « Graves-Aiguës » sur chaque canal est indépendante. Par contre les commandes de volume sont jumelées. L'ajustage de l'équilibre par le dispositif de balance est contrôlé par un indicateur à ruban.

Cet ensemble bien que prévu pour la stéréophonie, peut être réalisé en version mono. Il suffit pour cela de ne monter qu'un seul canal. Les deux autres sont identiques.

Le schéma - Figure 1

Comme de coutume, nous n'allons étudier qu'un seul canal ce qui est suffisant, puisque l'autre est identique.

L'étage d'entrée est équipé par une pende à pente fixe antimicrophonique EF86. Sa grille de commande est attaquée par les prises : « PU Magn. », « Micro », « PU piézo ». De manière à obtenir les différentes sensibilités que nous avons indiquées plus haut, cette attaque se fait par l'intermédiaire d'un pont diviseur constitué par des résistances. En partant de la masse, ces résistances ont les valeurs suivantes : 47 000 ohms, 180 000 ohms, 390 000 ohms et 470 000 ohms. La prise PU piézo est raccordée au point de jonction de la 47 000 ohms et de la 180 000 ohms, la prise « Micro » au point de jonction de 180 000 ohms et de la 68 000 ohms et la prise PU magnétique au point de jonction de la 68 000 ohms et de la 47 000 ohms. La prise « magnétophone » permet la reproduction par l'amplificateur d'un enregistrement stéréophonique sur bande magnétique. Elle est raccordée au même point que la prise « PU Magn. ».

La EF86 est polarisée par une résistance de cathode de 1 800 ohms découplée par un condensateur de 50 µF. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 220 000 ohms et son écran est alimenté à travers une résistance de 820 000 ohms découplée par un condensateur de 50 nF. La liaison entre la grille de commande et la grille de commande de la EF86. Elle peut être modifiée par un interrupteur à deux positions « Magnéto-PU ». En position « PU », cette boucle comprend en partant du côté plaque : une résistance de 20 mégohms shuntée par un condensateur de 680 pF et en série, avec une résistance de 390 000 ohms. Sous cette forme, elle procure une correction de gravure selon les normes RIAA. En position « Magnéto » une résistance de 390 000 ohms est remplacée par une résistance de 150 pF. Dans cette position qui est utilisée lors de la lecture de bandes magnétiques, la correction a lieu selon les normes NARTB. À la sortie du condensateur de liaison de 50 µF, nous trouvons un commutateur à deux positions « Radio-PU ». En position « PU », il effectue le raccordement de l'étage préamplificateur EF86 avec le point chaud d'un potentiomètre de volume de 350 000 ohms. En position « Radio », il supprime cette liaison, mettant ainsi l'étage préamplificateur hors service et il relie ce potentiomètre à la prise radio à travers une résistance de 390 000 ohms. La prise « Radio » est shuntée par un condensateur de 56 pF. La ligne d'alimentation HT de cet étage contient une cellule de découplage composée d'une résistance de 10 000 ohms et d'un condensateur de 16 µF.

Un commutateur à deux positions « Stéréo-Mono » réunit, dans la position « Mono », les points chauds des potentiomètres de volume des deux canaux. De cette façon, les deux canaux reproduisent simultanément les signaux BF appliqués à n'importe laquelle des prises d'entrée que nous venons d'examiner.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque la grille de commande d'une diode 12AX7, qui équipe un second étage amplificateur. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 100 ohms, découplée par un condensateur de 50 µF. Une résistance de fuite de 180 000 ohms est prévue entre sa grille et la masse. Sa pla-

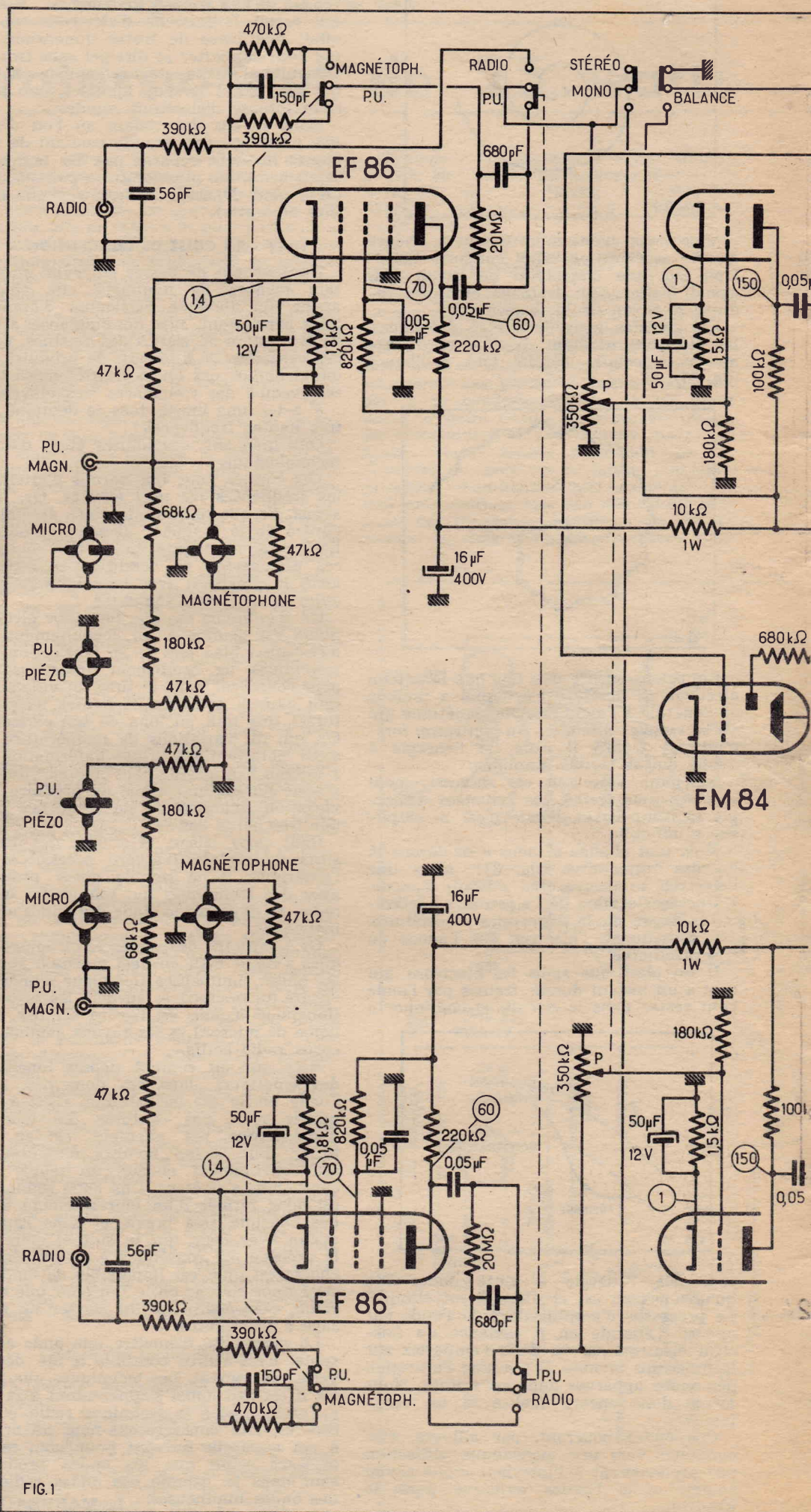
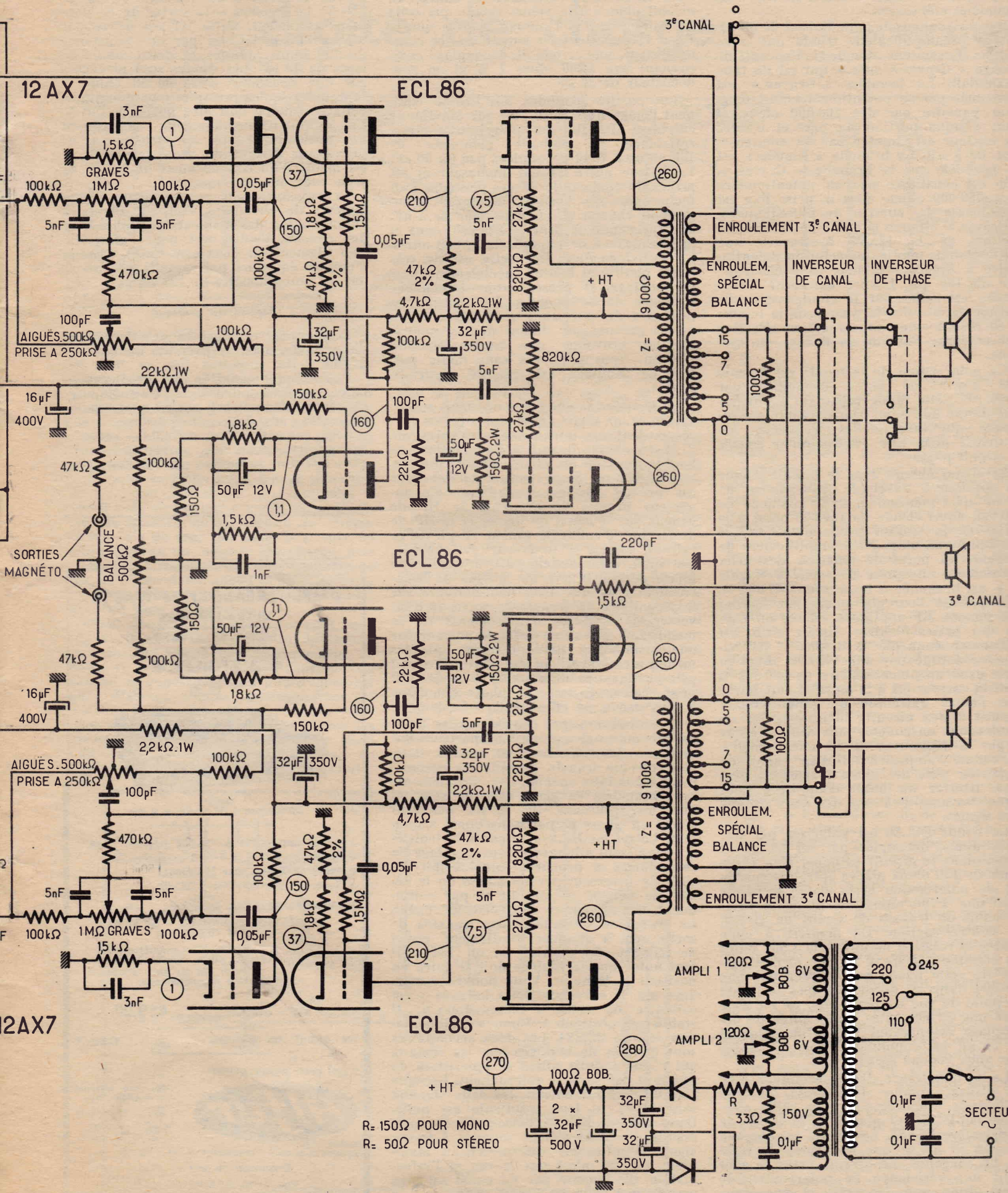


FIG. 1



12AX7

ECL86

ECL86

ECL86

12AX7

R = 150Ω POUR MONO
R = 50Ω POUR STÉREO

3° CANAL

ENROULEMENT 3° CANAL

ENROULEM. SPÉCIAL BALANCE

INVERSEUR DE CANAL

INVERSEUR DE PHASE

+ HT

Z =

3° CANAL

ENROULEM. SPÉCIAL BALANCE

ENROULEMENT 3° CANAL

AMPLI 1

AMPLI 2

SECTEUR

que est chargée par une 100 000 ohms. En amont de cet étage, on a prévu dans la ligne HT, une cellule de découplage formée d'une 22 000 ohms 1 W et d'un 16 μ F. Précisons que les résistances d'anode et de plaque des étages à faible niveau sont à couches stabilisées.

Par un condensateur de liaison de 50 nF l'étage préamplificateur triode que nous venons d'examiner attaque le dispositif de dosage « Graves-Aiguës » qui est du type Baxandall. La branche « Graves » est constituée par un potentiomètre de 1 megohm encadré par des 100 000 ohms et dont chaque portion de part et d'autre du curseur est shuntée par un condensateur de 5 nF. La branche « Aiguës » est en parallèle sur la branche « Graves ». Elle est constituée par un potentiomètre $2 \times 250\,000$ ohms, dont la prise fixe est à la masse. Le curseur du potentiomètre « Graves » attaque la grille de la seconde section de la 12AX7 à travers une 470 000 ohms tandis que celui du potentiomètre « Aiguës » attaque cette électrode par un 100 pF. L'autre extrémité de ce réseau est reliée par le condensateur de liaison de 50 nF à la plaque de la triode. Il en résulte une contre-réaction sélective qui renforce l'action de dosage du système.

La polarisation de la triode est fournie par une 1 500 ohms découplée par 3 000 pF. Cette faible valeur du condensateur donne lieu à une contre-réaction d'intensité qui favorise les fréquences de l'extrême aigu. Une 100 000 ohms charge le circuit plaque.

Le signal obtenu dans le circuit plaque est appliqué à travers le condensateur de 50 nF déjà mentionné, une résistance de 100 000 ohms et une de 150 000 ohms à la grille de la section triode d'une ECL86 qui équipe un autre étage amplificateur de tension. Au point de jonction des deux résistances, une prise de sortie « Magnéto » est branchée à travers une 47 000 Ω . Elle permet l'enregistrement sur bandes des signaux BF appliqués à l'une ou l'autre des prises d'entrée. En ce point est également connecté le dispositif de balance constitué par une 100 000 ohms en série avec un potentiomètre de 500 000 Ω dont le curseur est à la masse. Etant donné que l'autre extrémité du potentiomètre aboutit à des circuits identiques du second canal, on conçoit sans difficulté que si par la manœuvre de ce potentiomètre, on réduit l'amplification d'un canal, on augmente celle de l'autre et que l'on peut ainsi trouver un point d'équilibre pour lequel les amplifications des deux canaux sont égales.

La triode ECL86 est polarisée par une 1 800 ohms, découplée par un 50 μ F et située dans le circuit cathode. Une résistance de 150 ohms placée entre cet ensemble de polarisation et la masse constituée avec une 1 500 ohms venant de la prise 15 ohms du transfo de sortie, un circuit de contre-réaction. De manière à compenser la rotation de phase, la 1 500 ohms est shuntée par un 1 nF. Le circuit plaque de cette triode est chargée par une 100 000 ohms et découplée vers la masse du point de vue HF par un 100 pF en série avec une 22 000 ohms. Une cellule de découplage comprenant une 4 700 ohms et un 32 μ F est commune à tous les étages que nous venons d'examiner.

La section triode d'une seconde ECL86 est utilisée comme déphaseur du type athodyne. Cette triode à sa grille attaquée par le circuit plaque de la triode de la première ECL86. La liaison est obtenue par un 50 nF et une résistance de fuite de 1,5 megohm. Le circuit cathode contient une résistance de polarisation de 800 ohms, non découplée et une résis-

tance de charge de 47 000 ohms. Il faut noter que la résistance de fuite de grille aboutit au point de jonction de ces deux résistances de manière que seule la 1 800 ohms détermine la polarisation. Bien entendu, la résistance de charge du circuit plaque à la même valeur que celle de cathode (47 000 ohms). Notons que la ligne HT contient en amont de cet étage déphaseur, une cellule de découplage comprenant une 2 200 ohms 1 W et un condensateur de 32 μ F.

Les parties pentodes des ECL86 équivalent l'étage final push-pull qui fonctionne en classe AB. Elles sont polarisées par une résistance de cathode commune de 150 ohms 2 W et découplées par un 50 μ F. La liaison entre l'étage déphaseur et les grilles de commande de ces pentodes s'effectue par des circuits identiques comprenant chacun un condensateur de 5 nF, une résistance de fuite de 820 000 ohms et une résistance de blocage de 27 000 ohms. Le transformateur de sortie est de très haute qualité et bobiné spécialement pour ce montage. Il présente une impédance primaire de 9 100 ohms. Les écrans des pentodes de puissance sont reliés à des prises prévues sur chaque demi-primaire, ce qui provoque une contre-réaction d'écran. Vous n'ignorez sans doute pas, que ce montage est qualifié d'ultra-linéaire.

Le transformateur comporte trois secondaires : L'un d'eux possède des prises correspondant aux impédances suivantes : 5, 7 et 15 ohms. Il sert à l'adaptation du haut-parleur ou du groupe de HP utilisés. Une résistance de protection de 100 ohms est prévue sur ce secondaire. Un inverseur permet de brancher le HP de gauche sur le canal de droite et le HP de droite sur le canal de gauche et qui de ce fait est appelé « Inverseur de canal ». Un autre commutateur, dit inverseur de phase permet d'inverser le sens de branchement d'un des deux haut-parleurs sur le secondaire du transfo de sortie et d'inverser de 180° les déplacements de sa membrane. Il est en effet important sur une installation stéréophonique que les membranes travaillent en phase. Il serait peu pratique de débrancher l'un des HP pour réaliser la mise en phase qui grâce à l'inverseur est effectué très facilement.

Le troisième canal consiste en un haut-parleur ou un groupe de haut-parleurs qui restituent les sons des deux canaux. Pour cela, chaque transfo possède un enroulement secondaire spécial. Ces enroulements sont branchés en série avec un sens tel que les courants BF qu'ils délivrent soient en phase et par conséquent s'ajoutent. Le ou les HP constituants le troisième canal sont attaqués par ce couplage de secondaires et procurent ainsi l'effet désiré. Un inverseur permet quand on le désire de couper ce circuit et par conséquent de supprimer le troisième canal. Le troisième secondaire des transfos de sortie sert à attaquer l'indicateur visuel de balance. Ce dernier est un EM84. Il faut noter que le réglage doit se faire en position « Mono ». Vous pouvez remarquer que le commutateur « balance » est solidaire de celui « Stéréo-Mono ». Il établit en position « Mono » l'alimentation HT de l'EM84. Les deux secondaires sont couplés de manière que les signaux qui y sont induits soient en opposition de phase et par suite se retranchent. Lorsque l'équilibrage est obtenu, les deux signaux sont égaux et leur résultante est nulle. Dans ces conditions, l'électrode de commande du EM84 n'étant soumise à aucun signal, l'indicateur est ouvert au maximum, ce qui n'est pas le cas si l'information BF fournie par un canal est plus grande que celle de l'autre canal.

L'alimentation qui est commune aux deux canaux comprend un transformateur. La tension délivrée par le secondaire HT est redressée par un doubleur de tension constitué par deux diodes silicium BYY32 et deux condensateurs de 32 μ F 350 V. La tension à la sortie de ce doubleur est 280 V. Cette HT est filtrée par une cellule constituée par une résistance de 100 ohms bobinée et deux condensateurs de 32 μ F. Les diodes sont protégées par une résistance série de 50 ohms. Il faut noter qu'en version monophonique, cette résistance doit être portée à 150 Ω . Un circuit d'amortissement constituant une protection contre les surtensions, est prévu aux bornes du secondaire HT. Il est formé d'un condensateur de 0,1 μ F en série avec une 33 ohms.

Le transformateur possède deux enroulements de chauffage, l'un est affecté à l'alimentation des filaments des tubes d'un des canaux, l'autre sert pour l'alimentation filament du deuxième canal. Chacun d'eux est équilibré par rapport à la masse par un potentiomètre de 120 ohms.

Réalisation pratique

Le montage requiert un peu de soin et de méthode, mais ne présente aucune difficulté réelle.

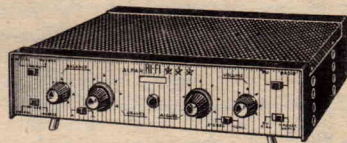
Pour chaque canal, la plupart des résistances et des condensateurs sont disposés sur deux plaquettes à cosses qui sont représentées aux figures 2 et 3. Comme il y a deux canaux, il faut les câbler en deux exemplaires, pour cela, on établit les liaisons qui sont indiquées sur les figures, et

DECIT CI-CONTRE

AMPLI/PREAMPLI 24 WATTS ULTRA-LINEAIRE MONO ET STEREO

● 3 ETOILES ●

★ ★ ★



Dimensions : 35 x 25 x 9 cm

- Bande passante 4 à 130 000 p/s \pm 1 dB.
- Sorties pour H.-P. : 5-7-15 ohms.
- Sortie SPECIALE pour 3^e CANAL.
- Taux de contre-réaction : 24 dB.

★ PREAMPLIFICATEUR incorporé

CORRECTEUR BAXANDAL \pm 20 dB
à 50 et 10 000 p/s

ENTREES { 2 x radio - 2 x magnétophone
2 x PU piézo - 2 x PU magnétique.
2 x tuner FM ou AM - 2 x Micro
2 x tête magnétophone.

PRIX
« KIT » complet 459,00

EN ORDRE DE MARCHÉ 612,00

C'est UNE REALISATION

Alfar

48, rue Laffitte
PARIS (9^e)
Tél. : 878-44-12
C.C. Postal
5775-73 Paris

Ces prix s'entendent taxes 2,83 %

Emballage et port en plus

Voir notre publicité page 10

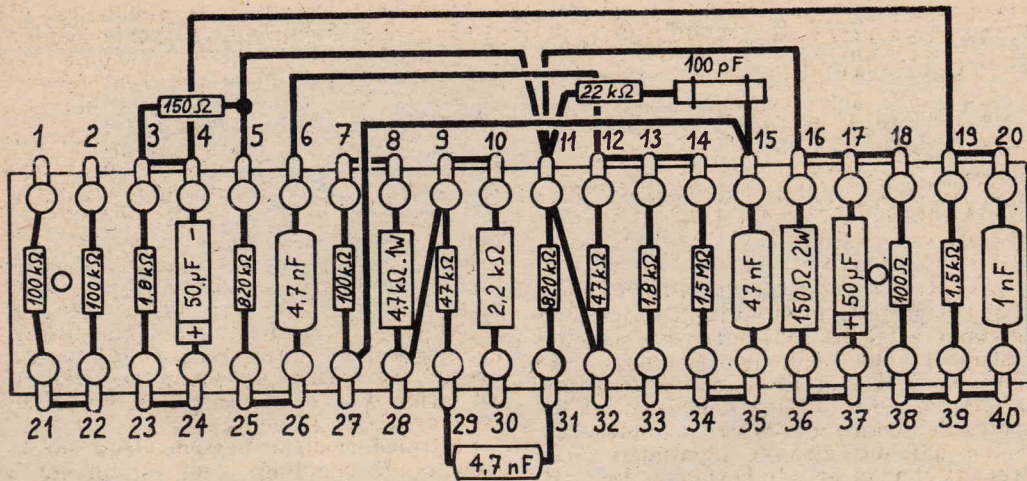


FIG. 2. PLAQUETTES A ET A'

on soude les résistances et les condensateurs aux mêmes emplacements que sur les dessins. Pour les condensateurs électrochimiques, il ne faut pas oublier de tenir compte de la polarité. De manière à repérer facilement ces plaquettes sur les plans de câblage, nous les avons désignées par les lettres A, A', B, B'. Nous avons également numéroté leurs cosses.

Chaque canal est réalisé sur un petit châssis métallique sur lequel on monte les supports de lampes, le potentiomètre de 120 ohms pour l'équilibrage du circuit chauffage, les condensateurs de $2 \times 16 \mu\text{F}$ et de $32 \mu\text{F}$, dont on isole le boîtier par une rondelle isolante. Sur une petite équerre, on monte la prise « Sortie Magnéto ». Les prises d'entrées sont également placées sur un petit panneau mé-

tallique soudé au châssis. Le transformateur de sortie est aussi fixé sur ce châssis. De chaque côté, le châssis possède un bord rabattu sur lequel on boulonne les plaquettes à cosses que l'on vient d'équiper. De manière à les éloigner du bord rabattu et à éviter ainsi les court-circuits, on place sur chaque boulon deux écrous formant entretoise. La figure 4 indique aussi clairement que possible la position des différents éléments de cet amplificateur. On s'y reportera donc chaque fois qu'un assemblage mécanique sera à faire. On y voit notamment, la disposition des composants dont nous venons de parler.

La figure 5 montre le câblage en vue éclatée. Les châssis des deux canaux étant équipés, on câble les prises d'entrée et celle « Sortie Magnéto ». Pour cette dernière, le raccordement est indiqué à la figure 4. On établit la ligne de masse des prises d'entrée et celle qui réunit les cheminées des supports EF86, ECC83, les cosses — des condensateurs électrochimiques

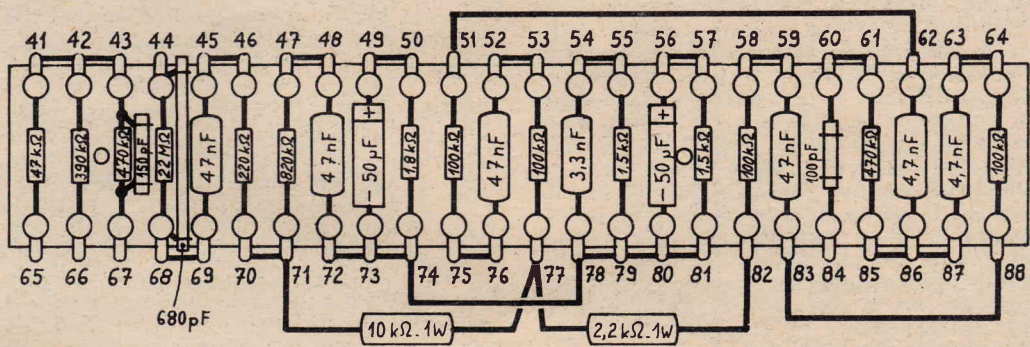


FIG. 3. PLAQUETTES B ET B'

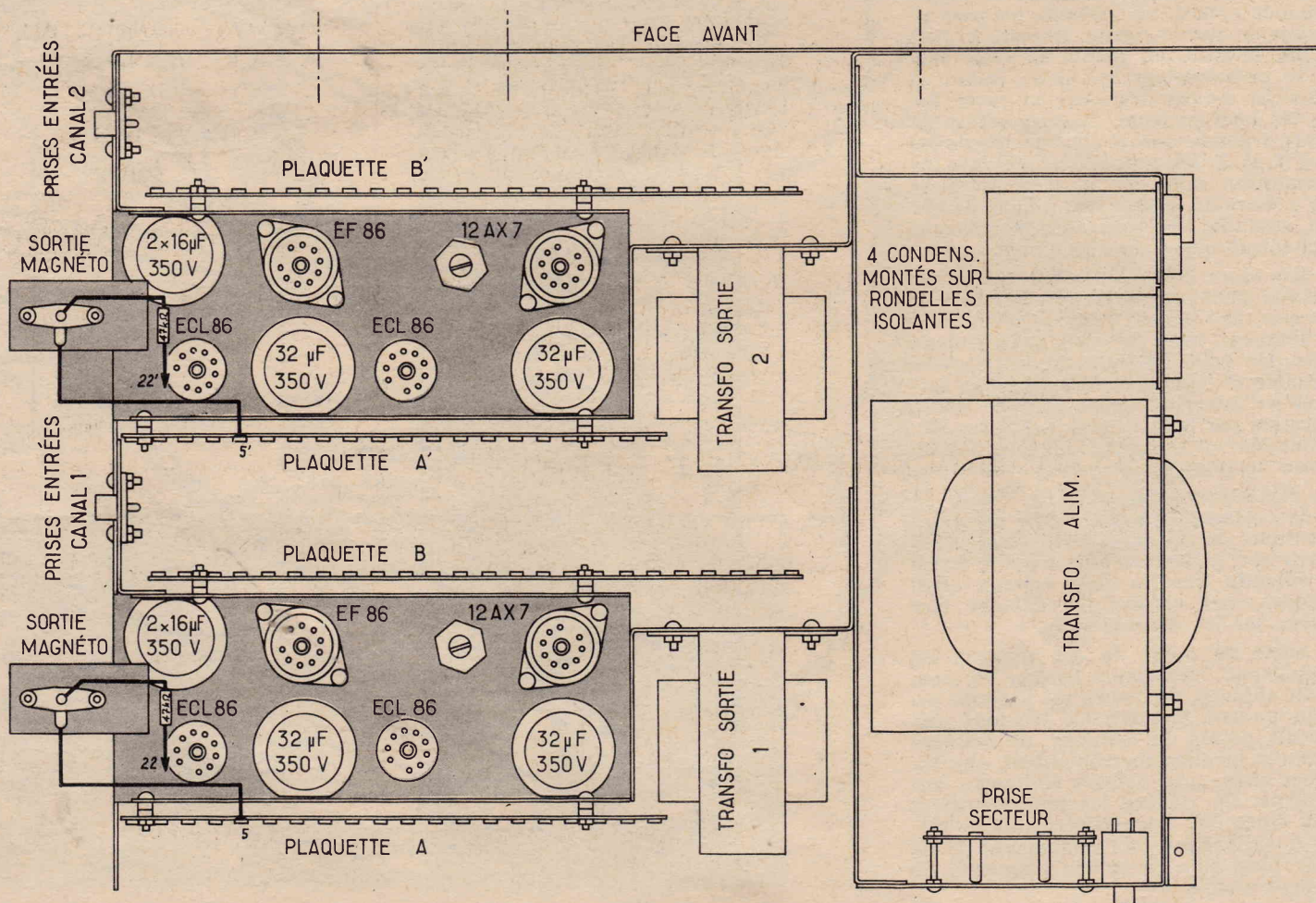


FIG. 4 - VUE DE DESSUS

es et le curseur du potentiomètre de 0 ohms. Avec du fil de câblage, on étai-ait les lignes d'alimentation des filaments. On prévoit sur les broches 9 et 5 des supports ECC83, une torsade suffisamment longue pour le moment venu pour effectuer le raccordement avec les enroulements de chauffage du transfo d'alimentation. On effectue les liaisons avec les plaquettes à cosse. On procède aussi au raccordement du primaire des transfo de sortie.

Ensuite, on équipe le panneau avant ; pour cela, on y dispose les commutateurs « PU-Magnéto », « PU-Radio », « Mono-stéréo », « Inverseur de canal », « Inverseur de phase ». Les potentiomètres « Volume », « Aiguës », « Graves », « Balance » interrupteur et le voyant lumineux. La plaque décor se fixera sur ce panneau avant par serrage sur les canons des potentiomètres.

On peut alors fixer sur le châssis principal les châssis constituant les deux canaux et la face avant. En se référant à la figure 4, cette opération ne présente aucune difficulté.

On effectue le raccordement des commutateurs « PU-Radio », « PU-Magnéto », « Mono-Stéréo » et des potentiomètres « Volume », « Aiguës », « Graves », et « Balance ». Pour la plupart de ces liaisons, on utilise des câbles blindés à un ou plusieurs conducteurs. On aura soin de souder la gaine de ces câbles aux points indiqués. Il ne faut pas non plus oublier de souder les résistances de 180 000 ohms sur les potentiomètres de volume. Par une torsade, on branche le voyant lumineux sur les broches 5 et 9 du support ECC83 du canal 2. On câble le support EM84.

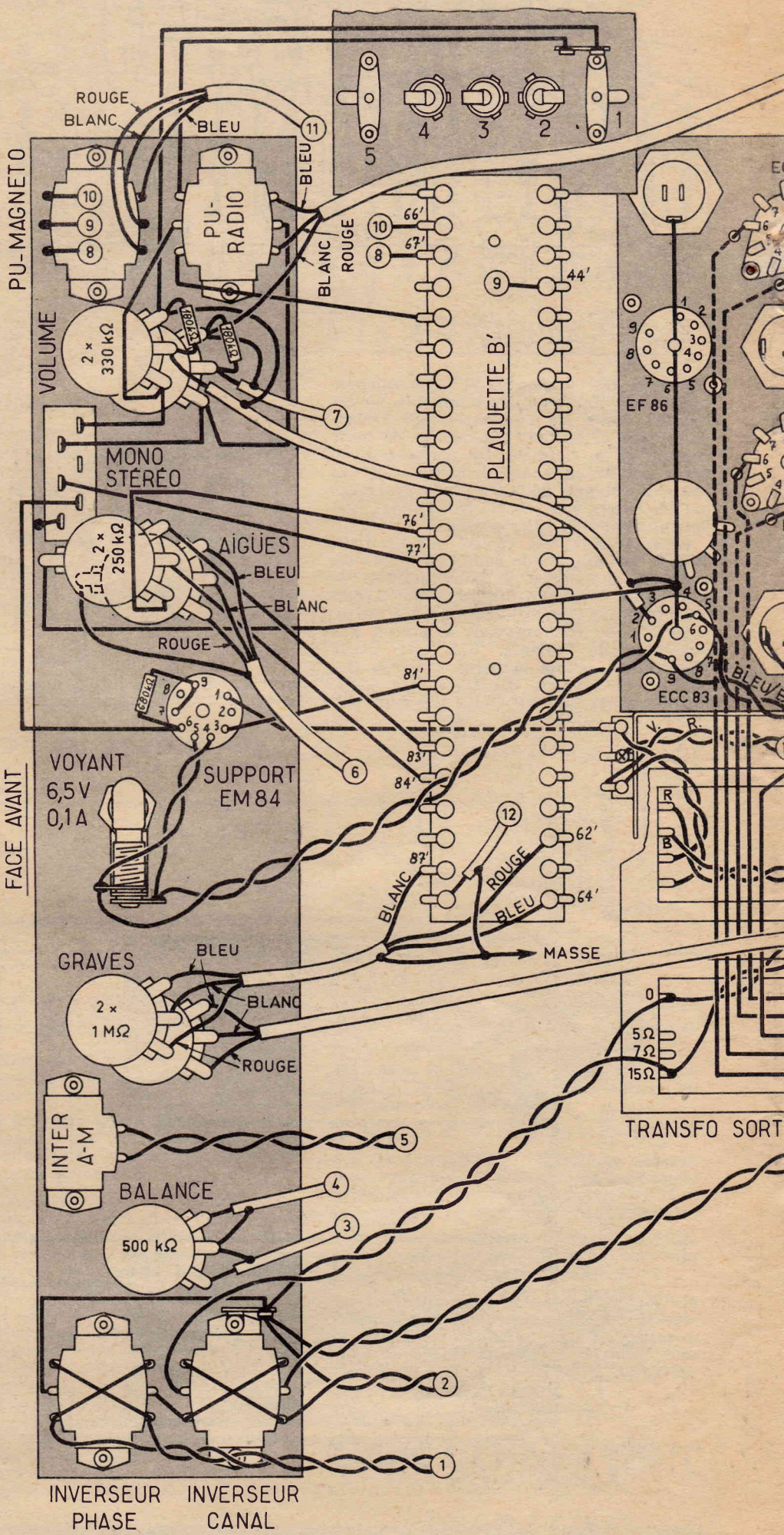
On équipe le châssis alimentation. Les quatre condensateurs de 32 μ F sont isolés par une rondelle intercalée entre le boîtier et la tôle. On fixe le transformateur et sur la face externe du châssis, on prévoit un relais à quatre cosses isolées. A l'arrière du châssis, on monte la prise secteur, le commutateur troisième canal et des douilles isolées destinées au raccordement des haut-parleurs. La disposition de tous ces organes ressort clairement sur les figures 4 et 5. On procède au câblage de l'alimentation selon les indications de la figure 5. Lors de la pose des diodes BYY32 il est essentiel de respecter le sens de branchement que nous indiquons.

On fixe alors le châssis alimentation sur le châssis principal et on effectue le raccordement des lignes + et - HT des lignes filaments avec le câblage de deux canaux. On relie aussi les cosses secteur du transfo d'alimentation à la prise secteur et à l'interrupteur de la face avant. On termine par le câblage des douilles HP, du commutateur troisième canal et des inverseurs de phase et de canal.

On remarquera que pour la clarté du plan de câblage, on a représenté certaines connexions sur le châssis du canal 1 et d'autres sur le châssis du canal 2. Il est bien entendu que les deux canaux étant identiques, ces connexions doivent être réalisées sur les deux châssis.

La mise au point de cet appareil est pratiquement inexistante. Après vérification du câblage, au cours du premier essai, on pourra mesurer les tensions aux différents points du montage, de manière à s'assurer qu'elles correspondent, aux tolérances près, aux valeurs indiquées sur le schéma. On réglera les potentiomètres de 120 ohms des circuits filaments de manière à supprimer tout ronflement. Il ne restera plus qu'à recouvrir l'appareil de son capot ajouré.

CANAL 2 (CABLAGE IDENTIQUE À ...)



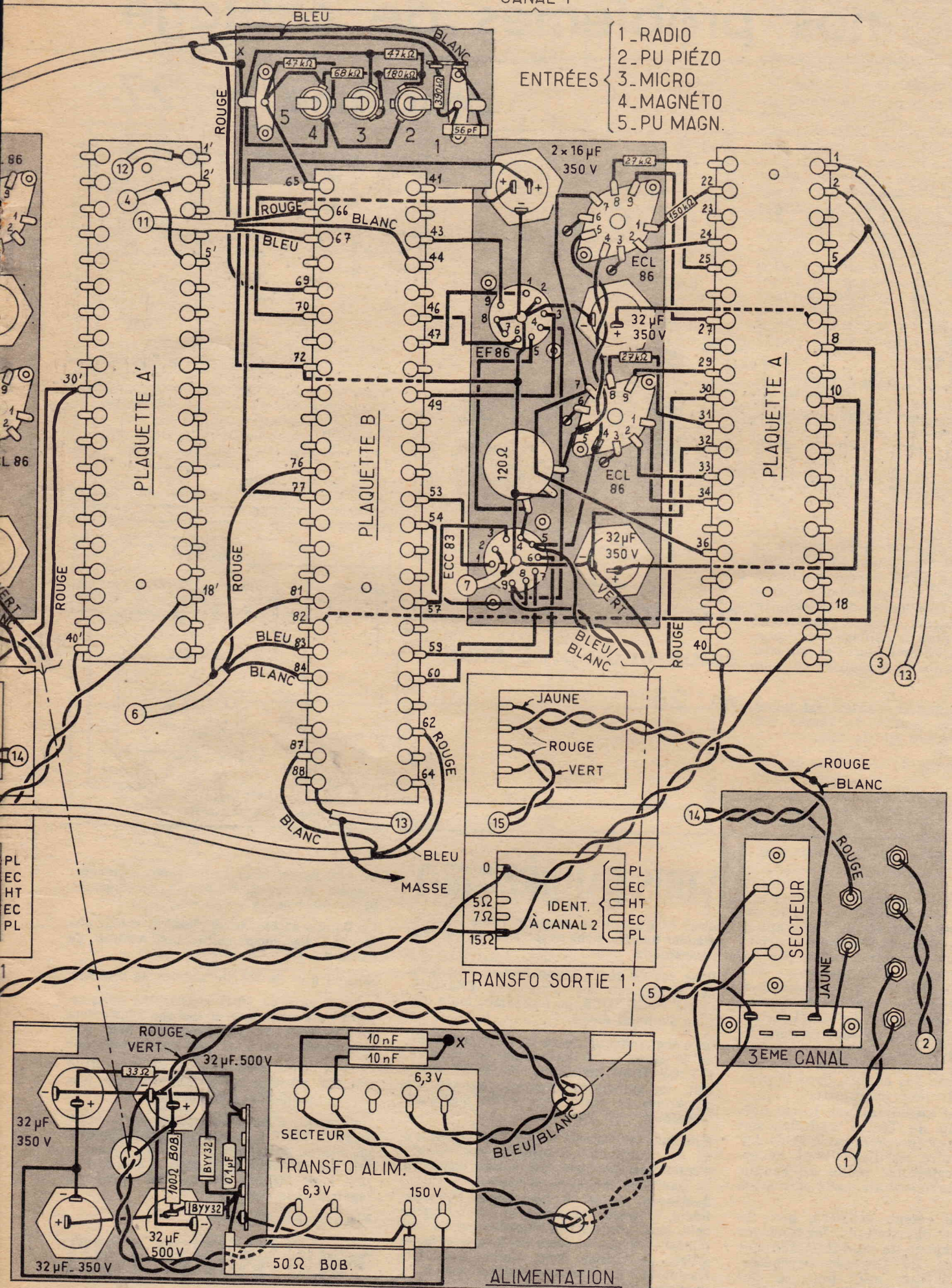


FIG. 5. CABLAGE DU DESSOUS, CHASSIS RABATTUS

nos problèmes de câblage

problème n° 27

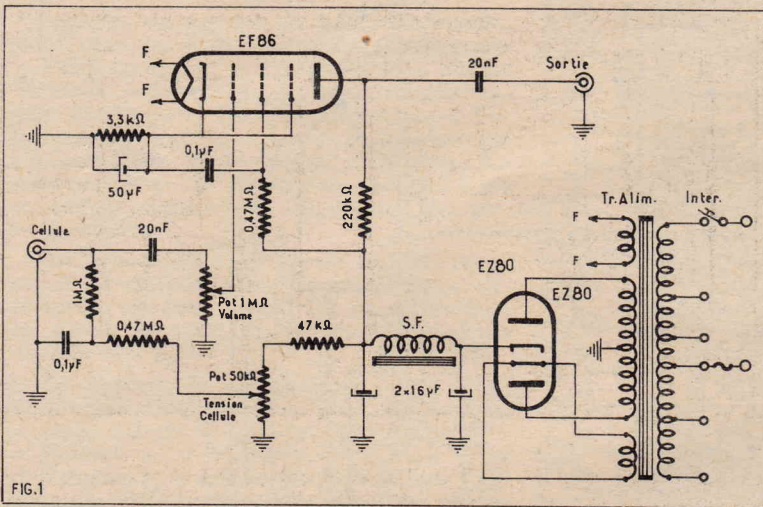


FIG. 1

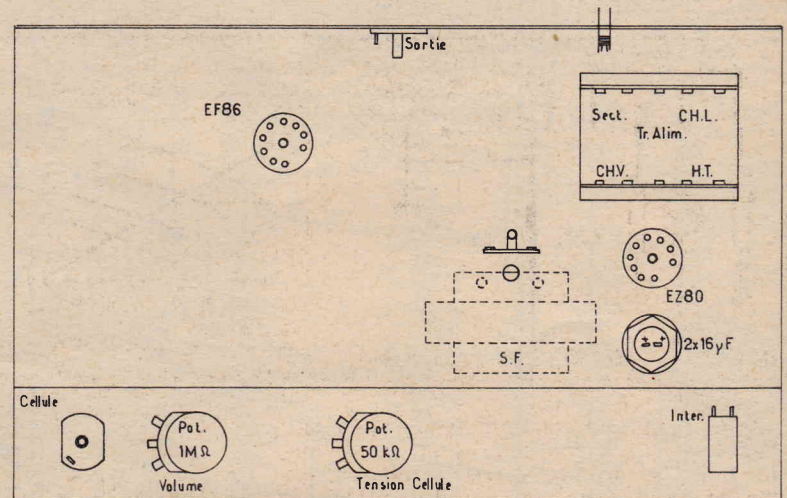


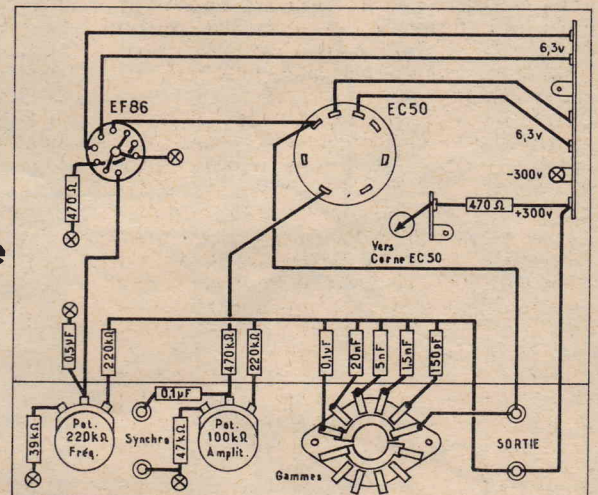
FIG. 2

Le schéma de la figure 1 représente un préamplificateur de cellule pour cinéma équipé d'un tube EF86, avec son alimentation. La figure 2 montre l'implantation des pièces qui composent ce préamplificateur. Le problème proposé consiste à dessiner sur ce plan le câblage correspondant au schéma. Comme vous l'exécuteriez si vous aviez vraiment à réaliser ce montage.

Il faut noter que le châssis est métallique et que les points de masse sont obtenus par soudure sur la tôle.

La solution sera donnée dans le prochain numéro.

ci-contre :
solution du problème
n° 26



MATERIEL « C.S.F. » AU CHAMP DE TIR DES LANDES

La Société d'Equipements Spatiaux et Astronautiques — SESTRO — filiale de C.S.F., Compagnie générale de Télégraphie Sans Fil, et de General Dynamics-Corporation, vient de se voir confier par la DRME — Service d'Equipements des Champs de Tir, l'étude et la réalisation d'un Système de trajectographie de Sauvegarde pour le Champ de Tir des Landes.

Ce système, qui sera en service dans le courant de 1968, est destiné à mesurer avec précision les composantes instantanées de la vitesse des engins, dans la première partie de leur trajectoire.

Ces données, exploitées par le calculateur du Champ de Tir et traduites sur une table traçante permettront à l'Officier de tir de prendre les dispositions nécessaires si la trajectoire réelle de l'engin s'écarte anormalement de celle qui avait été prévue.

Le dispositif retenu utilisera, pour la synchronisation des stations, les horloges atomiques à vapeur de rubidium conçues de l'expérience de General Dynamics-Electronics Division qui, dans ce domaine, a réalisé pour les Champs de Tirs Américains les systèmes de poursuite AZUSA et GLOTRAC.

VOUS SAUREZ TOUT

C'est le titre de la nouvelle revue dont le premier numéro vient de paraître et qui sera trimestrielle.

Dans ses 68 pages, grand format, elle justifie amplement son sous-titre: ENCYCLOPEDIE POUR TOUS, en présentant toute une série d'articles divers.

La pièce maîtresse de ce n° 1 est consacrée, en 25 pages et 70 illustrations en couleurs, à TOUT ANKH AMON et à L'EGYPTE ANTIQUE, ses grandioses pyramides, ses temples mystérieux et ses chefs-d'œuvre d'habileté technique.

Puis, tous les lecteurs qui désirent s'instruire en se divertissant trouveront leur compte d'enrichissement dans les autres pages où ils trouveront les sujets suivants:

Beethoven et sa V^e Symphonie; Auguste Rodin, le grand sculpteur; le peintre Botticelli, avec une superbe reproduction de son tableau « Vénus et Mars »; la merveilleuse artiste de cinéma Greta Garbo. Qui était Machiavel? La révolution bolchevique et le quotidien russe « La Pravda ».

Un peu de science: l'origine des éléments: l'atome, le noyau, la cellule. La mémoire et les machines à enseigner.

Le Déluge et l'Arche de Noé. Qu'est-ce que la vie? La personnalité. Les maîtres de l'absurde, etc.

En tout plus de 120 illustrations en couleurs.

« VOUS SAUREZ TOUT » deviendra certainement votre revue favorite car elle augmentera agréablement vos connaissances. Pour 5 F par numéro, ce n'est pas cher, avouez-le!

Et vous conserverez la collection de « VOUS SAUREZ TOUT » qui constituera pour tous une indispensable encyclopédie.

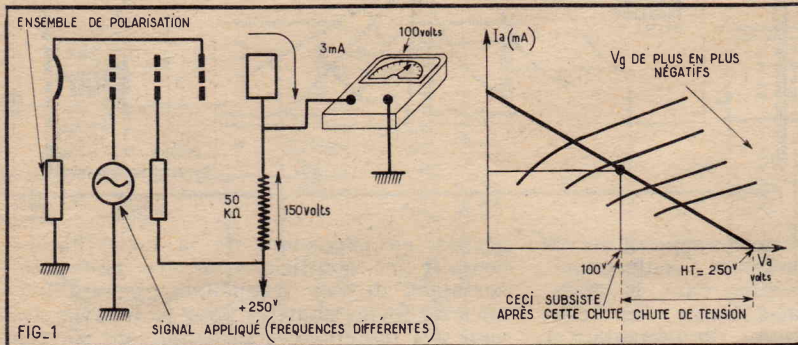
Un conseil, si vous ne trouvez pas « VOUS SAUREZ TOUT » chez votre libraire, envoyez un chèque postal de 5 F à « La Presse », 142, rue Montmartre, 75-Paris (2^e) (C.C. Postaux Paris 3882.57), il vous sera envoyé par retour du courrier.

N'oubliez pas de lire

VOUS SAUREZ TOUT

Particularité de la droite de charge

par Fred KLINGER



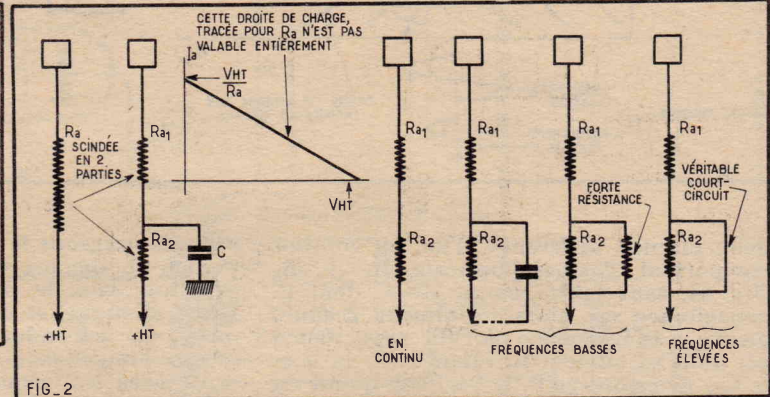
Pour rester fidèles à ce titre, nous n'envisagerons nullement une étude complète de tout ce qui concerne la droite de charge dans ses diverses applications à des éléments résistifs ou selfiques ; nous nous contenterons de citer trois particularités, sur lesquelles il nous est souvent donné — si l'on peut dire — de voir trébucher même des électroniciens, dits chevronnés.

Si nous voulions nous lancer dans des affirmations définitives, sur lesquelles il serait vain de vouloir revenir, nous décréterions d'office qu'une droite de charge *unique* n'a de sens que dans la mesure où elle concerne un élément (de charge, précisément) purement résistif, qui donc ne risque d'introduire aucun déphasage entre les potentiels à lui appliqués et le courant qui, par suite, le traverse.

C'est dans ce cas seul, en effet, que (fig. 1) la chute de tension qui intervient en continu, c'est-à-dire pratiquement au moment de la composante continue ou encore au repos, équivaut numériquement aux diverses chutes qu'engendreraient d'autres fréquences qui se présenteraient avec les mêmes potentiels, donc avec les mêmes intensités. C'est là peut-être aussi l'élément le plus défavorable de cette situation, puisque la première de ces chutes

de tension n'améliore en rien la situation tout en détériorant, par contre, le rendement, puisque ces volts et ces ampères, ces watts donc, il faut tout de même les fournir ; cette fourniture se fait au départ des circuits de l'alimentation, ce qui entraîne, pour le moins, la nécessité d'organes de fortes dimensions, partant d'organes coûteux et encombrants.

La première variante va être introduite, lorsque, pour des raisons de stabilité, il faudra scinder cet élément de charge en au moins deux parties, la partie commune étant reliée (fig. 2) à une armature du condensateur C. Cette situation se présentera surtout, — ce risque d'instabilité nous le courrons surtout — lorsque l'étage dont nous nous occupons est, soit le premier, soit le troisième d'un amplificateur en cascade : les signaux variables se présentent alors en phase aux bornes du condensateur de sortie de la cellule de filtrage (fig. 3), en phase, oui, mais l'un d'entre eux, nettement plus important ; bref, lorsque nous nous trouvons devant les conditions mêmes du report d'énergie dans un oscillateur.



Si le tracé en continu n'offre aucun problème, puisque c'est bien la somme de ces deux résistances qu'il faudra faire entrer en considération, il n'en est plus de même, dès que la grille de commande reçoit des signaux variables et des signaux qui, on le suppose, se présentent à des fréquences fort différentes d'instant en instant. Les deux résistances, elles, restent indifférentes à la diversité des fréquences, mais le condensateur, lui, présentera, suivant une formule bien connue, une capacitance différente à chacune d'elles et il s'ensuivra une variation de la charge totale de ce circuit anodique.

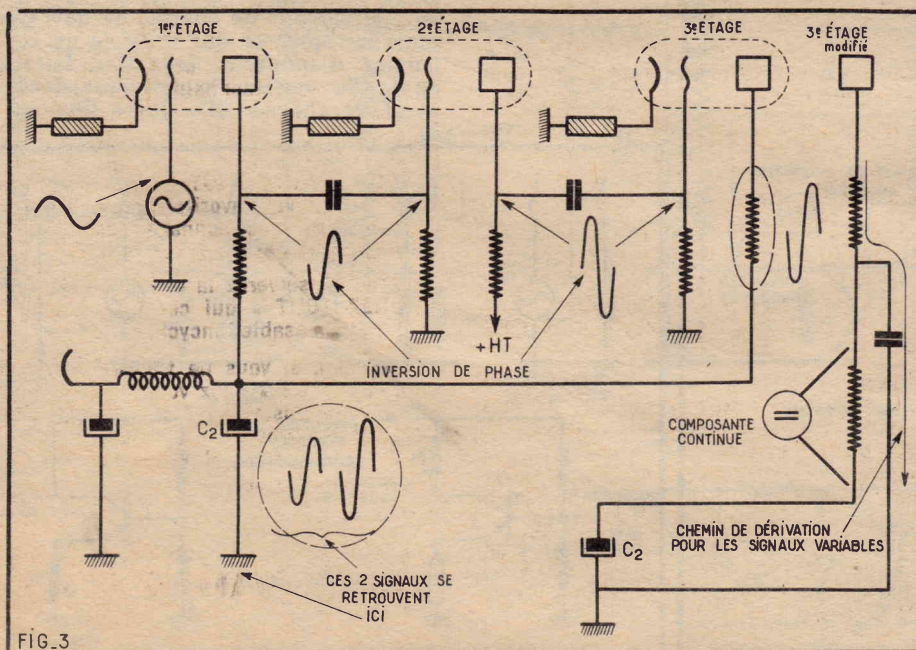
Nous supposons que la cellule de filtrage a été calculée de telle sorte que le condensateur qui en forme la sortie et aux bornes duquel on prélèvera finalement les énergies nécessaires à l'alimentation présente une capacitance négligeable, voire nulle à la fréquence la plus basse pouvant circuler dans le montage.

Dans ces conditions, les points marqués « plus haute tension » et « masse », les points donc auxquels aboutissent, d'une part la charge anodique et, d'autre part, le condensateur C (que d'aucuns disent de découplage) présentent un même et seul potentiel et, en fait, tout se passe alors comme si la résistance R_2 du circuit anodique était shuntée par ce condensateur. Plus exactement par sa capacitance, qui s'exprimera encore en ohms et qui présentera des valeurs très différentes suivant la fréquence du signal considéré.

Certes, nous réalisons fort bien que l'on n'a nullement le droit, surtout par suite des relations de phase, de considérer cet ensemble comme une simple association en parallèle de deux résistances qui seraient pures, mais, en réalité, la situation qui ne serait pas tout à fait exacte à une fréquence déterminée le redeviendrait quelques cycles plus tôt ou quelques cycles plus tard et, à défaut d'une précision instantanée, le phénomène serait convenablement représenté dans son évolution.

C'est ainsi que, au fur et à mesure que les signaux appliqués adoptent une fréquence plus élevée, la résistance R_2 se trouve, en quelque sorte, de plus en plus court-circuitée et il est loisible d'envisager le moment où cette association-parallèle sera devenue tellement faible devant R_1 , que, pratiquement, seule celle-ci subsistera.

Sur le plan de la droite de charge, nous aurons donc affaire, théoriquement, à



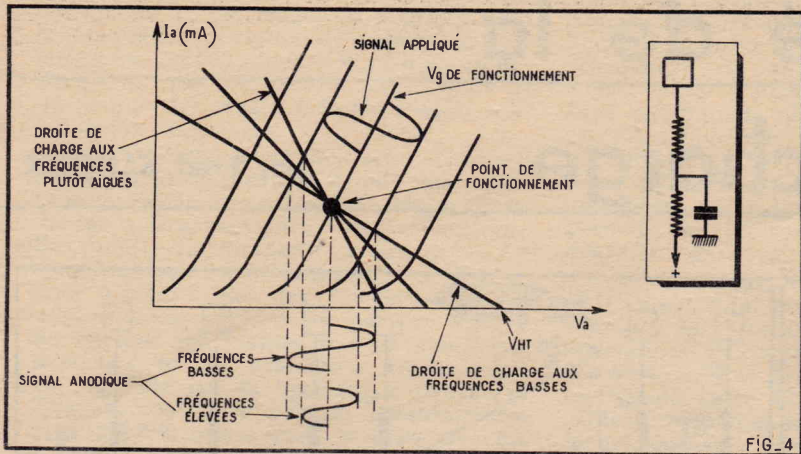


FIG. 4

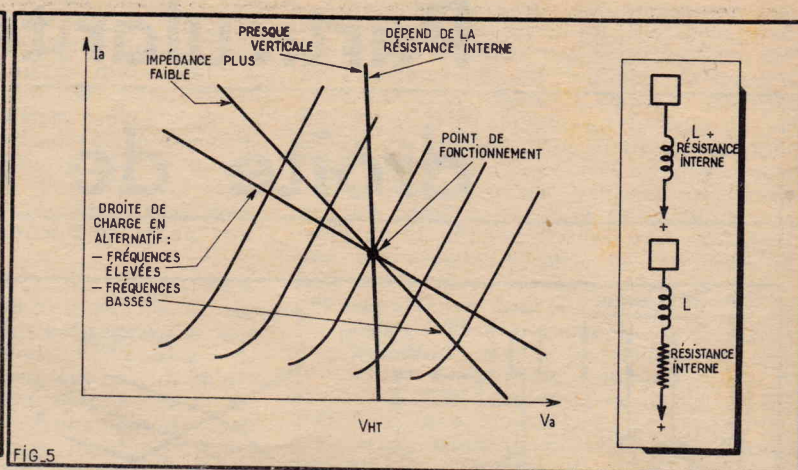


FIG. 5

deux circuits différents : l'un, en continu comportant l'association-série $R_1 + R_2$ (fig. 4), sans tenir compte de C dont la capacitance est alors infiniment grande, l'autre, à la fréquence où cette capacitance est nulle et où seul R_1 intervient ; la première déterminera P , le véritable point de fonctionnement, l'autre tiendra compte de ce point en passant encore par lui, mais avec une pente déterminée par R_1 , seul.

Il est évident, dans ce cas, que les deux droites de charge, considérées séparément, ne concernent que des situations extrêmes et que toutes les autres possibilités pouvant avoir lieu viendraient s'intercaler entre elles : de fréquence en fréquence, il faudrait, pour se rapprocher de la réalité la plus stricte, tracer une droite de charge spéciale et séparée.

Deuxième application, mais, en fait, conséquence directe des particularités que nous venons de faire ressortir : la présence dans un circuit anodique du primaire d'un transformateur, lequel comporte un élément selfique nettement plus important (du moins faut-il l'espérer) que la résistance ohmique, due au seul fil employé pour la confection du bobinage.

Ici encore, nous devons tracer deux droites de charge différentes, suivant que

nous envisageons le fonctionnement au repos ou en signaux variables : seule considération dans le premier cas : la résistance ohmique, et dans l'autre : le coefficient de self-induction, l'inductance et même l'impédance nettement prépondérante avec les fréquences croissantes.

Nous avons déjà pu constater empiriquement que de telles droites de charge tendaient vers une horizontale au fur et à mesure que les résistances augmentent et, ici, de toute évidence, si la pièce détachée est choisie convenablement, la valeur ohmique de l'enroulement sera proche d'une valeur nulle au point de donner lieu à une trace en continu, pratiquement verticale.

En continuant donc à admettre que nous n'aurons affaire qu'à du matériel adapté correctement, nous pourrions retenir, comme point de fonctionnement, le point P (fig. 5), situé à la verticale même de la haute tension disponible. Son emplacement exact sera tributaire encore, comme nous le savons bien, de la courbe de dissipation.

On a l'habitude d'énoncer comme condition première la nécessité de partir d'une droite de charge tangente à une telle courbe de dissipation anodique ; en

réalité, en procédant de la sorte, on ne remplit les conditions posées que pour certaines de ces fréquences, puisqu'il y aura de fortes chances pour se trouver devant des impédances suffisamment élevées pour que la droite de charge correspondante fasse pénétrer au moins ses extrémités droites dans cette zone interdite (fig. 6-a) ; si cette situation ne risque pas d'entraîner de trop grandes complications, tant que les valeurs restent instantanées, elle n'en constitue pas moins, un cas flagrant de distorsion. Donc à proscrire.

La solution la plus élégante consistera, lorsqu'on connaîtra avec précision les fréquences les plus élevées, auxquelles on risque d'avoir affaire, à déplacer (fig. 6-b) le point de fonctionnement vers les valeurs plus faibles du courant anodique au repos, de telle sorte que, même dans ce cas extrême, la condition de la tangence reste partiellement satisfaite.

Troisième particularité, enfin, une charge anodique importante, par rapport aux éléments inclus dans le circuit anodique. Rien d'absurde dans une telle supposition qui correspondrait, par exemple, à une sortie en basse impédance (fig. 7), à un cathode-follower, ou encore, plus récemment et maintenant peut-être aussi plus fréquemment, à un transistor monté en collecteur commun.

De façon générale, une droite de charge renseigne sur les valeurs réelles des potentiels, tels qu'ils se présentent à tout moment, et à chaque instant, dans une électrode donnée. Mais, contrairement aux cas examinés jusqu'ici, les valeurs lues ainsi, sur cette sorte d'abaque que devient une telle droite de charge, ne devront plus nous indiquer ce qui subsiste de la haute tension disponible, déduction faite de la chute de tension intervenant dans l'élément de charge. Elle devra bien au con-

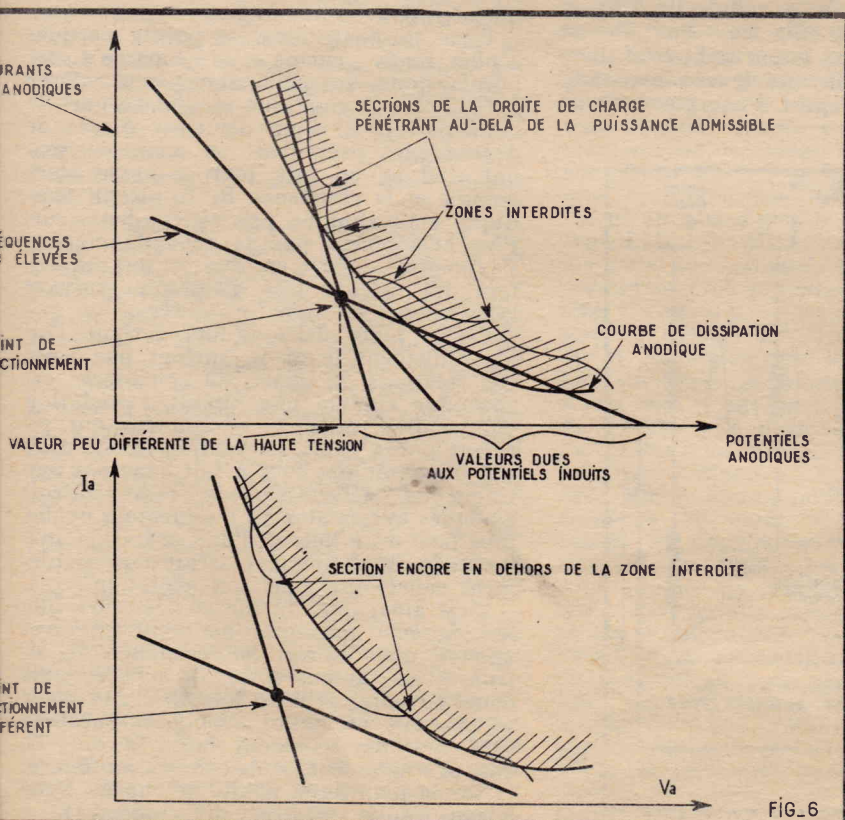


FIG. 6

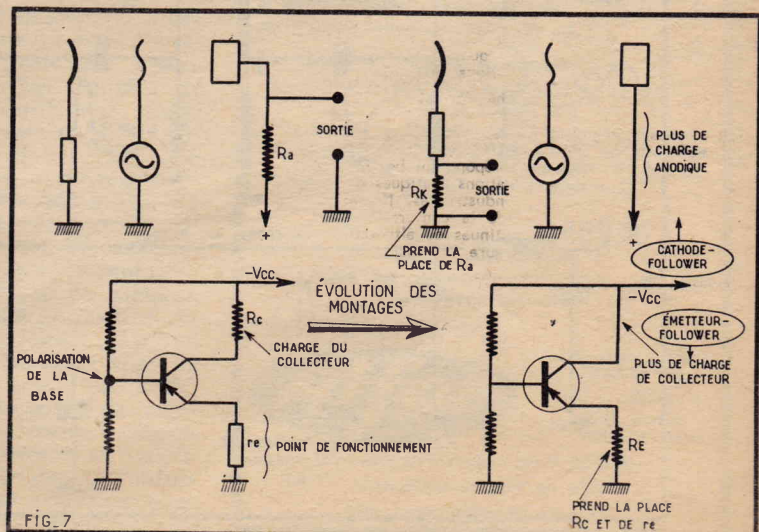
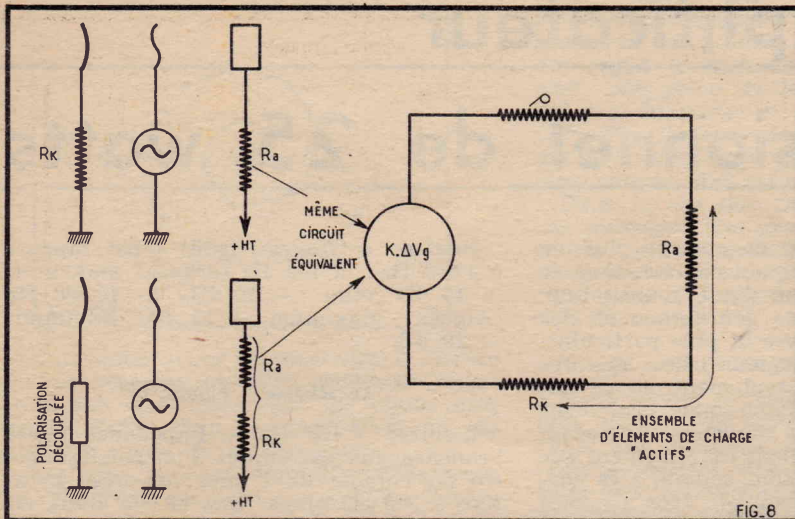


FIG. 7



traire correspondre aux potentiels engendrés dans une telle résistance par suite du passage de ces divers courants variables.

Une brève étude en circuits équivalents (fig. 8) montrerait, en effet, que la résistance de la cathode et celle de l'anode jouent, par rapport à la résistance interne du tube utilisé, un même rôle et que l'on a tort de négliger la résistance de polarisation, même si sa valeur ohmique reste relativement faible : c'est ainsi que, dans un déphaseur cathodyne, le partage des potentiels se fait par parties égales entre ces deux résistances et à chacune d'elles revient la moitié du gain total (soit généralement un, dans cette application).

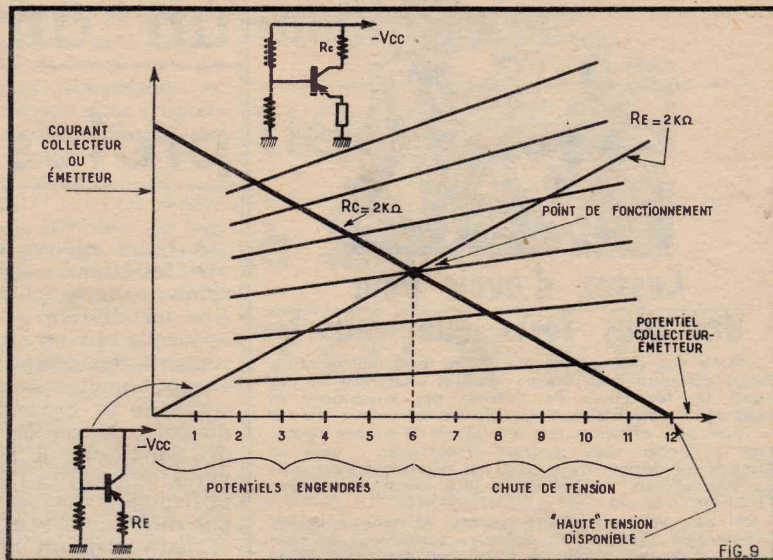
Cette constatation nous conduira directement vers la solution et nous fera encore employer ce réseau des caractéristiques, lequel fournit couramment les variations du courant anodique en fonction des diverses valeurs du potentiel anodique.

Dans une triode, en effet, ce courant anodique est rigoureusement identique au courant cathodique et, dans une penthode, il suffira, si l'écran est correctement découplé, de déplacer ces courbes parallèlement à elles-mêmes d'une quantité égale à la quote-part de ce courant-écran.

Cette transposition est particulièrement parlante dans le cas envisagé de ce collecteur commun, où les courbes considérées font entrer en ligne de compte, d'une part, la différence de potentiel (fig. 9) émetteur-base et, dans l'autre, le courant de l'émetteur qui en résulte et qui, au coefficient alpha près, correspond bien au courant du collecteur. La charge de cet émetteur ne dépassera que rarement 2 ou 3 000 ohms, c'est-à-dire la valeur même

que nous aurions pu insérer dans le circuit du collecteur.

La modification à faire subir aux axes reviendra tout simplement (fig. 9) à inverser les inscriptions horizontales par rapport à une valeur centrale, de telle sorte que les valeurs inscrites représentent bien les potentiels obtenus et non pas les résultats d'une différence. Le même principe restera évidemment valable dans les tubes à vide, mais là, il n'est pas certain que les inscriptions atteignent les mêmes valeurs dans un sens et dans l'autre, puisque, souvent, les potentiels cathodiques engendrés sont inférieurs aux chutes déterminées dans la plaque, par suite surtout, des conditions imposées par l'isolement cathode-filament.



LIBRAIRIE DE LA RADIO

NOUVEAUTÉ

CIRCUITS DE MESURE ET DE CONTRÔLE A SEMICONDUCTEURS, de Maurice Cormier. — Cet ouvrage essentiellement pratique, comporte quatre parties principales : 1° les appareils de mesure : du simple voltmètre à un transistor au mesureur de champ - 2° les alimentations stabilisées à transistors, différents modèles sont présentés de façon à répondre à tous les besoins - 3° les variateurs de vitesse - 4° les circuits divers, tels que

contrôleur de niveau, chargeur automatique de batteries, circuit d'éclairage de sécurité, etc... Ce volume très complet, permettra aux électroniciens de réaliser avec toutes les chances de succès des circuits faisant appel aux techniques les plus modernes.

Un volume broché, format 14,5 x 21, 88 pages, 38 figures. Prix 10,00

NOUVELLES ÉDITIONS

LA CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS de Marthe Douriau (11^e édition). — Sans aucune connaissance, un amateur pourra, grâce aux nombreux tableaux contenus dans cet opuscule, réaliser sans difficulté tous les transformateurs dont il aura besoin pour son récepteur ou pour toutes autres applications. Pour accentuer le caractère pratique de cet ouvrage, l'auteur l'a complété par quelques réalisations de transformateurs d'un usage courant dans les installations domestiques et artisanales.

aux oscillateurs et générateurs de signaux. Enfin, le dernier chapitre décrit la réalisation d'un certain nombre d'appareils, les uns à caractère utile, d'autres à caractère instructif ou amusant, tels que les détecteurs de métaux ou les orgues électroniques.

Un volume relié, format 14,5 x 21, 456 pages, nombreux schémas. Prix 32,00

LES APPLICATIONS PRATIQUES DES TRANSISTORS, de Fernand Huré (2^e édition).

— Cet ouvrage répond au besoin d'ouvrir un large panorama sur un grand nombre d'applications pratiques des transistors, en dehors de celles qui sont spécifiquement industrielles. Il traite notamment, d'une manière particulièrement détaillée de la conversion des tensions de faible voltage en tensions plus élevées continues ou alternatives. Différents chapitres sont consacrés aux appareils de mesure à transistors, aux organes de contrôle et de commande,

COURS ÉLÉMENTAIRE DE RADIO, de R.-A. Raffin (4^e édition). — Ouvrage d'initiation à la radio, cours simple, élémentaire, accessible à tous les débutants, même à ceux qui entrent, pour la première fois, en contact avec la radio. Pour la compréhension des circuits de base, les principales règles théoriques et lois sont exposées, avec des exemples et force détails, afin de les rendre parfaitement compréhensibles à tous. Mais comme il serait vain de vouloir comprendre la radio si l'on ignore absolument tout de l'électricité, ce cours débute par quelques chapitres d'électricité.

Un volume relié, format 14,5 x 21, 356 pages, nombreux schémas. Prix...25,00

Tous les ouvrages de votre choix seront expédiés dès réception d'un mandat représentant le montant de votre commande augmenté de 10 % pour frais d'envoi avec un minimum de 0,70 F. Gratuité de port accordée pour toute commande égale ou supérieure à 100 francs

OUVRAGES EN VENTE

LIBRAIRIE DE LA RADIO, 101, rue Réaumur, PARIS (2^e) - C.C.P. 2 026.99 Paris

Pour la Belgique et Bénélux : SOCIÉTÉ BELGE D'ÉDITIONS PROFESSIONNELLES, 131, avenue Dailly — Bruxelles 3 — C.C. Postal : Bruxelles 670.07
Ajouter 10 % pour frais d'envoi

Pas d'envois contre remboursement

Catalogue envoyé gratuitement sur demande



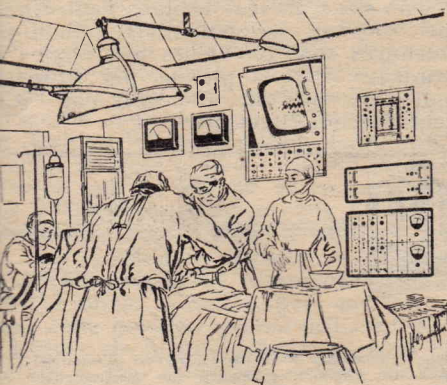
Cessez d'avoir peur des plus forts que vous !

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

Les plus efficaces que le Judo et le Karaté réunis, les méthodes vous rendront imbattables ; vous en saurez 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 incroyable 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 564), av. Otto 49, Monte-Carlo. Ça ne vous engage absolument pas.

SPÉCIALISEZ-VOUS EN ÉLECTRONIQUE MÉDICALE



EN SUIVANT LES COURS
PAR CORRESPONDANCE
DE L'I.I.F.T.

LA SEULE ECOLE
DANS CETTE SPECIALITE
EN FRANCE

La science médicale moderne a un besoin urgent et toujours plus grand de spécialistes.

Actuellement, un laboratoire est conçu comme un norme complexe électronique où physiciens, chimistes, médecins, biologistes utilisent des appareils de mesure et de contrôle de grande précision.

L'électronique médicale déborde maintenant dans de nombreuses disciplines : biochimie, bio-électricité, bio-physique, etc., qui sont étroitement liées aux connaissances de base de l'électronique : théorie du signal et de l'information logique, axiomatique, calcul opérationnel, etc.

Les cours mémo-visuels et gradués de l'I.I.F.T., de la portée de tous, s'adressent, d'une part, à ceux qui ont le désir de trouver de nouveaux débouchés dans cette branche et, d'autre part, aux médecins, biologistes, radiologues qui veulent approfondir et pratiquer l'électronique médicale.

Demandez la documentation gratuite n° 7.67 très détaillée à

L'INSTITUT INTERNATIONAL
DE FORMATION TECHNIQUE

4 et 6, rue de Fontarabie Paris (20°)

un amplificateur professionnel de 25 watts

A notre époque on ne conçoit plus de manifestations artistiques, concert, tour de chant, sans le soutien d'une sonorisation. Une installation de ce genre requiert des appareils mis en œuvre et plus particulièrement des amplificateurs des qualités exceptionnelles non seulement en ce qui concerne la reproduction mais également du point de vue de la robustesse en raison des conditions de travail extrêmement sévères auxquelles ils sont soumis. Ces amplificateurs doivent pouvoir être attaqués par différentes sources BF, micro, PU, etc. et permettre un mixage très souple des sons amplifiés.

Un amplificateur professionnel de sonorisation ne doit donc pas être un appareil pour lequel on a sacrifié la fidélité et la fiabilité de la puissance. Celui que nous allons décrire répond pleinement à ces conditions.

L'une de ses particularités est sa très faible consommation, qui permet sans dommage, un fonctionnement permanent de longue durée. Ce résultat est obtenu d'une part grâce au remplacement de la valve par un pont de redresseur au silicium ce qui économise le courant de chauffage du filament et d'autre part, par le fait que le point de fonctionnement, du push-pull classe AB, qui est obtenu par une polarisation fixe de -24 V donne pour l'ensemble des étages une consommation HT n'excédant pas, au repos, 40 mA.

Cet amplificateur est prévu avec quatre entrées mélangeables : une pour pick-up haute impédance (cristal), deux pour micro guitare haute impédance et une pour micro basse impédance (200 ohms). Cette entrée est équilibrée et de ce fait assure une liaison microphone sans aucun ronflement. Cette prise met en œuvre un pré-amplificateur à 2 transistors silicium de haute qualité. Sa sensibilité est très élevée pour un bruit de fond extrêmement bas. Nous verrons que le réglage du niveau s'effectue par un potentiomètre double agissant sur les deux étages. Cela assure un réglage sans distorsion, que la prise de son ait lieu près ou loin du microphone. Un atténuateur de 60 dB en 200 ohms donne la possibilité d'une liaison à très grande distance. Cet atténuateur permet également de raccorder l'amplificateur à un pré-amplificateur mélangeur à 6 entrées qui sera décrit prochainement.

Le mélangeur à 4 entrées assure de nombreuses possibilités d'utilisation par exemple le mixage d'un chanteur au micro avec deux guitaristes.

Cet appareil comporte également une prise de sortie pour l'enregistrement sur magnétophone qui peut servir aussi pour le couplage de plusieurs amplificateurs de même type de manière à étendre la puissance à 50, 75, 100 watts et plus. Dans ce cas l'attaque des amplificateurs se fera par l'entrée « Micro 1 » ou « Micro 2 ».

Principales caractéristiques

— 5 lampes : deux 12AX7, une 12AU7 et deux 7189.

— Courbe de réponse : 30 Hz — 20 000 Hz à ± 2 dB.

— Sensibilité : PU = 800 mV pour 25 watts. — Micro I = 12 mV pour 25 W.

— Micro II = 12 mV pour 25 watts. — Micro III = 0,25 mV pour 25 watts.

Réglage « Graves-Aiguës » par rapport à 1 000 Hz : à 100 Hz (graves) maximum + 14 dB mini — 10 dB, à 10 000 Hz (Aiguës) maximum + 12 dB, minimum — 19 dB.

Le schéma - Figure 1

L'entrée « PU Haute Impédance » est branchée aux extrémités d'un potentiomètre de volume de 1 mégohm avec prise fixe à 300 000 ohms. Une 68 000 ohms en série avec un condensateur de 4,7 nF crée un relevé des graves à bas niveau tandis qu'un condensateur de 33 pF placé entre le point chaud et le curseur de ce potentiomètre en fait autant pour les aigus cette double correction permet d'utiliser le pick-up à faible puissance (musique d'ambiance par exemple) et d'obtenir dans ce cas une restitution correcte des fréquences extrêmes du spectre sonore. Le curseur du potentiomètre atta-

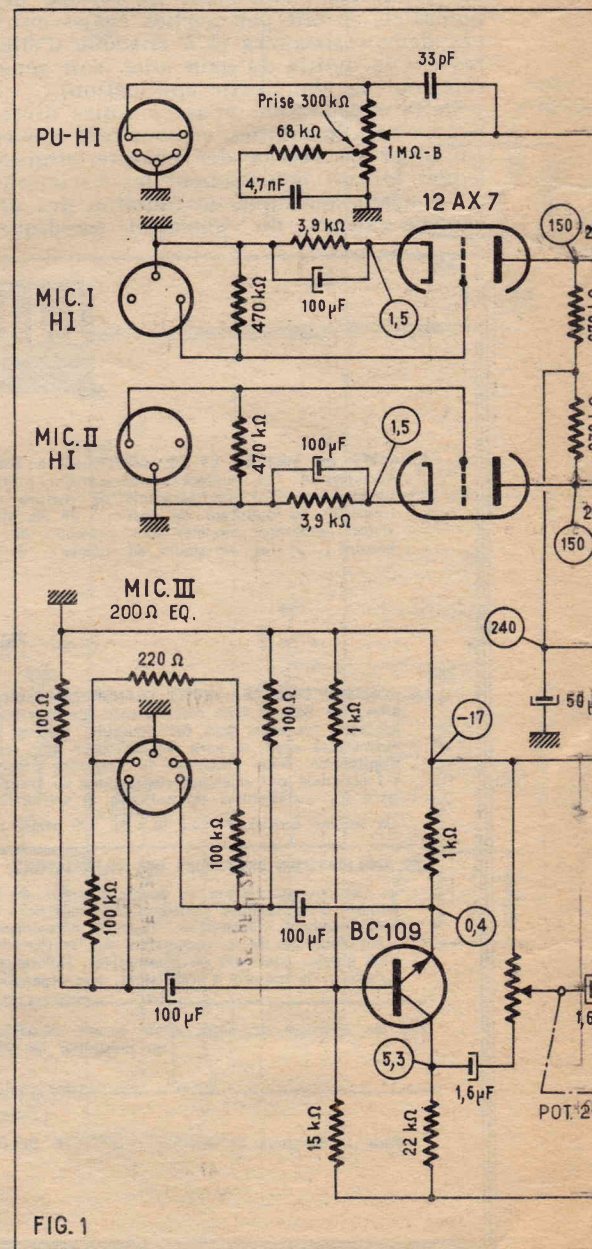


FIG. 1

que la grille d'un des éléments triode d'une 12AU7, à travers une 470 000 ohms.

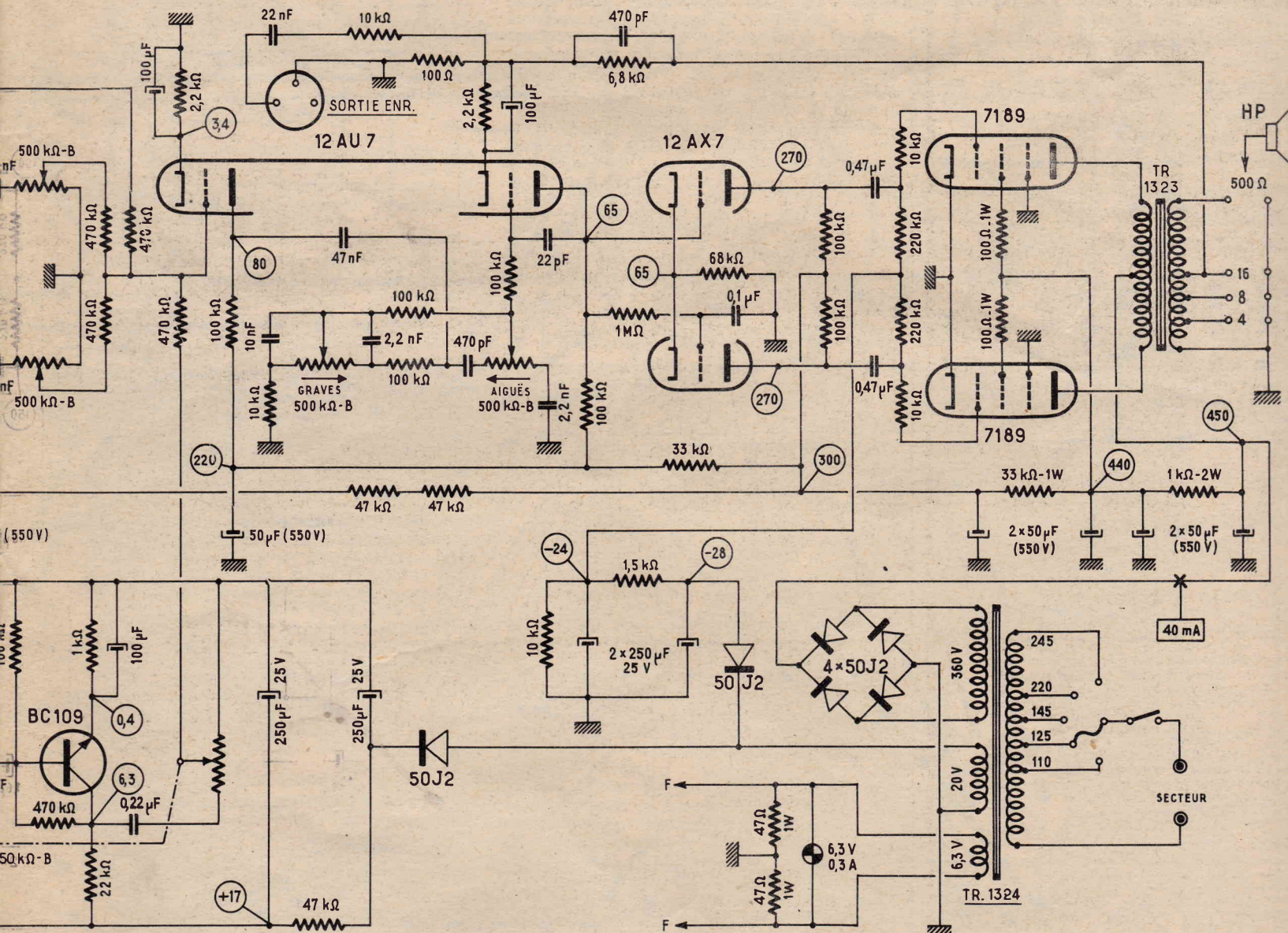
En raison de la faiblesse du signal délivré par les microphones les prises « MIC I » et « MIC II » attaquent chacune un étage préamplificateur supplémentaire. Ces étages qui sont rigoureusement identiques sont équipés chacun d'une section triode contenue dans une 12AX7. Examinons la constitution de ces étages. Les prises d'entrée sont shuntées par une 470 000 Ω. La liaison est directe entre le point chaud de la prise et la grille de la triode. Chaque triode est polarisée par une résistance de cathode de 3 900 ohms découplée par un 100 μF et à sa plaque chargée par une 270 000 ohms. La liaison entre le circuit plaque de chaque triode et la grille de celle contenue dans la 112AU7, que nous avons vu être reliée au curseur du potentiomètre de volume PU se compose d'un condensateur de liaison de 22 nF et d'un potentiomètre de volume de 500 000 ohms. Une résistance de 470 000 ohms est prévue entre le curseur de chaque potentiomètre de volume et la grille de la triode. Ces résistances ont pour but d'éviter que le réglage du niveau d'un canal réagisse sur celui des autres canaux. Nous verrons d'ailleurs qu'une résistance de même valeur est prévue entre la même grille et la sortie du préamplificateur afférant à la prise « Micro III ». Pour en terminer avec les étages préamplificateurs « Micro I » et

« Micro II » signalons que leur alimentation s'effectue à travers une cellule, de découplage composée de deux résistances de 47 000 ohms et d'un condensateur de 50 μF.

La prise « Micro III » attaque un préamplificateur à deux transistors. Comme nous l'avons déjà signalé elle sert au raccordement d'un microphone équilibré de 200 ohms d'impédance. Cette prise comporte deux sections. Pour la section à haute sensibilité une extrémité du microphone attaque la base d'un transistor NPN BC109 à travers un condensateur de liaison de 100 μF. L'autre extrémité du microphone est reliée par un autre 100 pF à l'émetteur du transistor. Dans ces conditions, le signal capté par le microphone est appliqué entre base et émetteur et normalement amplifié par l'étage tandis que les courants qui peuvent être induits dans le câble de liaison et plus particulièrement ceux à 50 Hz produisent dans le circuit entrée du BC109 des effets en opposition de phase et qui par conséquent s'annulent. Cette disposition supprime tout ronflement pouvant provenir de ce côté. L'atténuateur 60 dB est constitué par une 200 ohms et deux 100 000 ohms; les points de jonction des 100 000 ohms avec la 200 ohms correspondent aux broches de la seconde section de la prise « Micro III » tandis que l'autre extrémité des 100.000 ohms attaque pour

l'une la base et pour l'autre l'émetteur BC109 à travers les condensateurs 100 μF. Cette section, qui est aussi équilibrée, rend possible une liaison à très grande distance.

Le préamplificateur est alimenté sous 17 V. La base du premier BC109 est polarisée par un pont formé d'une 1 000 ohm côté — 17 V et d'une 15 000 ohms côté + 17 V. Notons en passant que le — 17 V correspond à la masse. L'émetteur est relié à la masse par une résistance de 100 ohms. Sa charge collecteur est une 22 000 ohms. Cette électrode est reliée par 1,6 μF à un potentiomètre de volume de 50 000 ohms dont le curseur attaque à travers 1,6 μF la base du transistor du second étage : encore un BC109. Cette base est polarisée par une 100 000 ohms allant à — 17 V et une 470 000 ohms allant au collecteur. La résistance de stabilisation d'effet de température du circuit émetteur est une 1 000 ohms découplée par 100 μF. Le collecteur est chargé par une 22 000 ohms. Cette électrode transmet à travers un condensateur de 0,22 μF le signal amplifié à un potentiomètre de 50 000 ohms dont le curseur attaque à travers une 470 000 ohms la grille de la première triode 12AU7, électrode qui, nous l'avons vu, constitue un carrefour où se rejoignent : la prise PU, la sortie des différents préamplificateurs dont nous venons d'examiner la constitution.



CIRCUIT AMPLI.

Circuit imprimé
Châssis

Ecrous

Rondelle isolante

Picots plats

Vis

F

F

N

m

R

1

2

3

4

5

6

7

8

9

10

Strap

MICRO III
2 x 50 kΩ-B

CIRCUIT
PREAMPLI.

MICRO II
500 kΩ-B

MICRO I
500 kΩ-B

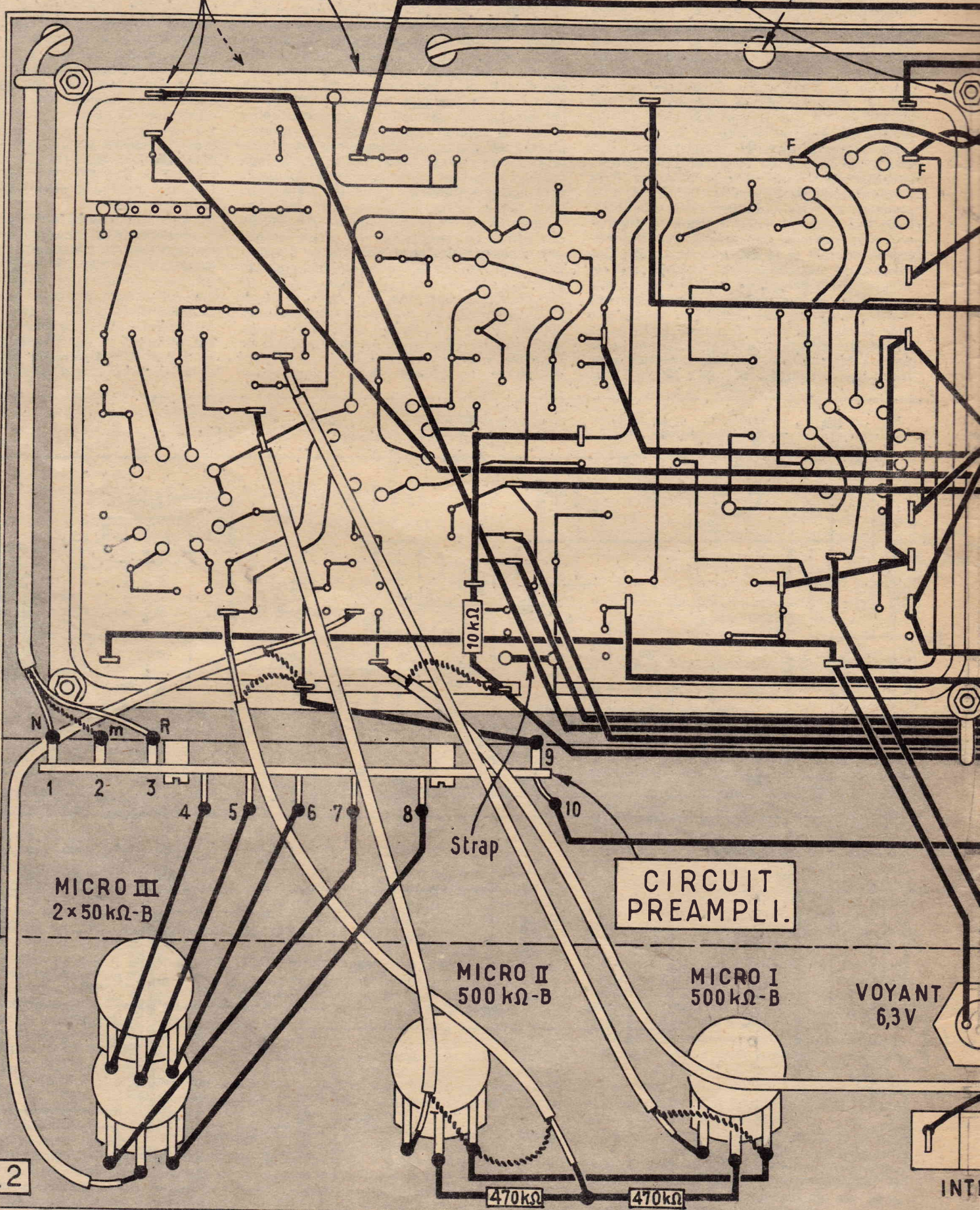
VOYANT
6,3V

FIG.2

470kΩ

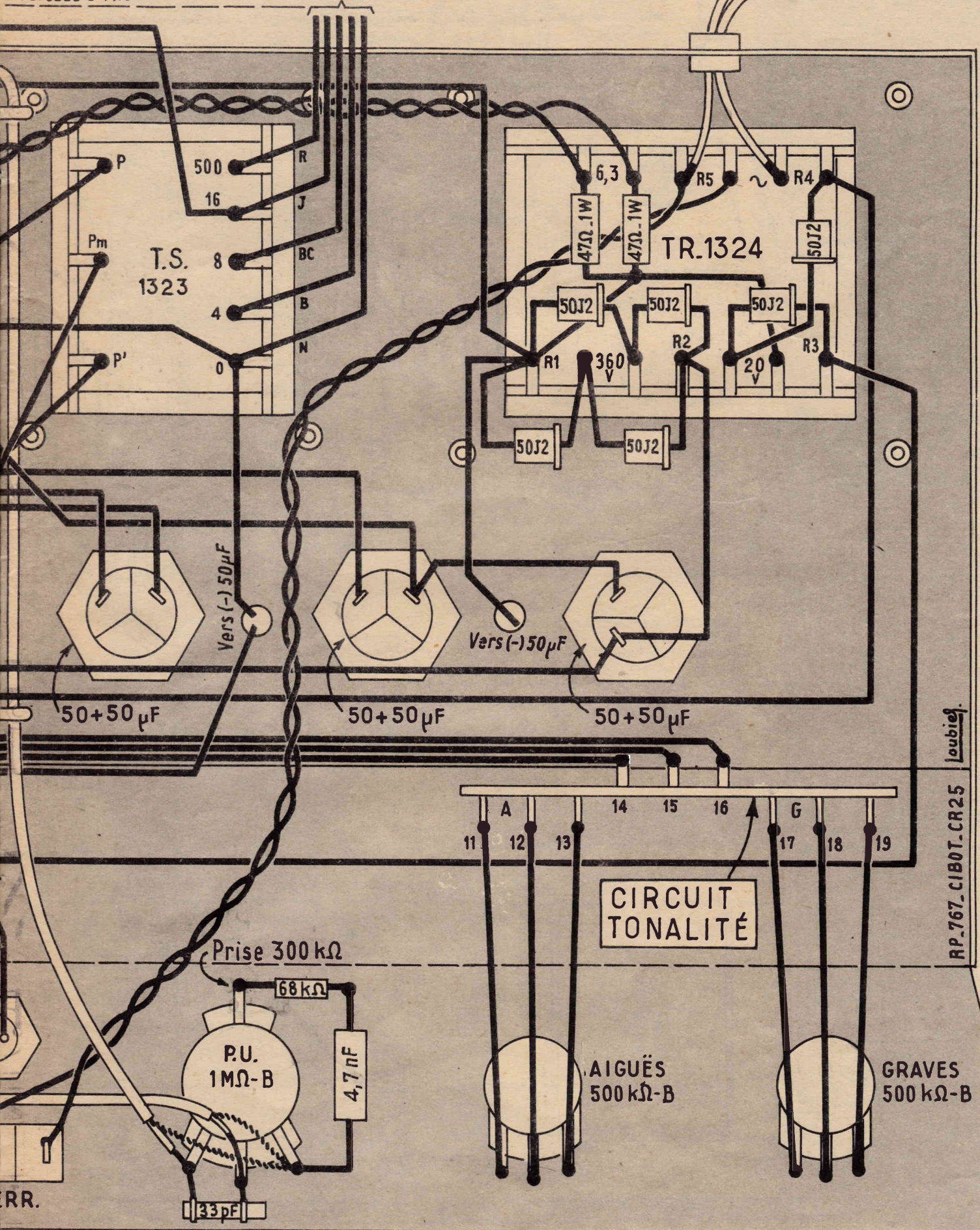
470kΩ

INT



Torsadé 5 Fils

SECTEUR



T.S. 1323

TR.1324

CIRCUIT TONALITÉ

P.U. 1MΩ-B

AIGÜES 500 kΩ-B

GRAVES 500 kΩ-B

Loubief.

RP.767.CIBOT.CR25

RR.

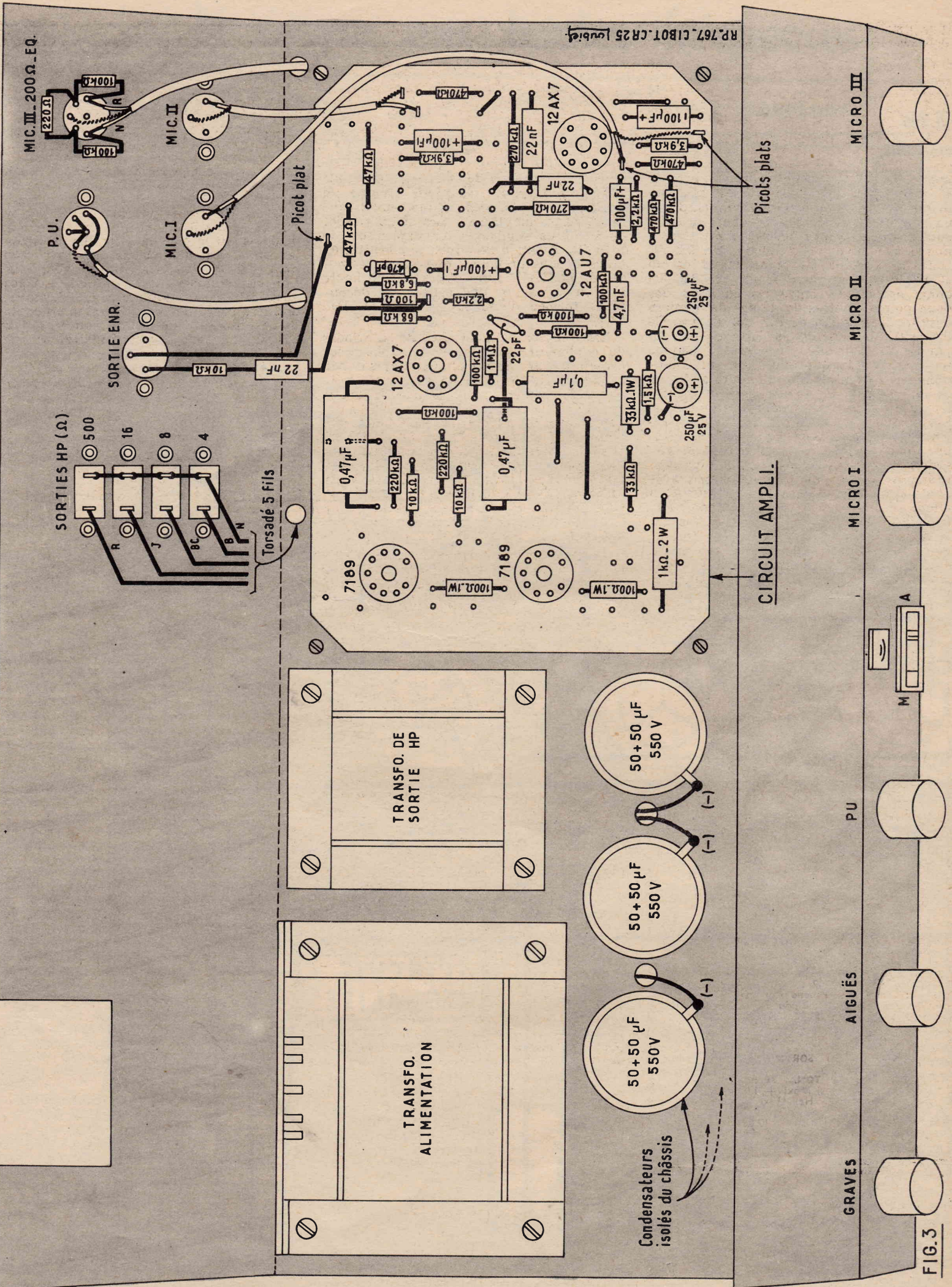


FIG. 3

tion. Les deux potentiomètres de 50 000 Ω sont commandés par le même axe.

La triode 12AU7 est polarisée par une résistance de cathode de 2 200 ohms découplée par un condensateur de 100 μF . Son circuit plaque est chargé par une 100 000 ohms. A la suite nous trouvons le dispositif de dosage des graves et des aiguës de constitution classique. La branche « Aiguës » est formée d'un potentiomètre de 500 000 ohms encadré par un 470 pF, côté chaud, et un 2,2 nF côté masse. La branche « Graves » comprend un potentiomètre de 500 000 ohms en série côté chaud avec une 100 000 ohms et côté masse avec une 10 000 ohms. Un 2,2 nF relie le curseur au point chaud et un 10 nF le relie au point froid; une 100 000 ohms est prévue entre les curseurs des deux potentiomètres de dosage de manière à éviter la réaction de l'un sur l'autre. Ce dispositif de tonalité est attaqué par la plaque de la triode précédente à travers un 47 nF tandis que le curseur du potentiomètre « Aiguës » est relié à la grille de commande de la triode suivante. Cette triode est le second élément de la 12AU7. Sa polarisation est fournie par une résistance de cathode de 2 200 ohms découplée par un 100 μF . Entre ce groupe de polarisation et la masse existe une 100 ohms qui forme un circuit de contre-réaction avec une 6 800 ohms shuntée par un 470 pF et allant à la borne 16 ohms du secondaire du transfo de sortie. Ce circuit est fermé par la mise à la masse du point 0 du secondaire. Le condensateur de 470 pF sert à éliminer la rotation de phase qui risque pour certaines fréquences de provoquer un

accrochage. Le 22 pF disposé entre la plaque et la grille de la triode a un rôle identique.

La prise « Sortie Enregistrement » est branchée aux bornes de la 100 ohms par l'intermédiaire d'un 22 nF en série avec une 10 000 ohms. Il s'agit donc d'une sortie à basse impédance, la triode fonctionnant en cathode follower.

Le circuit plaque de la seconde triode 12AU7 a son anode chargée par une 100 000 ohms. Cette électrode attaque en liaison directe la grille d'une triode contenue dans une 12AX7. Les deux triodes de ce tube équipent un déphaseur de Schmitt. Avant d'examiner la constitution de ce déphaseur notons que les deux triodes de la 12AU7 sont alimentées en haute tension à travers une cellule de découplage formée d'une 33 000 ohms et d'un 50 μF .

Les circuits cathode des deux triodes du déphaseur contiennent une résistance commune de 68 000 ohms. La seconde triode fonctionne en grille à la masse cette électrode étant du point de vue BF court-circuitée à la masse par un 0,1 μF . Son potentiel continu est fixé par une 1 mégohm allant à la plaque de la triode 12AU7. La seconde triode du déphaseur est donc attaquée grâce à la 68 000 ohms commune ce qui fait apparaître aux bornes des résistances de charge de 100 000 ohms des circuits plaque des tensions BF égales et en opposition de phase, par conséquent aptes à attaquer le push-pull final.

Ce push-pull met en œuvre deux 7189 dont la cathode est à la masse, les circuits de liaison avec le déphaseur sont formés chacun avec un condensateur de 0,47 μF une résistance de fuite de 220 000 ohms et une de blocage de 10 000 ohms. Les points froids des deux résistances de fuite sont reliés à un point de potentiel - 24 V qui constitue la polarisation faisant fonctionner le push-pull en classe AB. Cette tension de polarisation est obtenue à partir d'un secondaire du transfo d'alimentation donnant une tension alternative de 20 V. Cette tension est redressée par une diode 50J2 et filtrée par une 1 500 ohms et deux 250 μF . Cette alimentation débite dans une 10 000 ohms et le sens de la diode est tel que la tension au sommet de cette résistance est négative par rapport à la masse.

L'écran des 7189 est alimenté à travers les 100 ohms 1 watt. Le transformateur de sortie à multi-impédances permet le couplage de plusieurs haut-parleurs par combinaisons série-parallèle ou une transmission à très grande distance en utilisant la sortie 500 ohms.

Un secondaire du transformateur d'alimentation délivrant 360 V sert à obtenir la HT. Cette tension est redressée par un pont de quatre 50J2 et filtrée par deux cellules composées d'une 1 000 ohms 2 W et une 33 000 ohms 1 W et quatre condensateurs de 50 μF . Notons que la tension plaque du push-pull est prise avant filtrage et celle d'écran au point de raccordement des deux cellules.

Le secondaire 20 V que nous avons signalé comme fournissant la polarisation du push-pull sert aussi à obtenir la tension de 17 V nécessaire à l'alimentation du préamplificateur à transistors. Cette tension est redressée par une 50J2 et filtrée par une 4 700 ohms et deux condensateurs de 250 μF .

cuit de contrôle « Graves-Aiguës ». Avant toute chose il faut procéder au câblage de ces circuits imprimés.

Pour l'amplificateur à lampe on distingue parfaitement la disposition des différents éléments sur la vue du dessus de la figure 3. Il convient de la reproduire très exactement. On commence par poser les straps qui sont de courtes connexions en fil nu dont on voit l'emplacement sur la figure. On pose ensuite les 4 supports de lampe, puis les picots plats qui serviront au raccordement avec les organes extérieurs à ce circuit imprimé. Vous remarquerez que si certains de ces picots sont disposés sur la face bakélite, d'autres, pour la commodité du câblage ultérieur prennent place sur la face cuivrée. Leur position est indiquée sur la figure 2. On pose ensuite les condensateurs et les résistances dont les corps doivent être plaqués contre la bakélite sauf en ce qui concerne deux 250 μF qui sont perpendiculaires au circuit. Tout organe mis en place doit être soudé sur les connexions cuivrées. S'il y a lieu on coupe à la pince les fils dépassant de la soudure.

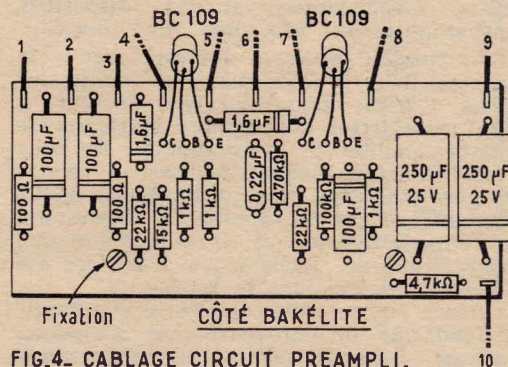


FIG.4.- CÂBLAGE CIRCUIT PREAMPLI.

Le câblage du circuit imprimé du préamplificateur à transistors est indiqué à la figure 4. Là encore aucune difficulté de réalisation. On soude les picots plats de raccordement puis les résistances et les condensateurs. On termine par la mise en place des deux transistors en prenant les précautions d'usage pour ne pas chauffer les jonctions lors du soudage.

Le circuit imprimé du module de tonalité est représenté à la figure 5. Il est très simple puisqu'il ne supporte que trois résistances et 4 condensateurs et par conséquent ne nécessite aucun commentaire.

CÔTÉ BAKÉLITE

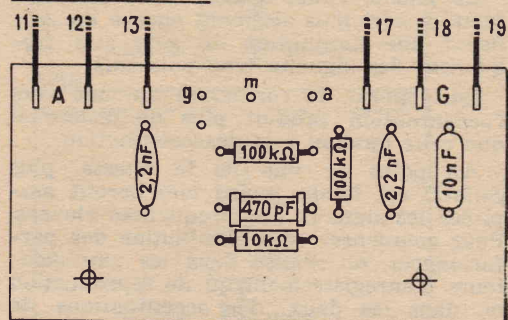


FIG.5.- CÂBLAGE CIRCUIT TONALITE

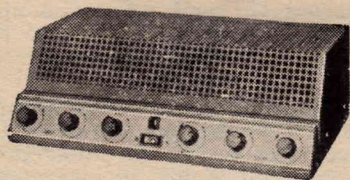
L'ensemble de cet appareil est supporté par un châssis métallique (fig. 2 et 3) sous ce châssis on fixe le circuit imprimé de l'amplificateur à lampes. Sur la face avant on dispose les potentiomètres, le voyant lumineux et l'interrupteur. Sur la face arrière on monte les prises d'entrée, la prise de « sortie enregistrement » et les prises « sortie HP ». Sur le dessus du châssis on fixe les trois condensateurs

(Suite page 48)

DECRIE CI-CONTRE :

Le « CR 25 » AMPLIFICATEUR PROFESSIONNEL

d'une présentation très moderne



Coffret fonctionnel, très aéré. Laqué gris
Dim. : 398 x 205 x 120 mm
Décor alu brossé. Gravure noire

- ★ 5 LAMPES (2 x 7189 - 2 x ECC83 - 1 x ECC82).
- ★ 2 TRANSISTORS SILICIUM (2 x BC109 Classe B).
- ★ 6 DIODES SILICIUM (6 x 50J2).
- Secteur 50 périodes 110/125/220/240 volts
- 4 ENTREES MELANGEABLES et REGLABLES séparément.
 - 1 Entrée PU à Haute impédance.
 - 2 Entrées Micro à Haute Impédance (Sensibilité de ces 2 Entrées : 12mV p. 25 W).
 - 1 Entrée Microphone 200 ohms. (Sensibilité : 250 mV pour 25 W).
- PRISE pour ENREGISTREMENT MAGNETIQUE.
- SORTIE sur ligne équilibrée 200 ohms pour utilisation d'un préamplificateur mélangeur de cabine de sonorisation.
- IMPEDANCES DE SORTIE : 4-8-16 et ligne 500 Ω .
- CORRECTEURS de TONALITE :
 - Graves (100 Hz) Maxi + 14 dB. Mini 10 dB.
 - Aiguës (10 000 Hz) Maxi + 12,5 dB. Mini 19 dB.
- BANDE PASSANTE : 30 à 20 000 Hz \pm dB.
- PUSH-PULL Classe B. (Peut fonctionner 24 h. sur 24 sans aucun risque).
- CÂBLAGE sur plaquettes circuits imprimés.

Toutes les pièces détachées
« KIT » COMPLET 385,72

CIBOT 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 page 2 et 3,
et en 4^e page de couverture

Réalisation pratique

Le montage de cet appareil utilise trois circuits imprimés, un pour l'amplificateur à lampes un pour le préamplificateur à transistors et le troisième pour le cir-

technique des magnétophones

par Gilbert BLAISE

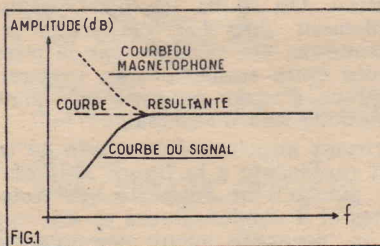
La vitesse de défilement du ruban

Si dans les premiers magnétophones à ruban magnétique, la vitesse était grande : 75 cm/s et 38 cm/s, le perfectionnement des têtes et celui des rubans (ou bandes) magnétiques) ont permis d'obtenir des résultats équivalents et même meilleurs, avec des vitesses moindres comme, actuellement, 19 cm/s, 9,5 cm/s, 4,75 cm/s et même 2,375 cm/s.

L'emploi de bandes de la meilleure qualité, associées à des dispositifs demi-pistes (une ou deux) permet avec une vitesse de 19 cm/s d'obtenir une qualité de reproduction supérieure donnant toute satisfaction étant entendu toutefois que les circuits électroniques et les dispositifs mécaniques sont, eux aussi, bien conçus.

La qualité musicale diminue avec : la vitesse, la largeur de piste, la qualité des têtes. Comme dans tout reproducteur, il faut enregistrer des signaux musicaux de bonne qualité, le magnétophone ne pouvant éliminer aucune distorsion d'harmoniques existante. Il peut toutefois, modifier une courbe de réponse en accentuant, à l'enregistrement ou à la reproduction, l'amplitude des signaux qui n'ont pas été assez puissants dans la source.

Ainsi, si l'on veut reproduire sur bande magnétique, un enregistrement phonographique, dans lequel les basses existent mais sont faibles, on peut effectuer un réglage, sur le magnétophone, pour accentuer le gain aux fréquences basses (voir figure 1).



De même, l'effet opposé peut être obtenu, et ceci plus aisément encore en réalisant une diminution de gain aux fréquences des signaux trop puissants.

En général, la correction tendant vers l'accentuation produit plus de distorsion que celle tendant à la désaccentuation.

Au point de vue de la vitesse, plus celle-ci est faible, moins bien seront amplifiés les signaux aux fréquences élevées. Pour compenser cette diminution des performances, on réalise dans les amplificateurs d'enregistrement ou de reproduction ou dans les deux, des accentuations de gain aux fréquences élevées, d'autant plus prononcées que la vitesse diminue.

La vitesse réelle quelle qu'elle soit, doit être conforme à la vitesse nominale indiquée par le constructeur.

Il est toutefois évident qu'il n'est pas indispensable que cette vitesse soit d'une précision absolue, ainsi une erreur de 2% par rapport à la vitesse nominale ne présente, en général, aucun inconvénient.

De plus, la vitesse varie légèrement entre le commencement du défilement de la bobine et la fin. Ceci n'a pas d'effet sur la hauteur des sons car à l'enregistrement et

à la reproduction, pour un point donné de la bande, la vitesse est la même donc il en est de même de la hauteur des sons.

Si, toutefois, il ne se passe rien de nuisible avec la bobine non modifiée entre l'enregistrement et la lecture, il n'en sera plus ainsi si l'on fractionne un ruban de 750 m par exemple, en plusieurs parties, enroulées sur des petites bobines.

Avec des magnétophones de qualité, la différence n'apparaîtra pas, mais dans ceux où la vitesse varie beaucoup entre le commencement et la fin on constatera des variations perceptibles de la hauteur des sons en passant d'une petite bobine à une autre.

Cet inconvénient se manifeste aussi avec les disques lus sur un tourne-disques à moteur insuffisamment puissant ou à pick-up et bras trop lourds.

Il est donc utile de vérifier quelle est la vitesse de défilement du ruban et de savoir aussi dans quelle mesure elle varie.

Le principe de la mesure

Il suffit de se baser sur la définition de la vitesse moyenne :

$$v = \frac{l}{t}$$

en v est la vitesse et l la longueur d'un ruban qui défile pendant un temps t .

Pratiquement, plus la longueur l sera grande, plus on mesurera la vitesse moyenne avec précision.

On se procurera un ruban de 10 m environ, même un ruban usé, car dans cette mesure l'électronique n'intervient pas.

On mesurera avec tous les soins possibles, la longueur exacte du ruban que l'on collera sur le ruban d'une bobine garnie d'un ruban plus long, par exemple de 500 m.

A l'aide d'un goutte de vernis, on marquera les extrémités de la fraction de 10 m qui sera placée initialement au commencement de la bobine débitrice, c'est-à-dire vers les spires extérieures. Il faut disposer d'un chronomètre précis avec dispositif d'arrêt.

On choisira la vitesse nominale que l'on veut vérifier. Soit, par exemple 19 cm/s cette vitesse.

Le départ étant donné au temps $t = 0$ et l'arrêt, après défilement de 10 m = 1 000 cm étant effectué au temps $t = t_0$, la vitesse réelle est évidemment :

$$v = \frac{1\ 000}{t_0}$$

avec t_0 en secondes.

Ainsi, si v a la valeur très précise de 19 cm/s on aura :

$$t_0 = \frac{1\ 000}{19} = 52,67 \text{ secondes}$$

Si l'on trouve t_0 plus grand que 52,67 secondes, la vitesse réelle est plus faible, si t_0 est plus petit que 52,67 s., la vitesse est plus grande.

Supposons que l'on ait trouvé $t_0 = 51$ s. La vitesse réelle est alors :

$$v = \frac{1\ 000}{51} = 19,6 \text{ cm/s, donc supérieure à la vitesse nominale.}$$

Il est bon de savoir qu'une vitesse légèrement supérieure donne une qualité légè-

rement supérieure des enregistrements. L'inconvénient est toutefois double : si l'on utilise le magnétophone considéré avec un ruban enregistré sur un autre magnétophone dont la vitesse est correcte, la reproduction donnera des sons de hauteur supérieure à celle des sons originaux ; le second inconvénient, de peu d'importance, est que la durée de défilement du ruban sera légèrement inférieure si la vitesse est plus grande.

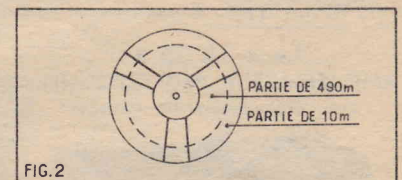
La variation de la vitesse

Pour savoir si la vitesse varie pendant le défilement de la bande, on utilisera le même procédé.

En premier lieu, on mesurera la vitesse, avec les 1 000 cm de ruban disposés au début de la bobine débitrice (celle de gauche généralement).

Ayant effectué la mesure, on aura trouvé une vitesse v_1 .

On passera alors à la mesure de la vitesse en fin de défilement de la bande. Pour cela, en laissant en place les parties des bandes dans les deux bobines (donc 10 m sur la bobine collectrice et par exemple 490 m sur la bobine débitrice) on effectuera la permutation des bobines. On aura ainsi 490 m sur la bobine collectrice et 10 m sur la bobine débitrice, donc la situation sera celle de fin de défilement (voir figure 2).



On mesurera la vitesse par le même procédé et on trouvera une vitesse v_2 . Si la différence entre v_1 et v_2 est faible, de l'ordre de 2 %, ou moins, le magnétophone est correct, si elle est supérieure l'appareil ne se caractérise pas, au point de vue de la vitesse comme excellent.

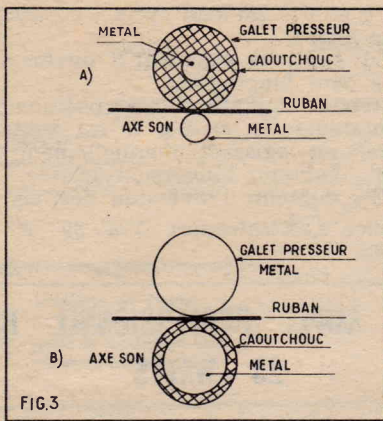
Il est toutefois évident que les mesures devant être effectuées « loyalement », autrement dit, il faut mesurer la longueur l et le temps t avec précision et veiller à ce que le secteur alimentant les moteurs soit de tension et de fréquence constantes pendant les deux mesures.

Mesures des différentes vitesses

Lorsque le magnétophone possède plusieurs vitesses, on effectuera les deux mesures indiquées plus haut, pour chaque vitesse.

On remarquera que les vitesses de 19 cm/s et 9,5 cm/s sont seules admissibles pour la musique tandis que les vitesses inférieures : 4,75 et 2,375 cm/s sont réservées à la parole. Pour celle-ci, des faibles variations de vitesse ou erreurs de vitesse, sont évidemment sans aucune importance en général.

Une bonne preuve de la précision de fabrication d'un magnétophone est de constater que la vitesse réelle en 19 cm/s est bien le double de la vitesse réelle en 9,5 cm/s. La précision absolue de cette qualité est, en effet, difficile à réaliser, car on passe d'une vitesse à l'autre en substi-



tant des galets de caoutchouc de diamètres différents dans le système de modification de la vitesse.

Les vitesses varient aussi en fonction d'autres facteurs. En premier lieu, il faut tenir compte de l'état général du magnétophone. En supposant que pendant son emploi, l'utilisateur n'a procédé à aucune modification de son montage mécanique tel qu'adjonction de têtes par exemple, l'usure intervient pour modifier la vitesse.

La figure 3 montre deux dispositifs d'entraînement du ruban magnétique.

Celui désigné par A est le plus répandu. L'axe d'entraînement, commandé par le moteur, se nomme axe-son. Il est en métal, généralement en acier. Le ruban est maintenu contre l'axe-son grâce au galet presseur dont la partie extérieure est en caoutchouc. La pression est réalisée à l'aide d'un ressort.

L'usure intervenant, le diamètre de l'axe-son diminue et s'il tourne toujours à la même vitesse angulaire, la vitesse linéaire de la périphérie de l'axe-son et, par conséquent celle du ruban, sera moindre.

L'usure du galet presseur n'a pas, en principe, d'influence sur la vitesse, mais si le diamètre du galet presseur est réduit d'une manière importante, la pression est également modifiée, ce qui peut avoir une influence sur la vitesse de défilement de la bande.

Le remplacement de l'axe-son ou du galet presseur peut modifier la vitesse de défilement.

En B on voit une autre disposition de l'entraînement du ruban magnétique. C'est l'axe-son qui est à surface en caoutchouc et le galet presseur en métal. Les mêmes phénomènes se présenteront en fonction de l'usure de ces organes.

Enfin, entre l'axe du moteur et l'axe son, on trouve des galets en caoutchouc réducteurs de vitesse angulaire dont l'usure peut modifier la vitesse de défilement.

La fluctuation de vitesse

Si la variation lente de vitesse pendant le défilement de la bande magnétique est sans influence, pratiquement, sur la qualité de la reproduction, il n'en est pas ainsi des variations rapides de vitesse.

Rappelons que le mouvement du ruban s'effectue selon la même vitesse que celle de la périphérie de l'axe-son et est fonction de la vitesse angulaire du moteur. Cette vitesse angulaire étant constante, la vitesse du ruban ne le sera aussi que si l'axe-son et les divers galets d'entraînement et réducteurs seront parfaitement circulaires et bien centrés.

La figure 4 montre le ruban entraîné par l'axe-son.

Supposons que la vitesse angulaire (ou de rotation) de cet axe est de n tours par seconde et que son rayon est égal à R . Si l'axe-son est parfaitement circulaire et

centré, la périphérie a une longueur $l = 2\pi R$. La vitesse de défilement du ruban est l/t . Pendant une seconde, un point X se déplace d'une longueur $n \cdot 2\pi R$ fois, donc la vitesse linéaire est $v = n \cdot 2\pi R$ cm/s avec R en centimètres. Soit par exemple $R = 0,5$ cm et $v = 19$ cm/s.

Comme

$$n = \frac{19}{6,28 \cdot 0,5} = 6 \text{ fois}$$

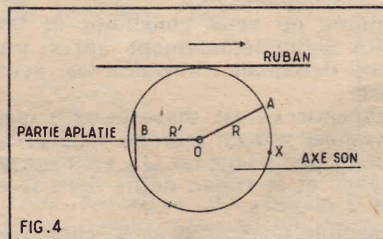
par seconde.

Supposons maintenant qu'il y ait, pour une raison quelconque excentrage (jeu de l'axe de rotation 0) un aplatissement du cylindre de l'axe-son ou du galet presseur. Il est évident que six fois par seconde il y aura une brusque variation de vitesse qui se traduira par une sorte d'hululement à cette fréquence. Il n'y a plus de compensation entre enregistrement et reproduction car il y a peu de chances pour que le ruban vienne coïncider aux mêmes emplacements avec la partie aplatie du cylindre. En réalité il y aura un double hululement dû à l'enregistrement et à la reproduction.

Comment éviter cet inconvénient ? Dans tout magnétophone il existe un système mécanique de commutation à 4 positions : marche normale, marche accélérée dans un sens, marche accélérée dans l'autre sens, arrêt. Dans la position arrêt, les galets presseurs et ceux de changement de vitesse sont libérés de tout contact et ne peuvent se déformer par pression prolongée en un seul point.

L'excentrage dû à l'usure ne peut être évité. Il faut changer les pièces qui le provoquent.

Les éléments en caoutchouc ou matière plastique peuvent aussi s'altérer sous l'in-



fluence des agents atmosphériques : humidité, poussières, température anormale. Parmi eux, certaines « courroies » s'usent parfois rapidement.

D'une manière générale, toute anomalie qui se répète périodiquement, à fréquence très basse produit l'hululement.

Les magnétophones modifiés

Les caractéristiques mécaniques et électriques indiquées dans la notice du constructeur d'un magnétophone ne sont valables que si l'appareil n'a pas été modifié par la suite.

Ainsi, si l'on remplace les têtes d'origine par d'autres et, surtout, si l'on ajoute de nouvelles têtes, par exemple des têtes de contrôle pendant l'enregistrement, une charge supplémentaire (frottement) est imposée à l'entraînement et la vitesse peut être diminuée.

Si le moteur est puissant, la diminution de vitesse sera imperceptible, mais s'il est calculé parcimonieusement, l'influence du frottement supplémentaire sera importante, donc, éviter les modifications sur les appareils à moteur de faible puissance.

Dans le même ordre d'idées, en vérifiera de temps en temps, l'état des frotteurs en feutre qui peuvent s'user et s'encrasser.

Nous allons étudier, maintenant, des dispositifs japonais concernant les magnétophones pouvant fonctionner avec enregistrement et reproduction selon des défile-

ments du ruban dans les deux sens. Des méthodes originales seront exposées.

Inverseur électronique du sens de rotation de magnétophone

Les magnétophones utilisés aussi bien en BF qu'en électronique industrielle, peuvent être munis d'un dispositif inversant le sens du mouvement de la bande ce qui évite l'une des deux opérations habituelles : permutation des deux bobines ou réenroulement sur la bobine vide. Lorsqu'une piste est terminée, en inversant le sens de rotation de l'axe-son (cabestan), et en commutant le signal à enregistrer sur une autre piste, l'interruption de l'enregistrement sera de très courte durée.

L'inversion du mouvement peut s'effectuer en collant sur la fin de la bande, une feuille d'aluminium réalisant un contact qui commandera les opérations d'inversion ; un autre procédé est l'enregistrement, à la fin de la bande de signaux spéciaux de commande. On peut aussi se baser sur une augmentation brusque de la tension du signal enregistré en fin de bande.

Le procédé Sony ne nécessite aucun signal ni bande spéciaux, il utilise simplement la cessation de l'enregistrement normal en fin de bande.

Ce procédé a été appliqué aux magnétophones à 4 pistes. Il convient toutefois d'éviter à ce que l'inversion se produise pendant l'absence normale d'enregistrement qui se produit pendant la durée du sujet, ces absences ayant généralement une durée de 5 à 6 secondes au maximum.

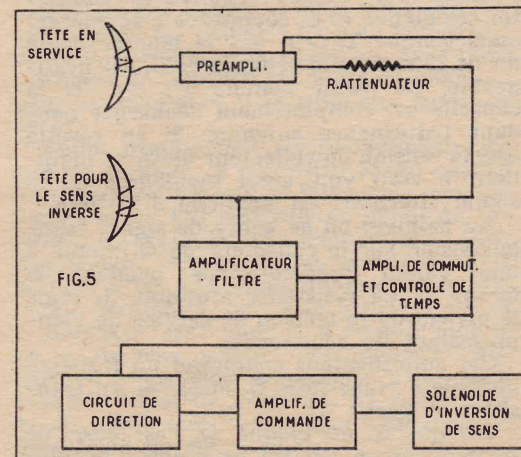
Pour pallier cet inconvénient on mélange, en fin de bande, les enregistrements des pistes 1 et 4 ce qui conduit, les deux enregistrements étant différents, à une très grande probabilité à ce que l'un des deux signaux, au moins, existe. De plus on a fixé un retard de 6 à 10 secondes pour que le système d'inversion de rotation agisse.

Le circuit est connecté également à un interrupteur manuel d'arrêt. Il y a aussi un circuit opérant lorsque la bande est arrêtée au milieu. Avant que celle-ci reparte le circuit maintient le sens correct de marche.

Le diagramme fonctionnel du dispositif Sony est donné par la figure 5.

Le signal d'entrée est un mélange des signaux fournis par les pistes 1 et 4. Pendant l'opération de mélange, la diaphonie sur le canal en service doit être maintenue à 50 dB au dessous du signal reproduit. Pour cela, le signal reproduit est amplifié à 0 dB (une fois) par le préamplificateur et atténué, par un diviseur à résistances, jusqu'au niveau du signal fourni par la tête de sens inverse.

Ce signal atténué est alors combiné avec celui de la tête inverse et constitue le signal composite.



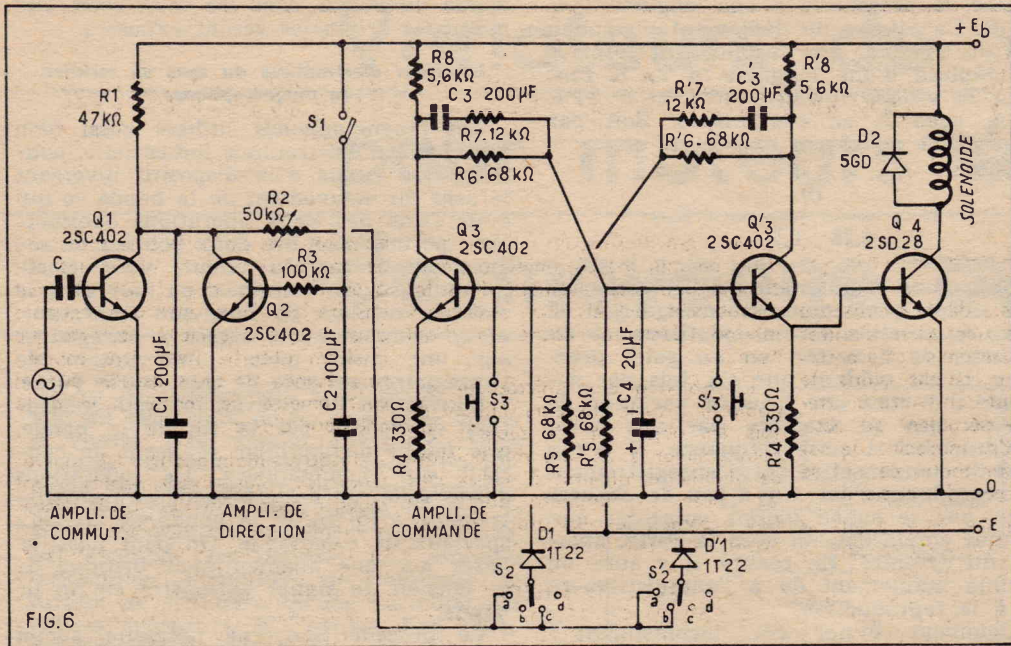


FIG. 6

Un amplificateur-filtre amène le signal au niveau requis par l'amplificateur de commutation. Celui-ci augmente le rapport signal/parasites en ne laissant passer que la bande de fréquences 200-2 000 Hz, avec atténuation de 12 dB par octave de part et d'autre de ces limites.

L'amplificateur de commutation agit selon la présence ou l'absence du signal enregistré et produit un courant continu qui commande l'inversion de rotation.

Après que le départ ait été donné, le circuit de direction, met hors service l'amplificateur commutateur et évite ainsi la production du signal d'inversion du sens de rotation. Lorsque la condition d'inversion est remplie, l'amplificateur de commutation agit sur celui de commande qui agit, à son tour, sur le solénoïde d'inverseur commandé, également, manuellement à l'aide d'un commutateur monté sur le panneau de l'appareil.

L'amplificateur de commutateur (voir figure 6) comprend un transistor Q_1 , la résistance R_1 et la capacité C_1 . Ce circuit possède 3 constantes de temps. La période du signal enregistré est T_{AC} , la constante de temps de R_1 et C_1 est T_1 correspondant au délai de renversement du sens de rotation lorsque la bande est à sa fin; la constante de temps du condensateur C_1 associé à la résistance collecteur à émetteur (résistance de Q_1) est T' . Pour un bon fonctionnement T_1 doit être comprise entre 6 et 10 s et être de beaucoup supérieure à T_{AC} et T' .

Lorsqu'un signal alternatif est appliqué à la base de Q_1 , le transistor conduit pendant l'alternance positive, déchargeant C_1 . Pendant l'alternance négative le transistor est bloqué et C_1 commence à se charger mais comme $T_1 \gg T_{AC}$ la montée de la fin de la tension d'charge de C_1 est négligeable. De même comme $T' \ll T_1$ la capacité est complètement déchargée pendant l'alternance suivante. Il en résulte que la tension de collecteur de Q_1 se maintient à zéro volt aussi longtemps qu'un signal alternatif est appliqué à la base.

Au moment où ce genre de signal cesse, la tension sur le collecteur de Q_1 monte à une valeur prédéterminée pendant le temps T_1 . La résistance ajustable R_2 règle le niveau de la tension de service de l'amplificateur de commande.

Cet amplificateur comprend un flip-flop bistable à transistors Q_3 et Q_3' et un transistor de sortie Q_4 .

Lorsque Q_3 est bloqué, Q_4 l'est aussi de sorte qu'aucun courant ne traverse le solé-

noïde de changement de sens de rotation. Dans ces conditions, la bande défile dans le sens « avant » c'est-à-dire habituel. Si la commande est réalisée par un signal continu venant de l'amplificateur de commutation et ayant atteint un certain niveau, l'état du flip-flop est modifié et Q_3 et Q_4 sont conducteurs. Le solénoïde est traversé par un courant et le sens de défilement du ruban magnétique est inversé. Ce flip-flop est particulier. La constante de temps de C_3 , R_6 et R_7 est longue, 20 s, et dans le circuit on trouve une capacité additionnelle, C_4 .

La durée de cette constante de temps est telle qu'immédiatement après inversion une deuxième inversion ne peut se produire.

La capacité C_4 est disposée afin que, si l'appareil est mis en marche et le premier transistor conducteur est Q_3 , celui-ci passe au blocage et le ruban défile dans le sens normal « avant ».

L'ensemble Q_2 , C_2 , R_3 et S_1 constitue le circuit de « direction » autrement dit, celui qui remet le mouvement dans le sens correct S_1 est relié au circuit l'arrêt disposé sur le panneau et il se ferme lorsque la bande s'arrête. Il branche la base de Q_2 au positif de l'alimentation par l'intermédiaire de R_3 . Le transistor Q_2 devient alors complètement conducteur et C_2 se charge.

Lorsque le départ du défilement de la bande est donné S_1 est ouvert, Q_2 continue à être conducteur pendant le temps T_2 , constante de temps de C_2 et R_3 , ensuite, Q_2 se bloque et la tension du collecteur de Q_2 peut monter jusqu'à une valeur prévue, pendant le temps $R_3 C_2$. Pendant cette période d'environ 20 s, le circuit de direction commande le système pour l'inversion du sens même s'il n'y a pas de signal enregistré.

Les commutateurs S_2 et S_2' permettent la commande manuelle du système. S_2' commande la marche « avant », S_2 sert à la mise en marche « arrière ».

Si l'appareil est mis en position « arrêt » ou « lecture » ces commutateurs (présentés comme des poussoirs) sont prioritaires pour obtenir le fonctionnement désiré.

Les commutateurs S_2 et S_2' , solidaires et à 4 positions déterminent la mode de renversement du sens de rotation de la manière suivante :

Pos. a — a' : en avant, en arrière, en avant, ... indéfiniment.

Pos. b — b' : un seul cycle : en avant puis en arrière.

Pos. c — c' : un seul cycle : en arrière, puis en avant.

Pos. d — d' : le dispositif d'inversion du sens ne peut fonctionner.

En tenant compte de la position des commutateurs S_2 et S_2' , il est toutefois possible, en agissant manuellement sur S_1 et S_1' , d'obtenir l'inversion désirée. S_2 et S_2' donnent l'inversion désirée.

Référence : Electronics Vol. 39 N° 23, p. 163.

UN AMPLI PROFESSIONNEL DE 25 WATTS

(Suite de la page 45)

électrochimiques de $2 \times 50 \mu F$ le transformateur de sortie et celui d'alimentation. Il ne faut pas oublier d'isoler par une rondelle le boîtier des condensateurs du châssis. Dans la sorte de tranchée obtenue par pliage à l'avant du châssis on dispose les circuits imprimés « préampli » et « tonalité ». Ceux-ci sont éloignés de la tôle par des entretoises tubulaires placées sur les vis de fixation.

Par une torsade de fil on relie les points F du circuit imprimé à l'enroulement 6.3 du transfo. On branche le voyant lumineux. On soude sur le transfo d'alimentation les résistances de 47 ohms 1 watt dont on raccorde le point de jonction à la cosse R_1 et à une extrémité de l'enroulement 20 V. La R_1 est connectée à la ligne de masse du circuit imprimé « Ampli ». A cette ligne de masse on raccorde la borne 0 du transfo HP, les cosses — des condensateurs $2 \times 50 \mu F$. La cosse 9 du circuit imprimé « préampli », la cosse 15 du circuit imprimé « Tonalité ». Sur le circuit imprimé « préampli », la cosse 15 du circuit de 10 000 ohms et les différentes connexions représentées. On soude les diodes 50J2 sur le transfo d'alimentation. On établit les connexions constituant la ligne HT, en particulier celles relatives aux pôles + des condensateurs $2 \times 50 \mu F$. On établit la connexion entre R_4 et le circuit imprimé « Ampli » et celle entre R_3 et 10 de la plaquette « Préampli ».

On raccorde les picots 11, 12, 13, 17, 18 et 19 du module « Tonalité » aux potentiomètres « Graves » et « Aiguës » et les picots 14, 15, 16 au circuit imprimé « Ampli ». On raccorde encore les picots 4, 5, 6, 7 et 8 du module « Préampli » aux potentiomètres « Micro III ». Le curseur de celui le plus proche de la face avant doit être relié à un picot du circuit « Ampli » par un fil blindé.

Ensuite on raccorde le transfo de sortie : le primaire au circuit imprimé « Ampli » le secondaire aux prises de sortie HP. Il ne faut pas oublier la connexion du circuit de contre-réaction qui part de la borne 16 ohms.

Entre les curseurs des potentiomètres « Micro I » et « Micro II » on soude les 470 000 ohms en série. Sur le potentiomètre « PU » on soude le 33 pF, le 4.7 nF et la 68 000 ohms. On soude les résistances de 100 000 ohms et de 200 ohms sur la prise « Micro III ». On établit les liaisons par câbles blindés. On aura soin de souder les gaines de ces fils exactement aux points indiqués sur les plans. On raccorde la prise « Sortie Enr » au circuit « Ampli » d'un côté cette liaison est assurée par une 10 000 ohms en série avec un 22 nF.

On termine en raccordant l'interrupteur et le cordon secteur. Cet amplificateur ne nécessite aucune mise au point et peut être mis en service après vérification du câblage.

Toujours la DX-TV :

conseils pratiques

par A. CLERAT

Beaucoup d'amateurs blasés de la réception familiale de la TV voudraient faire de la DX, mais comment ?

Evidemment, les bienheureux fortunés prendront un super-poste multistandard, une super-antenne rotative téléguidée et attendront dans leur fauteuil les jours heureux où la propagation voudra bien leur apporter de superbes mires de pays lointains.

Mais les autres et les mordus qui, tournevis et fer à souder en mains, rêvent de réaliser leur poste DX ? C'est à eux que nous nous adressons de façon pratique et non en leur offrant des circuits compliqués et irréalisables par leurs propres moyens.

La réception TV à grande distance DX-TV, comme nous l'avons indiqué précédemment (voir n° 228 et 232), est avant tout une question de propagation, et de réflexion à haute altitude, se produisant surtout en saison chaude de mai à septembre.

Les nouveaux venus à ce genre de sport peuvent être a priori déçus de ne rien recevoir, quoiqu'ayant préparé leur installation: antenne et poste, dans le but de recevoir des émissions lointaines ; soit dans le standard français : Belgique, Luxembourg, Monaco, soit dans le standard C.C.I.R. ou O.I.R.T. des pays européens ou encore la B.B.C. sur 405 lignes ou I.T.A. anglais sur 625 lignes.

Cet article est destiné à les encourager, leur donner des conseils et leur éviter les désillusions du début.

Réception B.B.C. et I.T.A.

L'émission de la B.B.C. est transmise en image positive et en 405 lignes. Nous aurons donc sur l'écran l'image normale, mais coupée en deux verticalement, ce qui nous donne deux demi-images dont le centre se trouve sur les côtés, ce qui est dû

à ce que la fréquence 405 lignes est à peu de chose près la moitié de 819 lignes ; en ce qui concerne l'émission I.T.A., elle se fait en 625 lignes, donc pas de problème.

Réception C.C.I.R. et O.I.R.T.

En premier lieu, comme nous l'avons indiqué, la réception se fait en 625 lignes, il faut donc dissocier le passage en 625 lignes de la 2^e chaîne ou du rotacteur pour la commander par interrupteur spécial ou touche poussoir, de façon à pouvoir recevoir n'importe quel canal sur 625 lignes.

Image C.C.I.R.

La réception se faisant en modulation négative, il y a lieu, soit d'inverser la diode de détection, soit la sortie vidéo par déphasage par lampe spéciale.

En ce qui concerne la réception de postes frontaliers, relativement rapprochés, où l'on peut recevoir le son dans de bonnes conditions, la méthode par déphasage pour l'image et intercarrier pour le son, s'impose à l'aide d'un adaptateur ; mais en ce qui concerne la réception des postes plus lointains où le son n'est pas toujours reçu, ou plus simplement pour la transformation la plus économique d'un poste TV en faisant abstraction du son, l'inversion de la diode suffit amplement.

Pour cela, il suffit, ayant repéré l'emplacement de la diode de détection, généralement dans un petit boîtier entre le transfo FI et la lampe vidéo, d'ajouter une diode supplémentaire genre OA85 inversée, quant à la disposition de l'anneau indiquant la cathode, en soudant une extrémité à l'autre diode, côté lampe vidéo et en sortant extérieurement l'autre extrémité à travers le châssis ou la platine imprimée ; puis, ayant coupé le fil ou la partie du circuit imprimé, assurant la liaison, transfo FI diode normale, amener le côté

transfo au centre d'un petit inverseur et les deux entrées diode de chaque côté de l'inverseur ; on doit pour ce cas employer un inverseur à faible perte HF, le fixer à toucher la platine vidéo et le commander, soit manuellement, soit à l'aide de flexibles, mais en aucun cas les fils de connexion ne doivent dépasser 2 cm du châssis FI.

Mais, direz-vous, sans modifier mon téléviseur, si je suis sur la fréquence 625 et sur le canal correspondant, je dois pouvoir recevoir l'image non inversée, c'est-à-dire en négatif, comme un négatif photo ? Erreur ! Sauf de rares cas, réception très puissante ou appareil s'y prêtant, vous n'aurez qu'un mélange de barres horizontales et de zébrures sur votre écran ; il faut donc nécessairement inverser, soit la détection, soit la sortie de la lampe vidéo.

Rotacteur et barrettes

La réception la plus facile en DX est sans discussion sur la bande I et l'on trouve difficilement les barrettes correspondantes en E2, E3, E4 ; dans ce cas, se procurer deux ou trois barrettes, prévues pour votre rotacteur canal F2 et F4 supplémentaires.

Ces barrettes seront ajustées sur E2, E3 ou E4 par le réglage du noyau du bobinage oscillateur placé le dernier (en face du petit condensateur variable du vernier), et vous permettront la réception de toute la bande I française, C.C.I.R. et O.I.R.T. et comme nous l'avons indiqué dans un précédent article, il est facile en plus d'enfiler deux lames supplémentaires sur la partie rotative du condensateur vernier, pour en augmenter la capacité.

Pour leur réglage, la bande I française comprend :

— Sur F2 : Troyes, Limoges, Caen, Bastia.

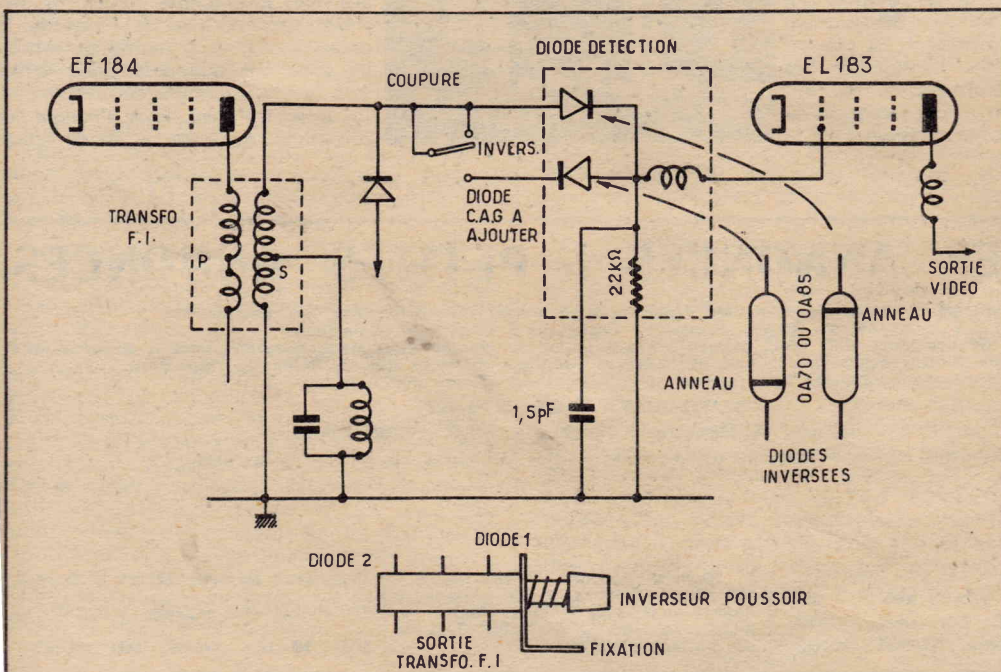
— Sur F4 : Nantes, Carcassonne, Besançon, Ajaccio, Boulogne-sur-Mer, Hyères, Montereau, Ussel, Vals-les-Bains.

Les stations en Italie émettant en grande puissance, avec une bonne antenne dans les jours de bonne propagation, vous devez les capter dans un rayon de 200 km, ce qui vous permettra de régler vos barrettes et de faire un commencement d'essai en DX.

A ce moment, passez en image inversée et vous verrez sur votre écran l'effet signalé plus haut ; d'ailleurs les téléspectateurs recevant Limoges, Nantes ou autres sur la première chaîne, sont gênés dans leur réception les jours de forte propagation par l'Espagne, la Norvège ou même la Pologne, qui viennent perturber l'image par des zébrures, moirages ou autres.

Sur la bande III, qui concerne la Belgique, Monaco, Luxembourg, la propagation est beaucoup moins spectaculaire et l'on dépasse difficilement 300 km et encore à condition de ne pas avoir un émetteur puissant dans la même direction et sur un canal voisin.

Il arrive néanmoins que par propagation exceptionnelle, tel le 11 septembre 1966, par exemple, un collègue DX de Vendée



augmentez les possibilités de votre oscilloscope grâce à ce commutateur électronique

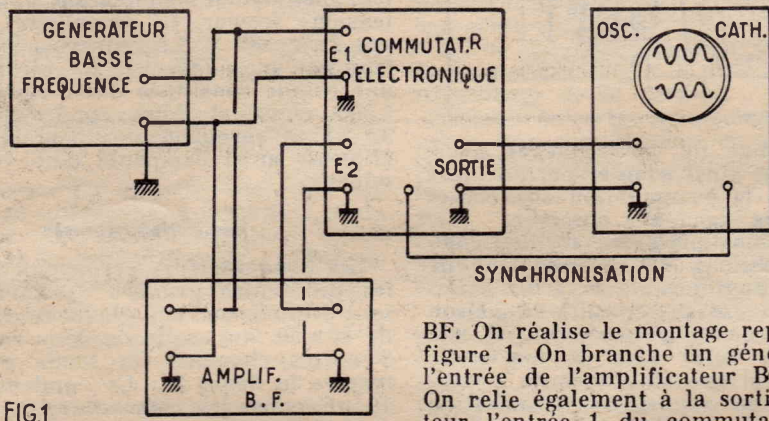


FIG.1

L'oscilloscope est un instrument extrêmement important en électronique puisqu'il permet de rendre visibles les phénomènes électriques et plus particulièrement ceux à caractère périodique qui, auparavant, ne pouvaient être étudiés que très difficilement à travers leurs manifestations. L'oscilloscope a donc doté les techniciens d'un sens supplémentaire.

Le commutateur électronique est un complément de l'oscilloscope très intéressant et facilement réalisable. Il permet d'observer et de comparer en même temps deux phénomènes différents ce qui est souvent très utile. Ainsi il est fréquemment intéressant de se rendre compte de la déformation que subit un courant périodique lorsqu'il traverse certains circuits.

Si, pour cela, il faut utiliser deux oscilloscopes, un branché à l'entrée et l'autre à la sortie du circuit, il faut bien avouer que cela n'est pas pratique et nécessite la possession de deux instruments ce qui, en dehors de ce cas, ne se justifie pas. Il y a aussi la solution qui consiste à procéder en deux temps : 1° observer le phénomène appliqué à l'entrée du circuit - 2° l'observer à la sortie. Cette méthode comporte beaucoup d'inconvénients : elle est longue puisqu'il faut débrancher et rebrancher l'oscilloscope, elle risque d'être une source d'erreurs car les conditions de fonctionnement peuvent varier entre temps. Il faut se souvenir de la forme exacte du signal initial ou bien recourir à la photographie, ce qui complique encore la manipulation. De plus il est souvent nécessaire d'agir sur le circuit en cours de contrôle pour conformer le signal de sortie de manière à obtenir ce que l'on attend de lui. Cela complique encore la manipulation. Il est beaucoup plus pratique de faire apparaître sur l'écran du même oscilloscope les traces des deux signaux.

Exemple d'utilisation

Un exemple typique consiste dans le contrôle et la comparaison des signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur

BF. On réalise le montage représenté à la figure 1. On branche un générateur BF à l'entrée de l'amplificateur BF à étudier. On relie également à la sortie de générateur l'entrée 1 du commutateur électronique. L'entrée 2 de ce commutateur est reliée à la sortie de l'ampli BF où on a remplacé la bobine du HP par une résistance équivalente. La sortie du commutateur étant reliée aux plaques de déviation verticale de l'oscilloscope on voit apparaître simultanément sur l'écran les courbes correspondant aux signaux « Entrée » et « Sortie ». On peut ainsi apprécier très facilement l'amplification et surtout la distorsion.

Etude du schéma et fonctionnement

Le principe de fonctionnement est simple. Il consiste à appliquer alternativement aux plaques de déviation verticale l'un puis l'autre signal. Lorsque le signal 1 est transmis il inscrit sur l'écran une fraction de la trace qui lui correspond, puis c'est le signal 2 qui étant appliqué aux plaques de déviation inscrit une fraction de sa trace sur l'écran du tube.

Ensuite revient le signal 1 puis le signal 2 et ainsi de suite. Si la succession de ces signaux est suffisamment rapide l'inertie rétinienne fait que l'observateur a l'impression de la simultanéité et voit en même temps les deux traces.

Comment réaliser l'aiguillage périodique des signaux sur les plaques de déviation du tube cathodique ? Il vient immédiatement à l'esprit d'utiliser un commutateur mécanique. Ce procédé n'est évidemment pas à retenir car il manque de souplesse, de régularité, et de rapidité. On lui préfère donc un procédé purement électronique qui, ne mettant en œuvre aucune pièce mécanique en mouvement, est absolument dénué d'inertie.

La figure 2 montre le schéma du commutateur électronique que nous vous proposons de construire.

Au premier coup d'œil nous voyons qu'il met en œuvre deux triodes-hexodes ECH81. La partie hexode de ces lampes est utilisée en amplificatrice. L'entrée 1 attaque la grille de commande de l'hexode ECH81 (1) à travers un condensateur de 0,1 μ F et un potentiomètre P1 de 500.000 ohms qui permet de doser le niveau de sortie. L'entrée 2 attaque par un dispositif semblable la grille de commande de l'hexode ECH81 (2). Ces deux lampes sont polarisées par des résistances de cathode de 470 ohms non découplées. Les circuits plaque sont chargés par une résistance commune de 22 000 ohms et sont reliés à la prise de sortie par un condensateur de 0,1 μ F. Entre les écrans des deux hexodes (grilles 2 et 4) est branché un potentiomètre P4 de 100.000 ohms dont le curseur est relié à la ligne HT

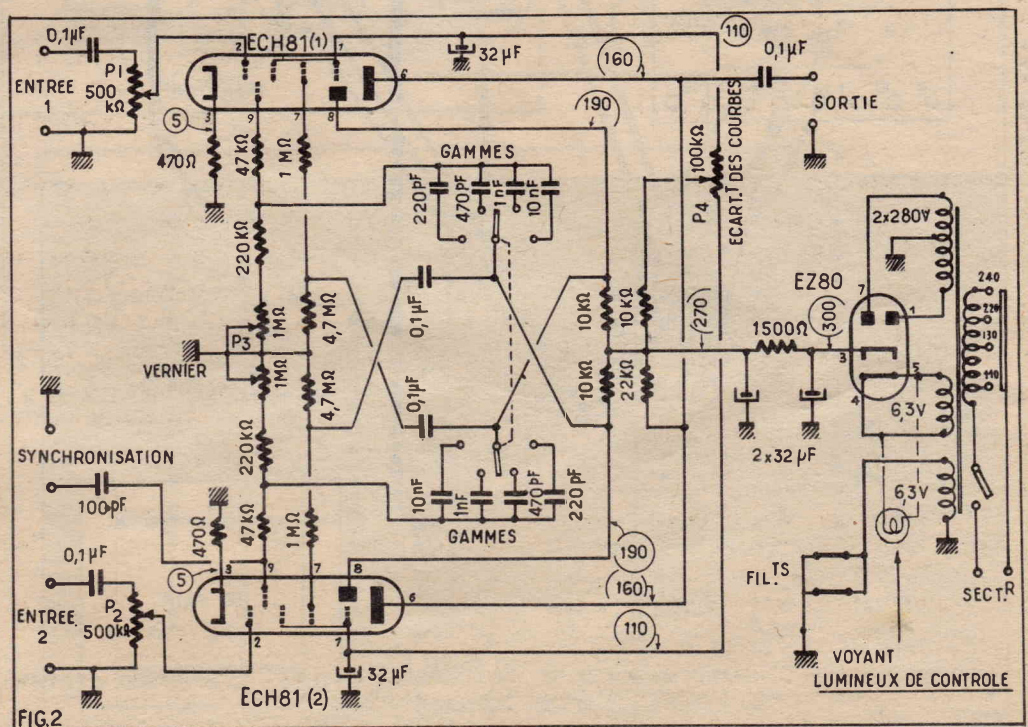


FIG.2

par une résistance de 10.000 ohms. Nous verrons plus tard le rôle de ce circuit. Notons que les écrans sont découplés vers la masse par des condensateurs de 32 μ F.

Bien entendu les signaux à observer sont appliqués aux entrées 1 et 2 et l'astuce consiste à bloquer et à débloquent périodiquement les deux hexodes de telle sorte que lorsque l'une est bloquée l'autre conduit. Ces deux lampes jouent donc le rôle d'un commutateur puisque celle qui est bloquée coupe la liaison entre sa prise d'entrée et la prise de sortie tandis que l'autre qui, elle, est conductrice établit la liaison entre sa prise d'entrée et la prise de sortie.

Il reste à voir comment s'effectuent le blocage et le déblocage. Cela s'obtient très facilement à l'aide d'un multivibrateur équipé par les éléments triodes des deux ECH81. La plaque de chaque triode est chargée par une résistance de 10.000 Ω . Le circuit grille contient une résistance de 47.000 ohms en série avec une 220.000 ohms, et un potentiomètre de 1 mégohm. Le couplage nécessaire à l'entretien de ce multivibrateur est classiquement obtenu par une capacité placée entre la grille de la triode 1 et la plaque de la triode 2 et une autre capacité reliant la grille de la triode 2 à la plaque de la triode 1. En fait il n'y a pas qu'une capacité dans chaque liaison mais quatre condensateurs faisant 220 pF, 470 pF, 1 nF, 10 nF pouvant être sélectionnés par un commutateur à deux sections et quatre positions. Ces condensateurs permettent d'obtenir quatre gammes de fréquences de commutation s'étendant de 30 Hz à 20.000 Hz. Dans chaque gamme, on peut grâce au potentiomètre double P3 obtenir une va-

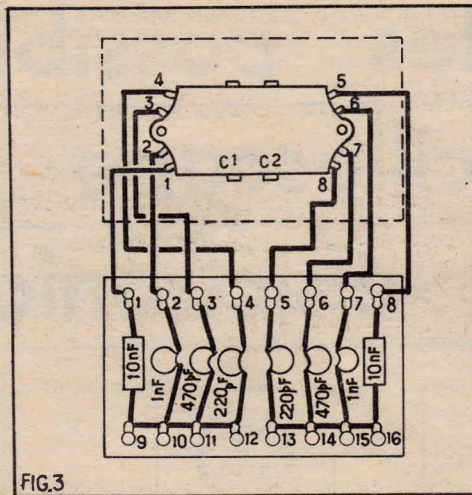


FIG.3

riation continue de la fréquence (Vernier). On peut ainsi adapter parfaitement le rythme de la commutation aux caractéristiques des signaux à observer.

Les impulsions prélevées sur les communs des sections du commutateur de gamme sont appliquées à la grille 3 des hexodes à travers des circuits de liaison formés d'un condensateur de 0,1 μ F, une résistance de fuite vers la masse de 4,7 mégohms et une résistance de 1 mégohm. Elles provoquent une polarisation négative qui bloque alternativement l'une ou l'autre hexode, ce qui est le but recherché. Cette polarisation est renforcée par le fait, que la résistance de 470 ohms de cathode est parcourue par le courant de la triode conductrice du multivibrateur

qui y provoque une assez forte chute de tension.

Le potentiomètre de 100 000 ohms des circuits écran des hexodes permet d'augmenter le potentiel de l'un et en même temps de diminuer celui de l'autre. On modifie ainsi de façon inverse le recul de grille de ces lampes et par conséquent, leur temps de blocage et de conduction. On peut ainsi modifier l'écartement entre les deux oscillogrammes.

Souvent, une synchronisation est nécessaire. Dans ce cas, le signal est appliqué à la grille de la triode ECH81 (2) à travers un condensateur de 100 pF.

L'alimentation comprend un transformateur permettant l'adaptation à toutes les tensions secteur. Le secondaire HT délivre 2 x 280 V. Le redressement est obtenu par une EZ80 et la HT est filtrée par une cellule constituée d'une résistance de 1500 ohms et deux condensateurs de 32 μ F. L'enroulement chauffage lampes alimente aussi l'ampoule d'un voyant lumineux.

Réalisation pratique

Les condensateurs permettant d'obtenir les différentes gammes de commutation sont disposés sur une plaquette de bakélite de 80x50 mm sertie de deux rangées de 8 cosses chacune. On soude comme le montre la figure 3 : Un condensateur de 10 nF entre les cosses 1 et 9, un 1 nF entre les cosses 2 et 10, un 470 pF entre les cosses 3 et 11, un 220 pF entre les cosses 4 et 12, un autre 220 pF entre les cosses 5 et 13, un 470 pF entre les cosses 6 et 14, un 1 nF entre les cosses 7 et 15 et enfin, un 10 nF entre les cosses 8 et 16. On fixe ensuite cette plaquette à l'arrière d'un commutateur deux sections 4 positions. On utilise pour cela les tiges filetées

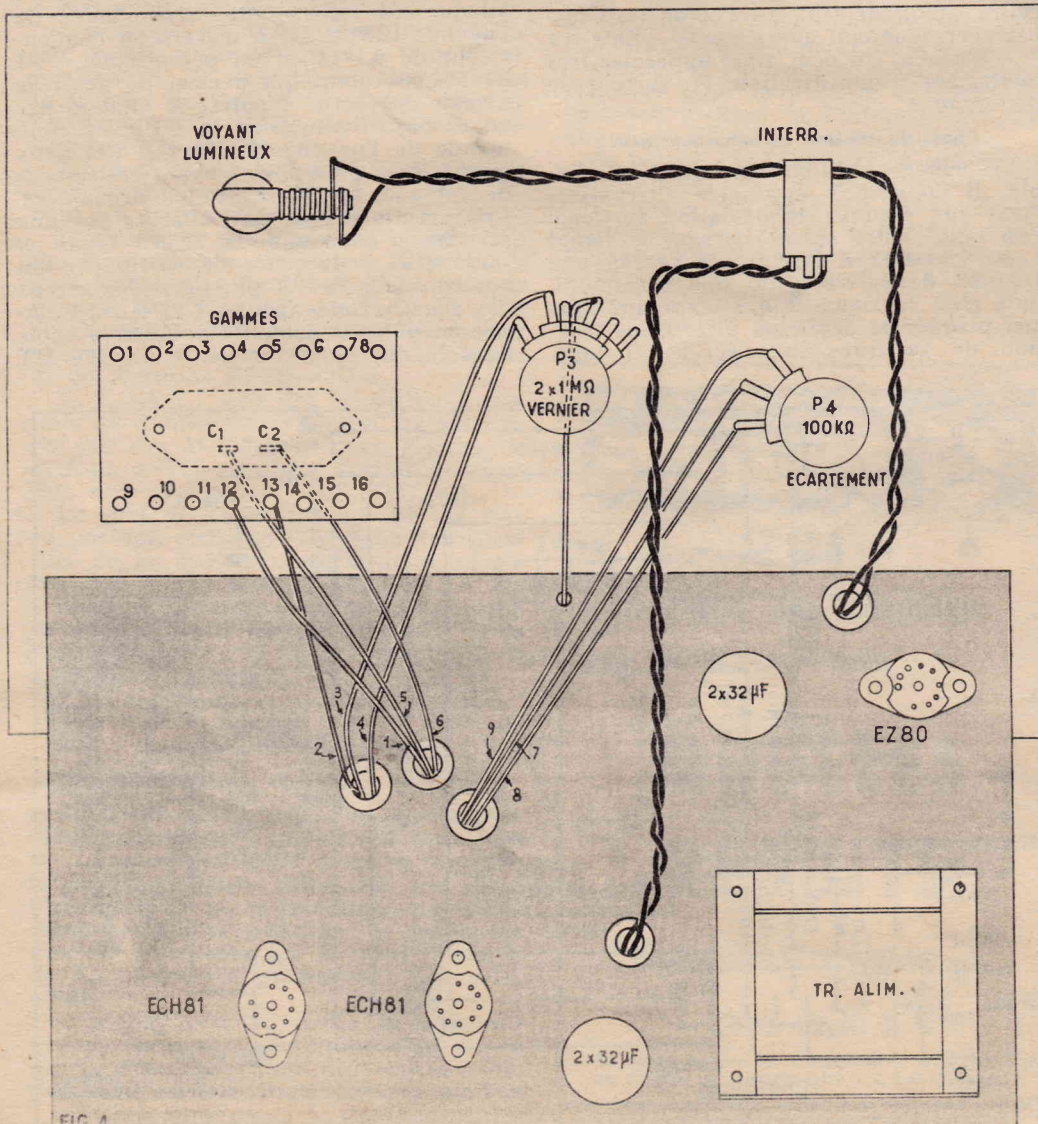


FIG.4

Devis des Pièces Détachées et Fournitures nécessaires au montage du

COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

C. E. 4

Décrit ci-contre

| | |
|---|-------|
| Coffret métallique complet | 51,50 |
| Transfo d'alimentation, condensateurs chimiques | 29,50 |
| Supports, boutons, interrupteur | 5,90 |
| Voyant lumineux, douilles, commutateur. | 8,60 |
| Potentiomètres, jeu de lampes | 32,80 |
| Résistances et condensateurs, fils, soudure et divers | 14,60 |

COMPLET, en pièces détachées **142,90**

Livré en ordre de marche **240,00**

(Tous frais d'envoi : 6,50)

OUVRAGE CONSEILLE

contenant la pratique du Commutateur Electronique :

« Technique de l'Oscilloscope » franco .. **23,50**

Toutes les pièces détachées constituant nos Ensembles peuvent être fournies séparément. Envoi de notre catalogue spécial « Appareils de Mesures » contre deux timbres.

PERLOR-RADIO

Direction : L. PERICONE

25, RUE HEROLD, PARIS (1^{er})

(47, rue Etienne-Marcel)

Métro : Louvre - Les Halles et Sentier

Téléphone : (CEN) 236-65-50

C.C.P. PARIS 5050-96

Expéditions toutes directions contre mandat joint à la commande ou contre remboursement (Métropole seulement)

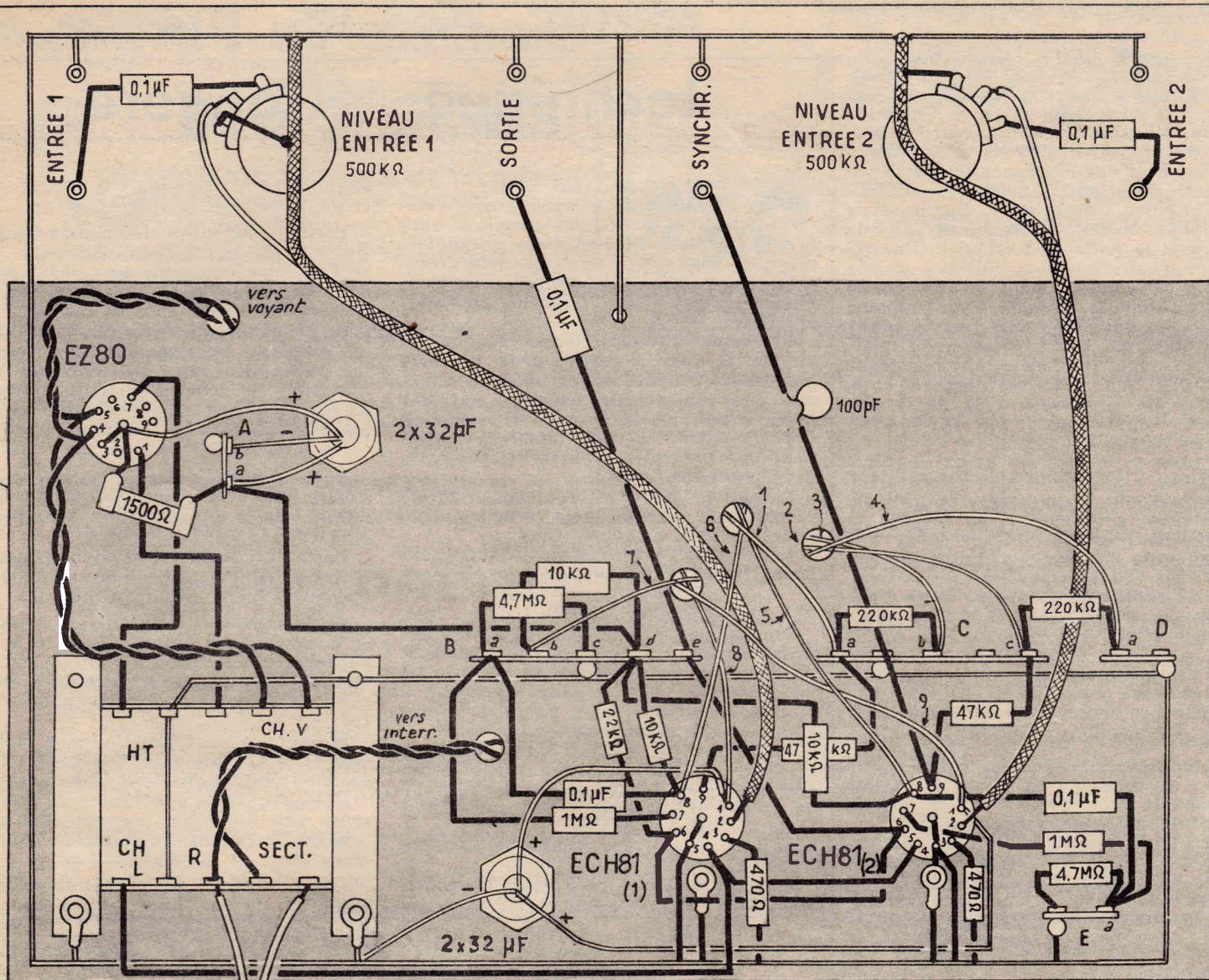


FIG. 5

SECT. R

qui servent à monter la galette sur le dispositif d'encliquetage. De manière à éloigner la plaque de bakélite du commutateur, on place sur les tiges filetées des entretoises tubulaires de 10 mm. La plaquette occupe alors la position indiquée en pointillé sur la figure 3. Par des connexions de fil de câblage, on relie respectivement les cosses 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 aux paillettes 1, 2, 3, 4, 8, 7, 6, 5 du commutateur.

On effectue le montage sur un châssis métallique de 260 x 140 x 60 mm auquel on fixe par trois boulons une face avant de 275 x 200 mm. Le dessus du châssis et la partie supérieure de la face avant sont représentés à la figure 4, tandis que le dessous du châssis et la partie inférieure sont représentés à la figure 5. Sur le dessus du châssis, on fixe les trois supports de lampe les deux condensateurs électrochimiques de 2 x 32 μF-350 V et le transformateur d'alimentation. Sous le châssis, on soude les relais A, B, C D et E. Sur la partie supérieure du panneau avant, on monte le potentiomètre « vernier » de 2 x 1 megohm, celui « Ecartement » de 100 000 ohms l'interrupteur, le voyant lumineux et le commutateur de Gammes sur lequel, on a préalablement avec une torsade, on branche le voyant

monté la plaquette de bakélite. De manière à ce que les canons des potentiomètres et du commutateur ne dépassent pas le panneau avant, la fixation s'opère en serrant le panneau entre deux écrous. Sur la partie inférieure du panneau avant, c'est-à-dire sous le châssis, on monte les potentiomètres de niveau et les douilles isolées : « Entrée 1 », « Entrée 2 », « Sortie » et « Synchro ».

On commence le câblage par l'exécution de la ligne de masse en fil nu étamé. Cette ligne est soudée sur la rangée inférieure des douilles isolées sur les cosses prévues sur les tiges de fixation du transfo d'alimentation et sur les boulons des supports de lampes. Elle est également soudée sur les pattes des relais B, C, D et E et sur la cosse du point milieu du secondaire HT du transfo et une des cosses CH.L. On relie à cette ligne de masse la cheminée la broche 5 du support ECH81 (1), la broche 4 du support ECH81 (2) et les curseurs des deux sections du potentiomètre « Vernier ». On relie également à cette ligne de masse, le boîtier et une extrémité des potentiomètres de « Niveau Entrée ».

Avec du fil isolé, on exécute la ligne d'alimentation des filaments en reliant à la seconde cosse « CH.L » du transfo d'alimentation, la broche 4 du support ECH81 (1) et la broche 5 du support ECH81 (2). Par une torsade de fil de câblage, on connecte les broches 4 et 5 du support EZ80 à l'enroulement « CH.V ». Encore

lumineux à ces broches 4 et 5. On soude un condensateur de 0,1 μF entre la seconde douille « Entrée 1 » et la seconde extrémité du potentiomètre de Niveau 1. On exécute la même opération pour la douille « Entrée 2 » et le potentiomètre de Niveau 2. Par du fil blindé, on raccorde le curseur du potentiomètre de Niveau 1 à la broche 2 du support ECH81 (1) et le curseur du potentiomètre de Niveau 2 à la broche 2 du support ECH81 (2). La gaine de ces fils est soudée à la ligne de masse et sur le boîtier des potentiomètres. On soude une résistance de 470 ohms entre la broche 3 de chaque support ECH81 et la ligne de masse. On connecte la broche 1 du support ECH81 (1) à une extrémité du potentiomètre « Ecartement » et la même broche du support ECH81 (2) à l'autre extrémité du potentiomètre. Le curseur est connecté à b du relais B. Sur ce relais, on soude une résistance de 10 000 ohms 1 watt entre les cosses b et d. Sur la broche 1 de chaque support, on soude un fil + du condensateur 2 x 32 μF (2) et on soude le fil - de ce composant sur la ligne de masse. On connecte ensemble les broches 6 des supports et on les relie à la cosse e du relais B. On soude un condensateur de 0,1 μF entre cette cosse e et la douille sortie libre. On soude une résistance de 22 000 ohms entre la broche 6 du support ECH81 (1) et la cosse d du relais B.

Sur la broche 8 du support ECH81 (1), on soude une résistance de 10 000 ohms

revue de la presse technique étrangère

1 watt qui va à la cosse d du relais B et un condensateur de 0,1 μ F qui va à la cosse a du même relais. Sur la même broche du support ECH81 (2), on soude des éléments identiques. La 10 000 ohms aboutit à la cosse d du relais B et le condensateur à la cosse a du relais E. On soude une résistance de 1 megohm entre la broche 7 du support ECH81 (1) et la cosse a du relais B et une résistance de même valeur entre la broche 7 du support ECH81 (2) et la cosse a du relais E. Sur le relais B, on dispose une 4,7 megohms entre la cosse a et la patte de fixation c. Une résistance de même valeur doit être soudée entre la cosse a et la patte de fixation du relais E. Sur la broche 9 du support ECH81 (1), on soude une résistance de 47 000 ohms qui va à la cosse a du relais C. Sur ce relais, on dispose une résistance de 220 000 ohms entre les cosses a et b. On connecte la cosse a à 12 de la plaquette à cosses. On soude une 47 000 ohms entre la broche 9 du support ECH81 (2) et la cosse c du relais C et on connecte cette cosse c à 13 de la plaquette à cosse. Entre la broche 9 du support ECH81 (2) et la douille « synchro », on dispose un condensateur de 100 pF. On soude une résistance de 220 000 ohms entre la cosse c du relais C et la cosse a du relais D. Cette cosse est connectée à une extrémité d'une section du potentiomètre 2 \times 1 megohm (Vernier) tandis que la cosse b du relais C est connectée à l'autre section du potentiomètre.

On relie les communs C₁ et C₂ du commutateur de gamme respectivement à la broche 8 des supports ECH81 (2) et (1).

On connecte la cosse d du relais B à la cosse a du relais A. On réunit les cosses extrêmes de l'enroulement HT du transfo d'alimentation aux broches 1 et 7 du support EZ80. On soude le fil — du condensateur 2 \times 32 μ F à la patte du relais A, un des fils + sur la cosse a du relais A et l'autre fil + sur la cheminée du support. On relie cette cheminée à la broche 3. Entre elle et la cosse a du relais A, on soude une résistance bobinée de 1 500 ohms.

Par une torsade de fil de câblage, on relie une cosse secteur et la cosse relais R du transfo d'alimentation à l'interrupteur. On soude le cordon secteur entre la cosse R et la seconde cosse secteur.

Une fois terminé et dûment vérifié, cet appareil est placé dans un coffret métallique dont la face arrière est dotée de fentes d'aération.

A. BARAT

Abaque pour calcul rapide

Dans Radio Electronics (voir référence 1), on a publié un abaque 5 cinq échelles permettant d'effectuer graphiquement, de nombreux calculs qui sont nécessaires dans la pratique de toutes ces techniques, en particulier l'électronique, l'électricité, etc.

Le mode d'emploi de cet abaque est simple. Il s'agit d'aligner deux nombres lus sur les échelles convenablement choisies pour obtenir un troisième sur une autre échelle, conformément à la relation existant entre ces trois nombres. Ceux-ci peuvent représenter n'importe quelle grandeur physique.

Indiquons d'abord, la composition de l'abaque. Il possède cinq échelles désignées par AD, P, BE, R, CF.

Les formules traduites par l'abaque sont les suivantes : $A = B/C$, $A = B^2 \sqrt{F}$, $A = E^2/C$, $A = E^2/\sqrt{F}$, $A = 1/D$.

Lorsqu'une échelle est désignée par deux lettres, par exemple AD (échelle 1 de gauche), les graduations de gauche correspondent à A et celles de droite à D. Pour illustrer le mode d'emploi, le plus simple est de donner des exemples.

Formule $A = 1/D$; il s'agit d'obtenir l'inverse D d'un nombre A. On utilise l'échelle AD et il suffit de lire sur l'échelle de gauche la valeur de A correspondant à D de l'échelle de droite.

Soit $D = 0,5$. En regard de 0,5, on trouve 2, donc $A = 2 = 1/0,5$.

Formule $A = B/C$: on utilise les échelles A, B et C. On connaît B et C et on les

aligne avec A. Exemple : $B = 9$, $C = 4,5$ et on lit $A = B/C = 9/4,5 = 2$.

Formules déduites des deux premières. De $A = 1/D$, on déduit $AD = 1$, donc si l'on veut connaître tous les nombres dont le produit est 1, il suffit de prendre ceux en regard des échelles A et D.

On demande, par exemple, les courants (en ampères) correspondant aux tensions (en volts) pour une puissance de 1 W. Exemple : le courant est de 5 A (échelle A). La tension correspondante est de 0,2 V (échelle D).

On a en effet $5 \cdot 0,2 = 1$.

Avec la formule $A = B/C$, on peut résoudre tous les problèmes posés par la loi d'Ohm, car la même formule peut s'écrire $A = B/C$, $B = AC$, $C = B/A$.

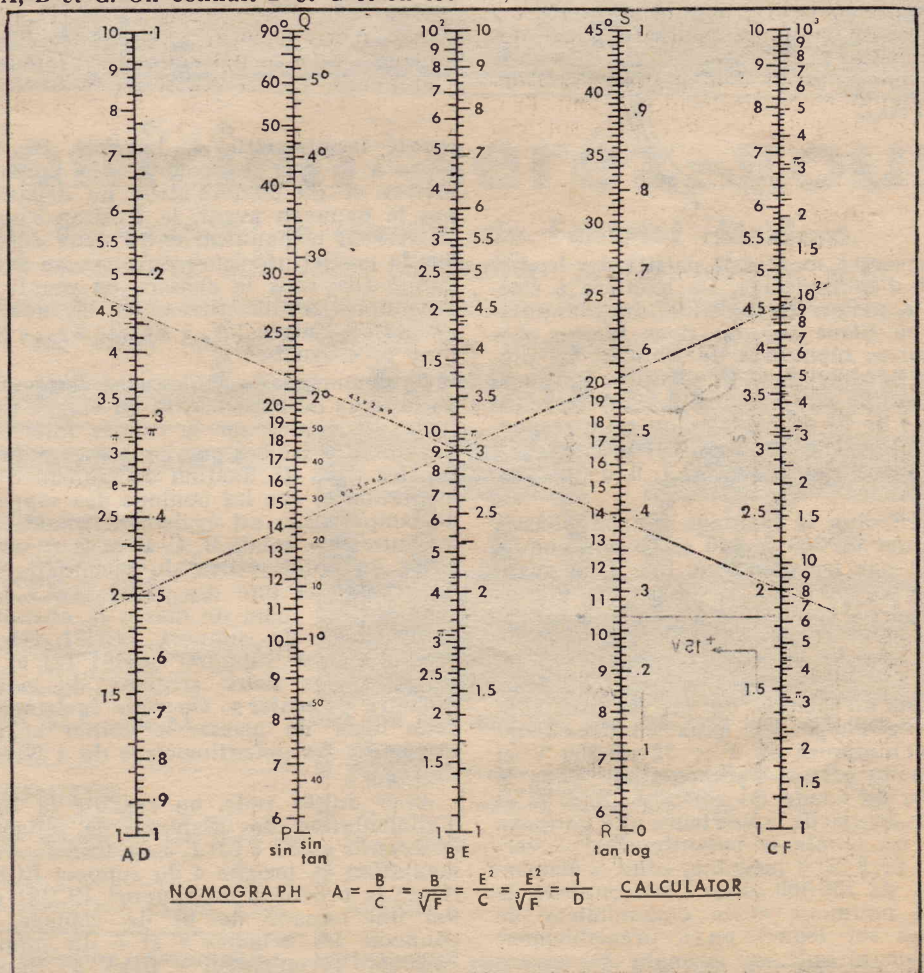
Exemple : quelle est la chute de tension B, correspondant à un courant A de 2 A traversant une résistance C de 8 Ω .

Alignons A, B et C. Pour $A = 2$ ampères et $C = 8 \Omega$, on trouve $B = 16$ V. Sur l'abaque échelle B, on a marqué 1,6, mais on voit bien que cette graduation correspond aux valeurs écrites à multiplier par 10.

Formule $A = E^2/C$. On peut l'utiliser pour des calculs de puissances (A) en fonction de tensions E et de résistance C.

Exemple : un circuit de $C = 2 \Omega$ présente une différence de potentiel E de 3 V. Quelle est la puissance A en watts.

On aligne $C = 2 \Omega$ avec $E = 3$ V et on lit $A = 4,5$ W. En effet, $3^2/2 = 9/2 = 4,5$.



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.

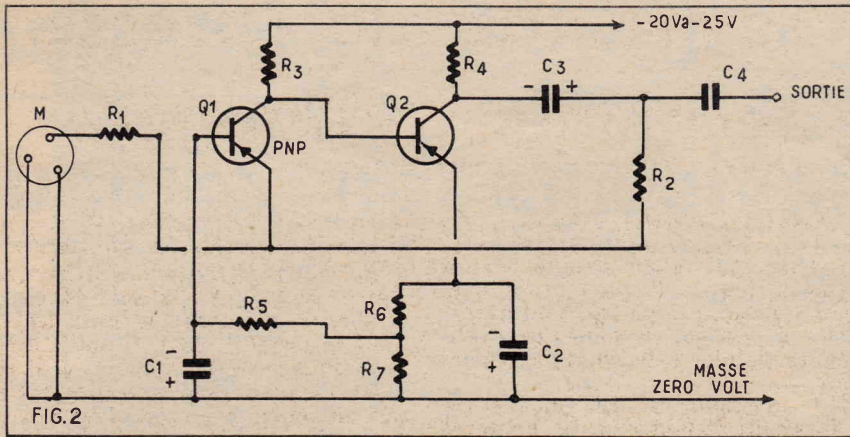


FIG. 2

Transistors $Q_1 = Q_2 = 2N3906$ (MOTOROLA) ou équivalents.

On peut aussi utiliser les Fairchild 2N3644 qui, étant des NPN, il faut inverser les pôles de la pile et ceux des électrochimiques.

La courbe de réponse de ce circuit s'étend de 5 Hz à 250 kHz. Ce préamplificateur peut servir aussi dans d'autres applications où la source de signaux à amplifier est à basse impédance (Référence 2).

Circuit de luminance à transistors

Le schéma (fig. 3) d'un circuit de luminance pour téléviseurs en couleurs, a été publié dans Radio Mentor (voir référence 3).

L'intérêt de ce montage, uniquement à transistors réside dans son emploi avec tube cathodique tricanon trichrome à masque grand modèle, comme le type A63-11-X par exemple ou équivalents.

Jusque dans ces derniers temps, il fallait utiliser une lampe, du moins dans le dernier étage de luminance, car la tension VF doit atteindre des valeurs importantes de plus de 100 V crête-à-crête.

Dans le montage établi en Allemagne et décrit par Eckart Pech, on a utilisé en étage final, un transistor spécial Q_3 alimenté sur une HT élevée ce qui permet d'obtenir à la sortie, la tension VF d'amplitude comparable à celle donnée par une lampe.

Comme on peut le voir sur le schéma, figure 3, le transistor final Q_3 , d'un type expérimental (donc non industrialisé encore) est un NPN. La HT appliquée au collecteur est + 220 V par l'intermédiaire de la bobine de 100 μ H et de la résistance de 4,7 k Ω .

Le montage de ce circuit de luminance est destiné, évidemment, à l'emploi dans un téléviseur en couleurs, système PAL mais, comme on l'a expliqué dans nos articles spécialement consacrés à la TV en couleurs, les circuits de luminance, quel que soit le système, NTSC, PAL ou SECAM, sont de même conception, tandis que ceux de chrominance sont différents. A peu de choses près, le montage décrit ici pourrait convenir au système SECAM, adopté en France, en U.R.S.S. et autres pays.

Voici une analyse rapide de ce schéma.

Le signal VF composite fourni par la détectrice MF image, D est appliqué au transistor Q_1 du type AF127 (PNP) monté avec entrée sur la base. La sortie sur le collecteur ouvre la voie du signal de luminance et de synchronisation (S), tandis que celle sur l'émetteur donne grâce au circuit L-R, accordé sur la sous-porteuse, le signal HF chrominance qui sera appliqué aux circuits de chrominance.

La voie luminance comprend une ligne à retard avec deux bobines 40 μ H et 100 μ H, un transistor amplificateur $Q_2 = BC108$ (NPN) et le transistor final Q_3 .

Divers circuits de correction sont insérés dans ce montage. Il y a trois sorties, chacune correspondant à une cathode de canon du tube, auxquelles on applique le signal de luminance Y (Référence 3).

Références

- (1) A complete calculator, par J.-H. FASAL (Radio-Electronisc, mars 1967).
- (2) A solid state Microphone « Transformer », par J.-B. Wood (Electronics World, mars 1967).
- (3) Ein luminaanzverstärker, par Eckart Pech (Radio Montor 3-1967).

Autre exemple. Ecrivons la même formule $E^2 = AC$. On peut déterminer la moyenne géométrique E de deux nombres A et C, ce qui est utile dans certaines déterminations de circuits où A, E et C sont des fréquences. Soit $A = 2$ MHz, $C = 4,5$ MHz. Quelle est la moyenne géométrique de A et C ?

On aligne $A = 2$ avec $C = 4,5$ et on trouve $E = 3$. En effet, on a bien $3^2 = 9$.

De la même manière, on se servira des autres formules. Pour les racines carrées, on utilisera l'échelle BE. En effet, sur cette échelle $B = E^2$. Exemple : $E = 9$, on trouve $B = 81$ (Référence 1).

Préamplificateur-transformateur d'impédance

La plupart des microphones sont à faible impédance. S'ils doivent être branchés à l'entrée d'un circuit, à haute impédance, il faut utiliser un transformateur d'impédance. Celui-ci peut être un bobinage classique dont le rapport de transformation est déterminé convenablement. Pour obtenir de bons résultats en BF, il faut que le transformateur soit de qualité supérieure, ce qui peut devenir onéreux. De plus, un bobinage peut provoquer des ronflements.

Un autre moyen d'adaptation est l'emploi d'un circuit électronique dont l'entrée est à impédance faible et la sortie à impédance élevée.

Celui qui est proposé dans Electronics World (voir référence 2) est de ce genre.

Le microphone à faible impédance, M, est branché entre le fil de masse (positif de la source d'alimentation de 20 à 25 V), et l'émetteur du transistor Q_1 du type PNP. On sait que le montage avec base commune, donc à entrée sur l'émetteur et sortie sur le collecteur, présente une faible impédance d'entrée, d'où excellente adaptation du microphone, au circuit électronique.

La base de Q_1 est polarisée par le diviseur de la source d'alimentation de 20 à 25 V, et l'émetteur de Q_1 , en liaison directe avec la base de Q_2 , est chargé par R_3 .

On voit que Q_2 est monté en émetteur commun. L'émetteur est polarisé par $R_6 + R_7$ et découplé par C_2 . La charge de collecteur est R_4 . Le signal amplifié est transmis à la sortie par C_3 en série avec C_4 . Une contre-réaction est réalisée par R_2 entre sortie et entrée.

Valeur des éléments : R_1 à déterminer expérimentalement de l'ordre de 50 Ω . Remarque que R_1 est en série avec le microphone et réalise avec celui-ci, la polarisation d'émetteur de Q_1 ; $R_2 = 100$ k Ω , valeur précise à déterminer expérimentalement; $R_3 = 100$ k Ω , $R_4 = R_5 = 10$ k Ω , $R_6 = 2,2$ k Ω , $R_7 = 560$ Ω ; $C_1 = 30$ μ F 6 V, $C_2 = 100$ μ F 6 V, $C_3 = 5$ μ F 25 V, $C_4 = 0,22$ μ F 200 V diélectrique mylar.

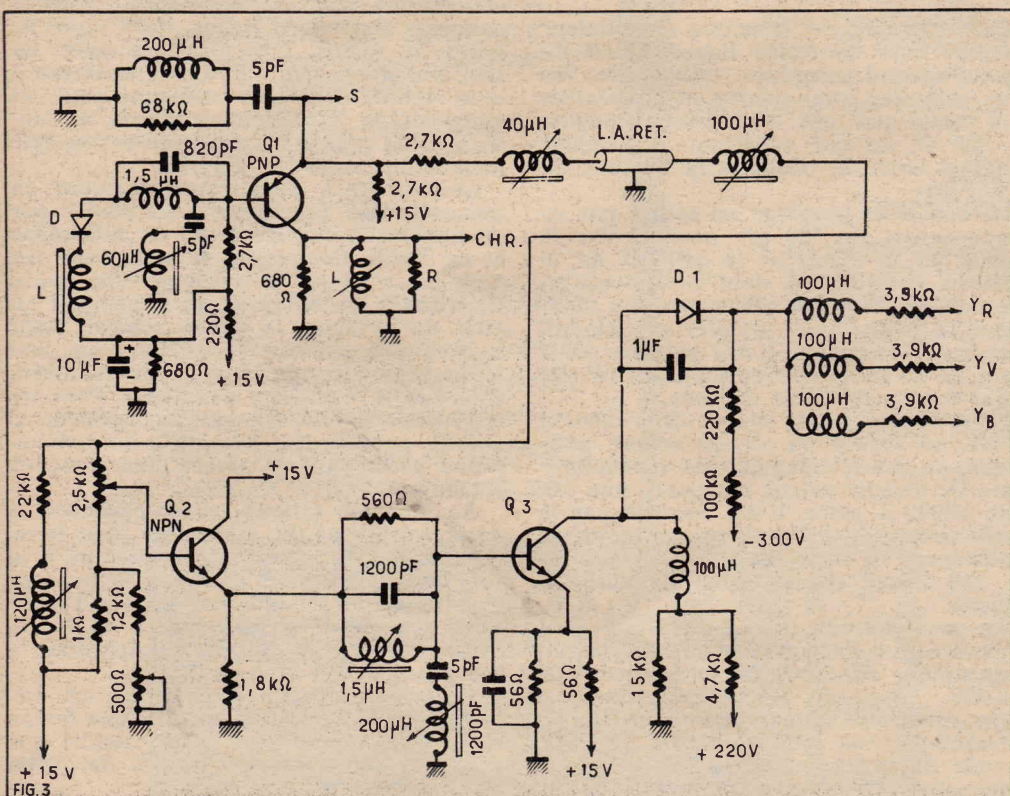


FIG. 3

Bases de temps bistandard pour téléviseurs en couleurs

par M. LEONARD

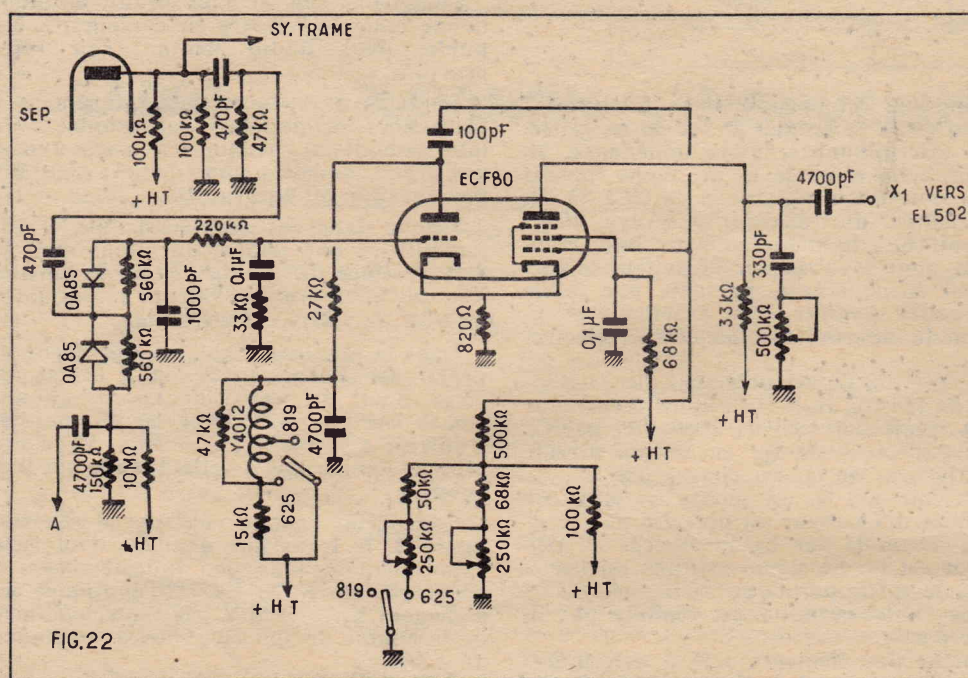


FIG. 22

Base de temps lignes

Nous avons décrit précédemment, la base de temps trame du montage complet de balayage bistandard proposé par Vidéon.

La base de temps lignes est, comme celle de trame, synchronisée par les signaux à impulsions fournis par les dispositifs séparateurs.

Elle comprend de nombreux circuits. La figure 22 donne le schéma de la partie qui précède la lampe finale de la base de temps lignes, EL502.

Sur la plaque de la lampe séparatrice, on prélève les signaux à impulsions trame et lignes. Ceux de lignes sont transmis au comparateur de phase, réalisé avec deux diodes OA85, après passage par un circuit RC du type différentiateur. Le point commun des deux diodes reçoit par conséquent, le signal synchro dont l'origine est celui transmis par l'émetteur.

Le même comparateur de phase reçoit sur une des diodes les impulsions « locales » de ligne venant, par le point A (que l'on retrouvera sur le schéma du circuit de puissance de la figure suivante) de la sortie de la base de temps lignes.

Le schéma de ce comparateur de phase est bien connu et est utilisé également dans les téléviseurs monochromes. Les diodes sont polarisées par le diviseur de tension 150 k Ω - 10 M Ω monté entre masse et + HT.

Un condensateur de 4700 pF et une résistance de 33 k Ω sont disposés entre le point A et la diode OA85.

On obtient ainsi, grâce au comparateur de phase une tension continue variable dont la valeur correspond au décalage entre les deux signaux comparés. Cette ten-

sion est filtrée par le circuit RC composé de 1000 pF, 220 k Ω et 0,1 μ F - 33 k Ω . Elle est appliquée à la grille de la triode de la lampe double, triode pentode ECF80 montée en multivibrateur.

Oscillateur de relaxation

Ce multivibrateur constitue l'oscillateur de cette base de temps lignes. Il est du type Potter à couplage cathodique, les deux cathodes étant réunies et connectées à la masse par une résistance commune de 820 Ω , ce qui constitue le premier couplage entre la triode et la pentode de la ECF80.

Le deuxième couplage est assuré par ce condensateur de 100 pF monté entre la plaque de la triode et la grille 1 de la pentode. Cet élément, dont le montage en pentode est respecté (dans certains montages, la pentode est montée en triode), l'écran étant relié au + HT par une résistance de 68 k Ω et découplé par 0,1 μ F. La grille 3 est reliée à la cathode.

Dans le circuit de plaque de l'élément triode, on trouve un circuit volant, améliorant le fonctionnement du multivibrateur. Ce circuit volant comporte une bobine Y4002 à prise. Il est accordé par le condensateur de 4700 pF sur la fréquence de balayage de lignes qui est de 20 475 Hz en 819 lignes et de 15 625 Hz sur 625 lignes.

La prise sur la bobine est établie de façon à ce que l'accord correct soit obtenu pour chaque standard, par le commutateur 819-625.

On remarquera que le commun de ce commutateur est relié au + HT afin que l'anode de la triode soit alimentée à travers son circuit. En position 625, on ne

trouve dans le circuit que la résistance de 27 k Ω 1 W, tandis qu'en position 819, une résistance de 15 k Ω s'intercale dans le même circuit, en se branchant en parallèle sur la partie du bobinage comprise entre les points 625 et 819. La totalité de cette bobine est shuntée par une résistance de 47 k Ω .

La fréquence de l'oscillation du multivibrateur ECF80 dépend de la tension appliquée à la grille de la triode, provenant du comparateur de phase.

Le réglage exact de la fréquence, pour chaque standard est établi à l'aide des deux potentiomètres de 250 k Ω du circuit de grille 1 de la pentode comportant un commutateur 625-819. En position 819, seul le potentiomètre de 250 k Ω relié à la masse est en circuit. On le règle pour obtenir la fréquence exacte puis on passe en position 625, ce qui branche le deuxième potentiomètre à la masse, permettant ainsi, sans toucher au réglage effectué, de régler sur 625 lignes.

La mise en forme du signal fourni par le multivibrateur est réalisée en réglant le potentiomètre de 500 k Ω en série avec 330 pF du circuit de plaque de l'élément pentode. Le point X₁ correspond à l'entrée du signal sur la lampe de puissance EL502 que nous retrouverons sur le schéma de la figure 23 qui représente le reste du montage de la base de temps lignes étudiée par Vidéon.

Circuits de puissance lignes

Nous avons indiqué dans le précédent article, que cette maison a établi, pour le balayage bistandard lignes, deux types de bases de temps, l'un classique avec un seul transformateur de sortie, analogue à ceux décrits dans cette rubrique pour les appareils de TVC monostandards, et l'autre à deux transformateurs de sortie, que nous allons analyser ci-après.

Le montage à deux transformateurs, en monostandard 625 lignes a été adopté par de nombreux constructeurs en Allemagne et en Italie. Comme on le sait, dans ces pays on a adopté le système PAL, mais, les circuits de balayage ne dépendent en rien du système, le même schéma étant valable quel que soit le système mais, toutefois, doit être réalisé selon le standard, c'est-à-dire le nombre des lignes. Pour les appareils de TVC français bistandards, il a fallu prévoir les dispositifs de commutation permettant de passer d'un standard à l'autre.

Le montage à deux transformateurs se caractérise par la séparation des fonctions. Un transformateur est réservé à la fonction balayage et l'autre à la production de la très haute tension (THT) qui doit être appliquée à l'anode finale du tube cathodique tricanon trichrome à masque.

Le transformateur de balayage est disposé dans le circuit de sortie d'une lampe de puissance pentode EL502 tandis que celui de THT, dans le circuit de sortie d'une lampe EL505.

Avec ce montage la haute tension générale est de 250 V seulement.

Schémas simplifiés

Avant d'analyser le schéma détaillé de la figure 23 qui se raccorde par les points X₁ et A à celui analysé plus haut (fig. 22), il est nécessaire de donner quelques explications sur le fonctionnement du montage « bitransfo » :

La figure 24 indique les éléments essentiels de ce montage, la pentode de gauche étant celle destinée à la fonction balayage et celle de droite à la THT, chacune étant associée à un transformateur distinct et à des diodes dont la fonction sera indiquée.

Le transformateur de balayage T₁ est identique à un transformateur de ce genre prévu pour le montage classique « mono-transfo » mais on a supprimé, évidemment l'enroulement de THT et celui de chauffage du filament du tube redresseur de THT.

Dans ces conditions, le calcul de détermination de ce transformateur est plus aisé. On a constaté que par ce procédé, la régulation de la largeur d'image peut être celui adopté dans les appareils de TVM, en utilisant une résistance VDR (résistance dont la valeur dépend de la tension à ses bornes).

D'autre part, T₂, transformateur de THT, associé à V₂ ne sert que pour la THT et est réalisé selon les procédés bien connus des appareils de TVM (monochromes).

La pentode V₂ peut être, comme V₁, commandée par le signal provenant de l'oscillateur de relaxation analysé plus haut.

Dans le primaire du transformateur de THT, T₂, il faut assurer le passage d'un courant suffisamment élevé. En raison de la séparation des fonctions, ce transfor-

mateur n'est pas chargé par le bobinage de déviation.

L'examen du schéma fait apparaître les avantages du montage bitransfo.

Comme le circuit de balayage est maintenant complètement séparé de celui de THT, on élimine automatiquement l'effet dit « ringing » (appel) qui résulte des selfs-induction de fuite du transformateur unique.

Les capacités parasites, dans le cas de deux transformateurs, sont réduites à celles du primaire, le tertiaire (THT) étant supprimé du transformateur de balayage T₁. Le temps de retour est réduit à tel point, grâce à cette diminution des capacités parasites qu'il est même nécessaire, pour qu'il ait la valeur prévue, de monter des capacités en parallèle sur le primaire de T₁.

Considérons maintenant le transformateur de THT, T₂ sur le schéma de la figure 24. Ce bobinage est indépendant du reste de la base de temps. Le temps de retour peut être allongé ce qui permet de faire fonctionner la lampe V₂ dans de meilleures conditions de rendement et de sécurité donc moins de consommation et moins de chances de pannes.

Dans le montage bitransfo proposé, le temps de retour est de 14 µs et le balayage n'est nullement gêné par cette valeur. Les lampes de balayage fonctionnent, comme dit plus haut dans d'excellentes conditions car elles n'ont à fournir chacune que la moitié de la puissance totale qui dans un montage mono-transfo est fournie par une seule lampe. Pour la lampe de THT, on ne lui prélève que la puissance nécessaire à la lumière dépendant du contenu de l'image en chaque instant.

Ainsi, pour une image très lumineuse, le courant des 3 canons du tube cathodique peut atteindre exceptionnellement

1 000 µA mais la valeur moyenne du courant dans les 3 canons sera généralement de 300 à 400 µA.

On montrera plus loin que le rendement dans le montage bitransfo est supérieur à celui du mono-transfo.

Régulation sans lampe « ballast »

Dans les montages mono-transfo pour bases de temps lignes des appareils de TVC, la THT est réglée par une lampe dite « ballast » qui fonctionne comme on l'a expliqué dans nos précédentes études : lorsque la THT tend à augmenter, la consommation de la lampe ballast est augmentée et l'effet produit est la diminution de la THT.

Dans le montage proposé, on a voulu utiliser une VDR comme dans les téléviseurs monochromes mais il est difficile de réaliser avec une VDR une source de résistance interne de valeur inférieure à 2 ou 3 MΩ.

La solution trouvée est dans l'emploi d'un étage amplificateur dans le circuit de réglage qui permettra d'atteindre la résistance interne réduite exigée. Ce montage est indiqué d'une manière simplifiée par le schéma de la figure 25, dans laquelle V₃ est la pentode amplificatrice.

La plaque de cette pentode V₃ est alimentée à partir d'impulsions positives prélevées sur ce transformateur T₂, dont la tension de crête est de 500 V environ.

La cathode de V₃ est connectée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance VDR reliée à un diviseur de tension qui permet le réglage de la haute tension, ce diviseur n'est pas indiqué sur la figure 25.

D'autre part, l'écran de V₃ est alimenté d'une manière classique à partir de la HT. La grille de commande de V₃ est alimentée à partir d'une tension à impulsions pré-

DECOUVREZ L'ELECTRONIQUE!

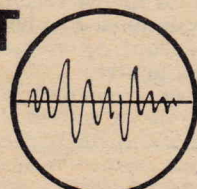
PAR



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

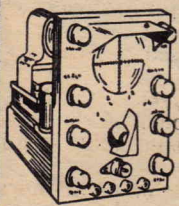


L'IMAGE

LA PRATIQUE

1 - CONSTRUISEZ UN OSCILLOSCOPE

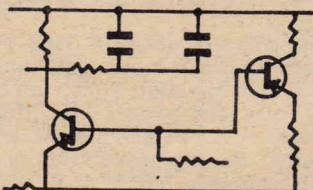
Le cours commence par la construction d'un oscilloscope portatif et précis qui restera votre propriété. Il vous permettra de vous familiariser avec les composants utilisés en Radio-Télévision et en Électronique.



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.

GRATUIT : sans engagement...brochure en couleurs de 20 pages. BON N° RP 23 (à découper ou à recopier) à envoyer à LECTRONI-TEC, 35 - DINARD (France)

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

LECTRONI-TEC



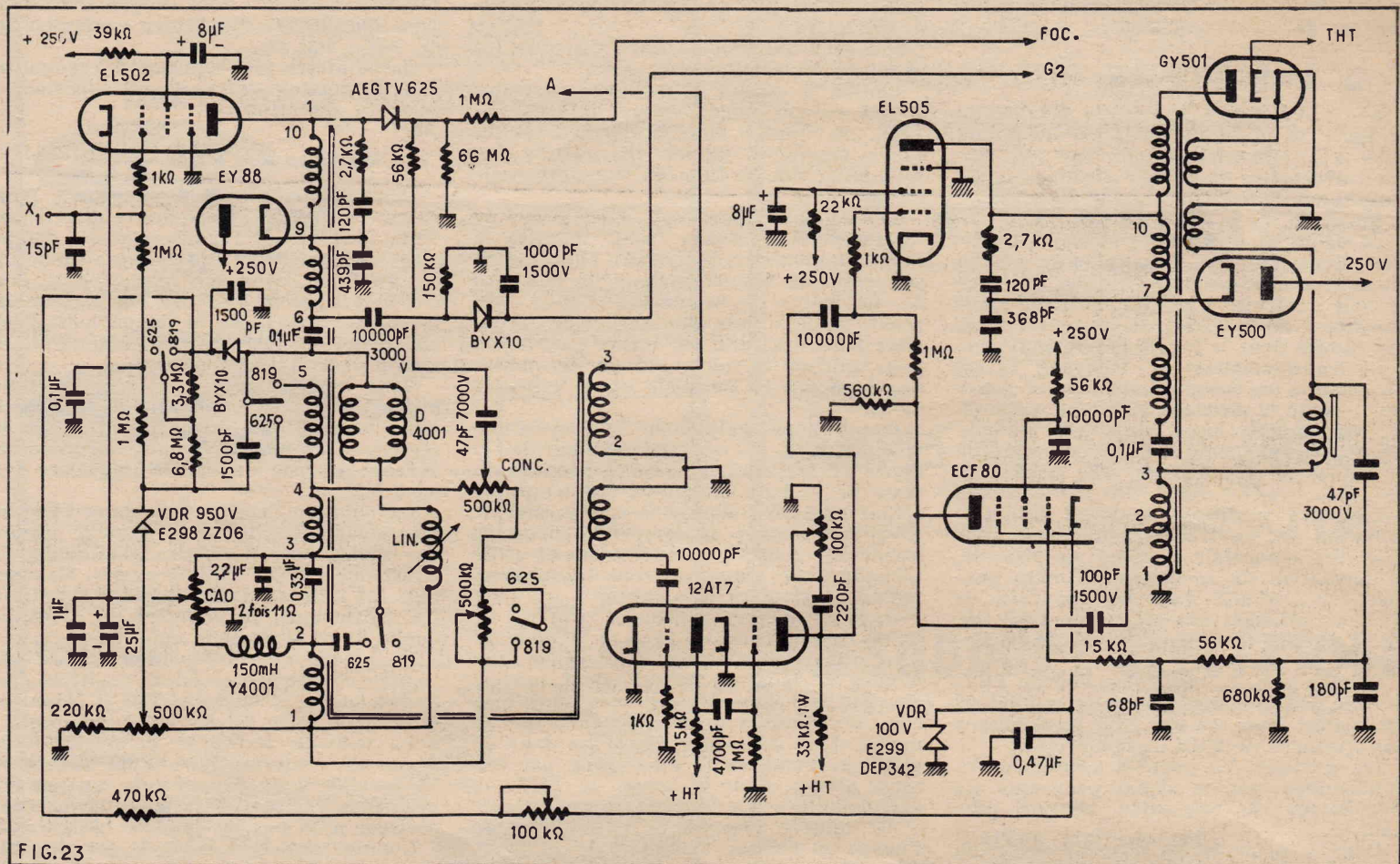


FIG. 23

levée sur la bobine de couplage du tertiaire avec le primaire qui sert lui-même au réglage de l'harmonique 3.

Il est clair que si la THT varie, il en est de même des courants des faisceaux cathodiques du tube. La diminution de l'amplitude des impulsions en provenance de l'enroulement de THT doit rendre la tension de polarisation de grille du tube de puissance V_2 plus négative et de ce fait le courant de V_2 diminue et la THT tend à augmenter.

Dans ces conditions, la résistance interne de la source de THT est, grâce à la régulation, de l'ordre de 800 kΩ.

Attaque de la lampe V_2

Pour les téléviseurs en couleurs bistandards, il y a lieu de tenir compte du passage d'un standard à l'autre, problème qui n'existe pas dans les appareils de TVC monostandards français et étrangers.

Les auteurs du montage proposé ici ont modifié le dispositif d'attaque de la lampe V_2 . Si la grille de V_2 reçoit le signal venant directement de l'oscillateur de relaxation et si pour une cause quelconque, il n'y a pas de balayage (panne dans le circuit de la lampe de puissance V_1 , figures 24 et 25), la partie du montage à lampe V_2 et transformateur T_2 , pourrait fonctionner; il y aurait de la THT sur le tube et pas de balayage donc destruction rapide du tube, élément le plus coûteux d'un appareil de TVC.

On a préféré alors de prélever la tension d'attaque sur le transformateur de balayage lignes c'est-à-dire T_1 . Pour que la tension d'attaque de la grille de V_2 ait la forme requise il a fallu interposer une lampe d'attaque avant la EL505 (V_2).

Cette amplificatrice de mise en forme est une double triode 12AT7.

Grâce à la solution adoptée pour la régulation de la THT, et l'emploi de la lampe de mise en forme, on a pu suppri-

mer la commutation de standard dans l'étage générateur de THT à lampe V_2 et transformateur T_2 .

Des mesures ont montré que dans le montage bistandard bitransfo, les lampes V_1 et V_2 travaillent avec une marge de sécurité très grande. La consommation en HT est de 10 W lorsque le courant moyen de faisceau est de 600 μ A, donc la même que dans un montage bistandard monotransfo.

La THT ne change pas de valeur lorsqu'on passe d'un standard à l'autre.

Le schéma pratique

Revenons au schéma pratique de la figure 23 de la partie « puissance » de la base de temps lignes bistandard bitransfo.

Ce schéma est une des versions proposées par Vidéon, version qui peut être suivie de variantes améliorées ou simplifiées. Il est donc conseillé à tous ceux qui désirent effectuer des essais pratiques, de s'assurer auprès du fabricant ou constructeur qui a proposé un schéma si celui-ci n'a pas subi entre temps des modifications.

Cet état de choses est général dans le domaine de l'électronique. Les schémas proposés à un certain moment sont excellents mais, en raison des progrès rapides sur les composants et de la découverte de procédés nouveaux, des dispositifs encore meilleurs seront proposés par la suite.

A noter que cette remarque s'applique à tous les montages de TVC analysés, il ne faut jamais considérer un schéma comme définitif, il y en aura toujours un autre encore meilleur après celui décrit.

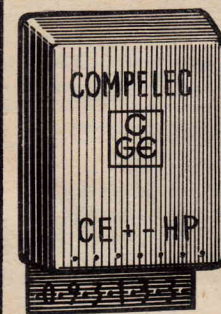
Sur le schéma de la figure 23, on reconnaît aisément les deux parties du montage bitransfo: la partie « balayage » à gauche avec $V_1 = EL502$ et la partie « THT » à droite avec $V_2 = EL505$.

Considérons d'abord la partie balayage.

TRANSISTOR... DÉPANNAGE...

Méthode accélérée à la portée de tous
Documentation sur demande

ASCOR-DIFFUSION R.P.
17 - LA RONDE



L'AFFAIRE DU MOIS

AMPLIFICATEUR BF

2 WATTS
PAR MODULE
INTEGRE

- Alimentation 9 volts continu.
- HP. 5 ohms.
- Entrée PU
- Contrôle de puissance.
- Contrôle de tonalité.
- Bande passante à 1 W : 30 à 20 000 Hz \pm 3 dB.
- Dimensions : 60 x 45 x 15 mm.

PRIX 21 F

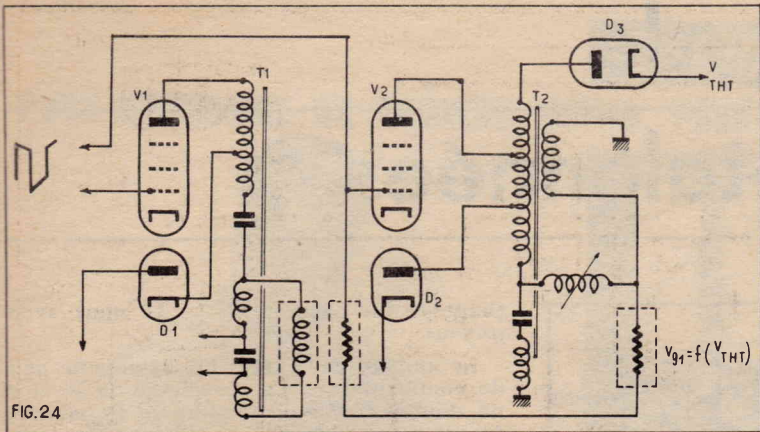
Frais d'envoi : 3 F. Expédition rapide contre mandat à la commande ou contre remboursement.

A TOUT ACHETEUR :
10 TRANSISTORS EN CADEAU

B. CORDE

159, quai de Valmy, Paris (X^e)
Métro : Château-Landon - Tél. : (BOL) 205-67-05

Concessionnaire :
CENTRAD, HEATHKIT, OPELEC



La EL502 reçoit les signaux provenant de l'oscillateur par le point X₁ (voir la fig. 22). La diode EY88 sert à la récupération donnant une HT augmentée sur la plaque de la lampe de puissance.

Le transformateur T₁, de balayage, est représenté en deux parties pour rendre plus clair le schéma.

On identifie aussi la diode « AEG TV 625 » redressant les impulsions existant sur la plaque de la lampe EL502. La HT apparaissant sur la cathode de cette diode est transmise aux grilles de concentration (FOC) du tube cathodique. Elle est réglable à l'aide du potentiomètre « CONC » de 500 kΩ, relié au point 4 du transformateur. Un commutateur 625-819 permet le réglage correct de la concentration dans les deux standards. Il faut régler d'abord avec le potentiomètre « CONC » en position 819 dans laquelle l'autre potentiomètre est en court-circuit. On passe ensuite en position 625 et sans toucher au réglage effectué, on ajuste le deuxième potentiomètre de 500 kΩ.

Une diode BYX10, reliée au point 6 du transformateur, par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 000 pF 3 000 V service, donne sur la cathode, une HT de l'ordre de 900 V, destinée aux grilles 2 du tube cathodique tricanon, le filtrage étant assuré par un condensateur de 1 000 pF 1 500 V service.

La linéarité se règle avec la bobine « LIN » reliée au point 1 du transformateur.

On modifie le circuit de récupération à l'aide du commutateur associé au bobina-

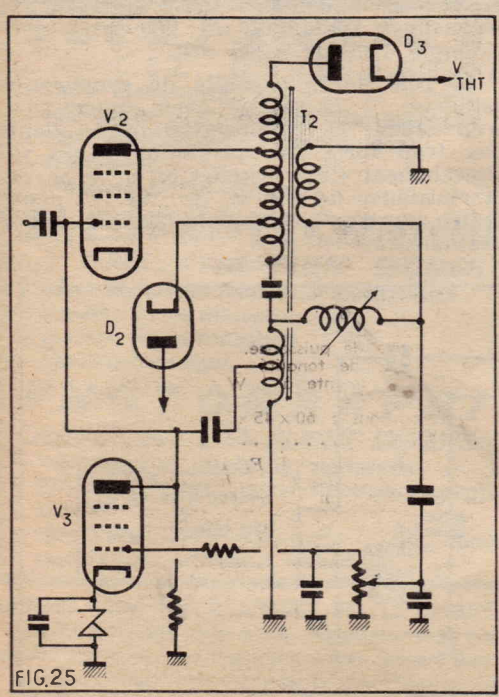


FIG. 25

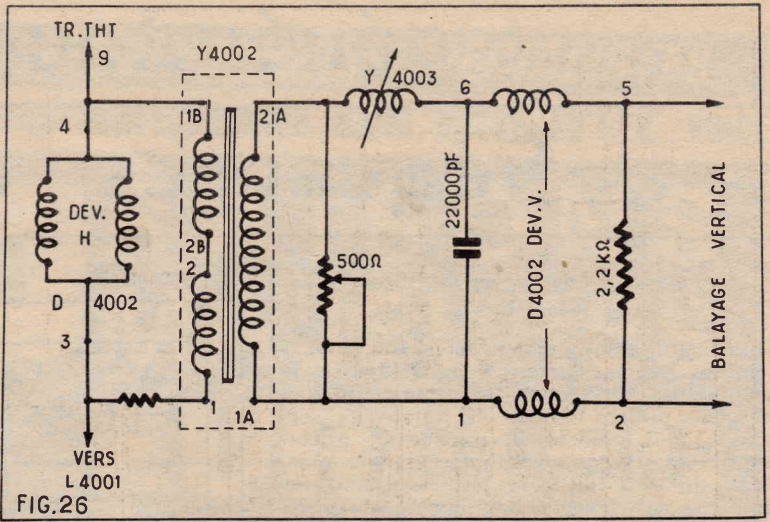


FIG. 26

Circuits de convergence

nage 4-5. En position 625, le bobinage 4-5 est hors-circuit.

Passons au circuit THT. La lampe de puissance EL505 est, comme on l'a expliqué plus haut, précédée de la 12AT7. L'élément triode de gauche de cette double triode reçoit le signal du transformateur de sortie de balayage, par l'intermédiaire d'un condensateur de 10 000 pF. Le signal amplifié est transmis de la plaque du premier élément à la grille du second, puis de la plaque du second élément au réseau qui attaque la grille de la EL505. Il est donc clair que si le balayage est absent, la EL505 ne reçoit pas le signal et la THT ne peut se produire, donc sécurité pour le tube cathodique.

La ECF80, élément pentode, est la régulatrice de THT.

On remarquera aussi la diode de récupération EY500 pour donner la HT augmentée à la plaque de la EL505 et, évidemment, la GY501 qui donne sur la cathode la THT, la plaque recevant le signal à impulsion de très haute tension; le filament est chauffé par un secondaire du même transformateur de sortie T₂.

Les deux bobines en parallèle D 4001 sont celles de balayage lignes du bloc de déviation. Il existe aussi un bloc D 4002 qui s'utilise dans le montage monotransfo.

La correction en coussin

Nous avons exposé précédemment le problème de la correction « en coussin » autrement dit, la contre-déformation réalisée pour rendre l'image rectangulaire sans correction, l'image aurait une forme en coussin. La correction des côtés latéraux se nomme généralement correction est/ouest et celle des côtés haut et bas est la correction nord/sud.

Pour réaliser la correction il faut moduler le courant de déviation de manière à ce que la déviation soit augmentée à mesure que le spot se rapproche du milieu de l'image, aussi bien dans le cas de la déviation horizontale que dans le cas de la déviation verticale. On a décrit précédemment des montages à transducteur unique assurant seul et en même temps, les deux corrections, « est/ouest » et « nord/sud ».

Vidéo propose une solution un peu plus compliquée mais donnant de meilleurs résultats en utilisant deux transducteurs, l'un pour la correction est/ouest et l'autre pour la correction nord/sud.

Le montage plus simple de la figure 26 est celui classique utilisant les bobinages Y4003 et Y4002 branchés entre les bobines de déviation verticale (à droite) et celles de déviation horizontale (à gauche).

Analogues à ceux décrits précédemment, les circuits de convergence bistandard comportent la commutation 625-819 lignes pour la convergence « horizontale » et la convergence latérale. Ceux de convergence verticale ne sont pas commutés et ne comportent pas de bobines autres que celles du bloc de convergence radiale.

L'ensemble de convergence se complète avec celui de pureté. La technologie du matériel de convergence est importante et il convient de savoir que toutes les pièces qui sont adoptées pour un tube cathodique déterminé, doivent être de la même marque et de plus, être prévues pour fonctionner ensemble selon un schéma qui leur convient.

Le circuit de convergence peut être monté sur le châssis du téléviseur ou sur une platine séparée dont les réglages soient aisément accessibles au metteur au point, au dépanneur et à l'installateur.

En général, on accède à ces réglages soit sur le panneau avant du téléviseur, soit sur les côtés ou même à l'arrière. Il est prudent de faire en sorte que l'utilisateur ne puisse le confondre avec les réglages normaux de l'appareil de TVC, dont il a besoin pour obtenir les émissions en couleurs 625 lignes et celles en noir et blanc 625 et 810 lignes.

Les circuits de convergence seront décrits dans notre prochaine étude.

**EN ÉCRIVANT
AUX ANNONCEURS
RECOMMANDEZ
VOUS
DE RADIO-PLANS**

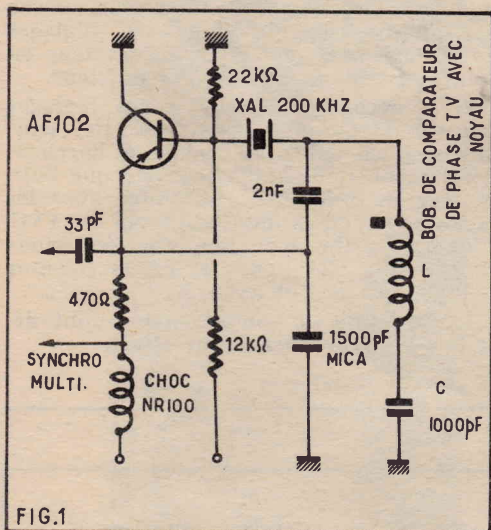
générateur de fréquences étalonnées

Généralités

Lors du montage de récepteurs, l'amateur se heurte souvent à la difficulté de l'étalonnage du cadran. L'appareil décrit ci-après pourra rendre de nombreux services — il a servi en particulier à étalonner les six gammes d'un récepteur classique de 16 à 100 MHz de 200 en 200 kHz ainsi qu'à l'étalonnage d'une moyenne fréquence variable genre Collins de 3,6 MHz à 4,2 MHz de 20 en 20 kHz.

Il se compose d'un transistor AF102 oscillant sur trois fréquences précises 200 kHz, 1 000 kHz, 4 000 kHz grâce à 3 cristaux. Les harmoniques de 200 kHz se perçoivent aisément jusqu'à 100 MHz. Les deux derniers cristaux ont essentiellement pour but de dégrossir la mesure (après un étalonnage sommaire au grip dip) et d'éviter toute incertitude sur l'harmonique 200 kHz reçu. Seul le Xal 200 kHz a besoin d'être précis (voir plus loin comparaison avec Droitwitch), les deux autres servant à situer la fréquence n'ont pas besoin d'être très précis (*).

Un second transistor AF114, monté en blocking et synchronisé par le premier (division de fréquence par 10) oscillant sur le 200 kHz, fournit le 20 kHz.



Schémas de principe

L'oscillateur est du genre « Clapp » à transistor (à sa fréquence d'utilisation le Xal se comporte comme un court-circuit), voir figure 1. Trois ensembles LC oscillant respectivement sur 200 kHz, 1 000 kHz, 4 000 kHz sont associés aux Xals. Pour les deux premiers il s'agit de bobines de récupération. La première vient d'un « circuit volant » de TV (accordé par 50 nF sur la fréquence lignes : environ 20 kHz) et débobinée d'environ 50 % — une ancienne bobine GO doit pouvoir convenir. La seconde est un bobinage d'accord PO partiellement débobiné.

(*) A titre indicatif le Xal 4 000 kHz est un Xal 3 840 kHz acheté 20 F et frotté sans précautions spéciales sur une toile émeri (une soignée de travail environ). Malgré ce traitement barbare l'activité n'avait diminué que de 32 %.

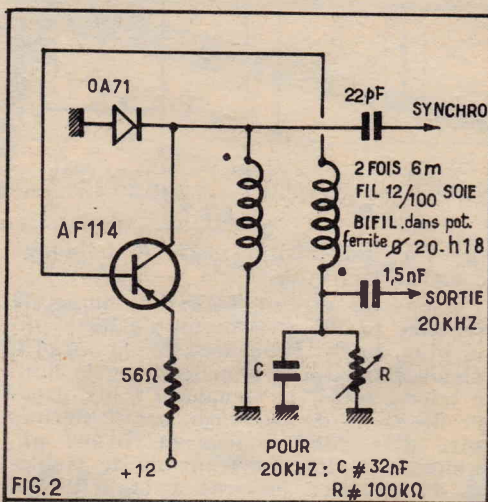


FIG. 2

Le montage indiqué figure 3 A permettra de sélectionner facilement ces bobines : le CV — vieux bloc 3×490 pF — réglé, on obtient un maximum sur le voltmètre lorsque l'hétérodyne passe sur 200 kHz ou ses « sous-harmoniques » 100 kHz... A noter la partie encadrée en pointillé : il s'agit d'une sonde HF qui pourra rendre service jusqu'à 500 MHz, le tout est enfermé dans un petit tube alu de pharmacie, elle donne la mesure crête à crête de la tension alternative HF mesurée (voir fig. 3 B).

Le CV pourra servir également lors des réglages.

Pour le 4 000 kHz la capacité C est supprimée (voir fig. 5), le montage oscillateur devient un « colpitts ».

La bobine est constituée de 11 spires 7/10 sur un mandrin polystyrène $\varnothing 14$

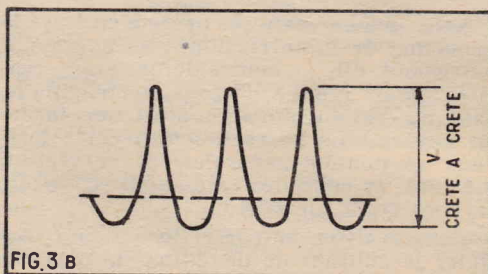
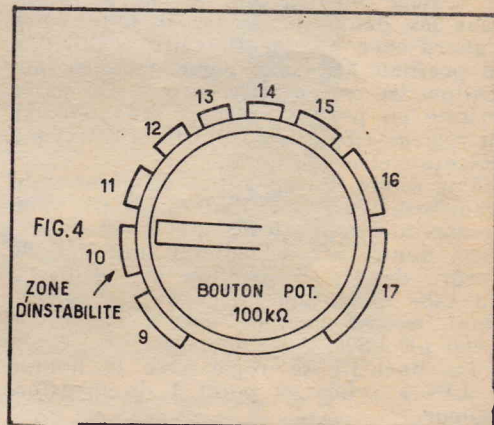


FIG. 3 B

(hauteur du bobinage $h = 18$ mm) avec noyau).

Le montage blocking (fig. 2) appelle peu de commentaires. La résistance de 56Ω a un double rôle : protection du transistor, faciliter le déblocage (« storage time »), en limitant sa saturation. La diode de « récupération » OA71 peut avec avantage être remplacée par une OA85 (diode à pointe de commutation ayant une tension inverse plus élevée). Suivant la rotation du potentiomètre le blocking se synchronise sur différents harmoniques (voir figure 4) séparés par des zones d'instabilité. On entend nettement le passage d'une plage à une autre sur un récepteur réglé sur une fréquence quelconque non multiple de 200 kHz par exemple, 4 100 kHz.

La figure 4 est l'exacte reproduction de l'inscription du couvercle de l'appareil. Bien entendu seul l'harmonique 10 est in-



teressant : on vérifiera que l'on obtient bien neuf battements zéro entre deux fréquences distantes de 200 kHz par exemple 4 000 et 4 200 kHz.

Le rôle de la capacité de synchronisation $c_s = 22$ pF est assez important ; trop faible, la synchronisation ne tient pas, trop forte les différentes plages se chevauchent. Cette synchro est prise après la résistance de 470Ω , de l'AF 102 pour éviter un trop grand couplage blocking-oscillateur.

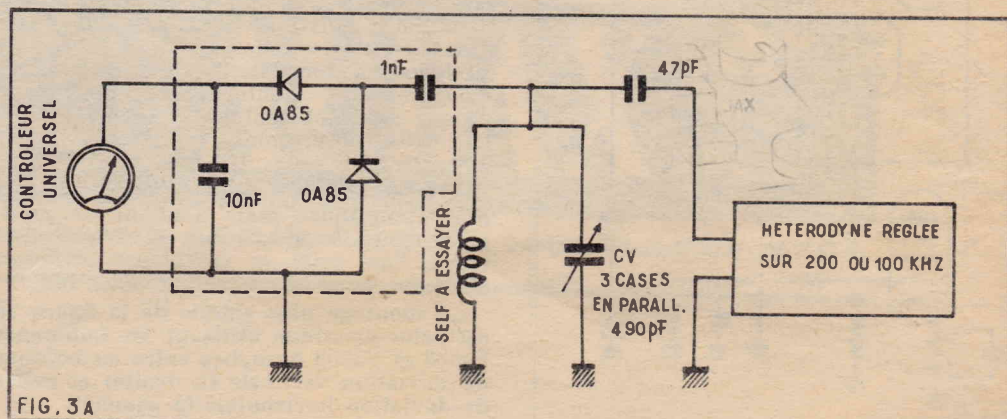


FIG. 3 A

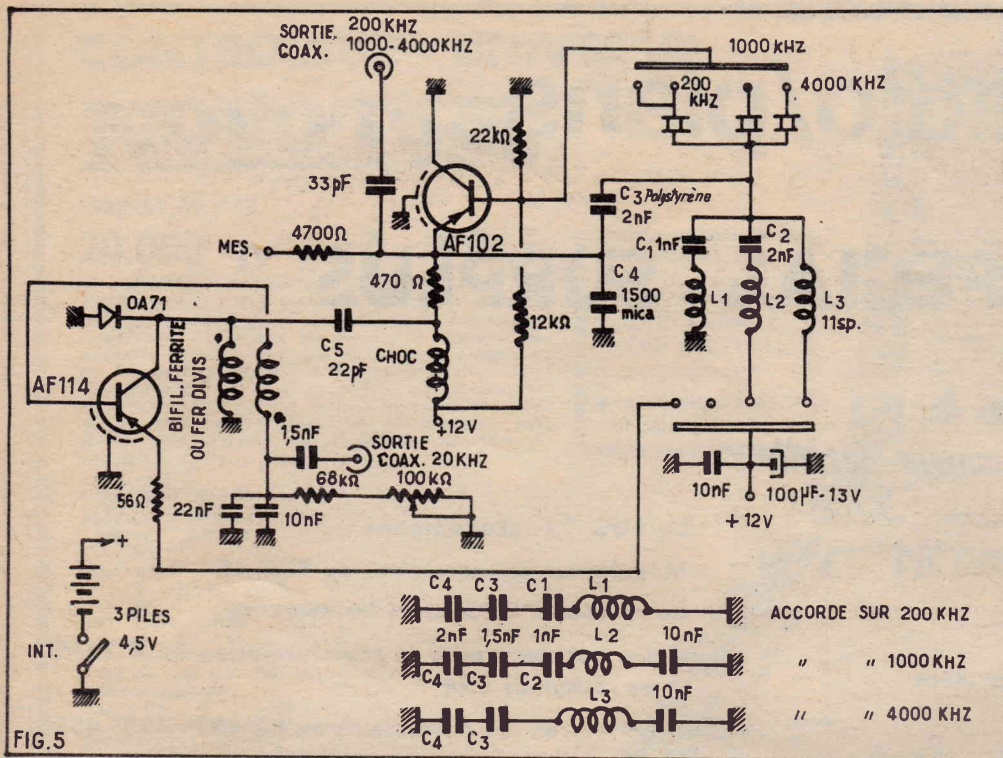


FIG. 5

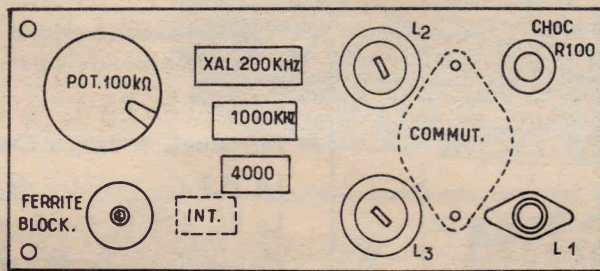
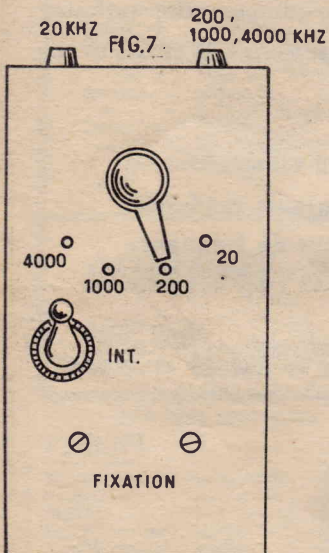


FIG. 8

ment. On notera que l'ensemble $L_1 C_1$ reste en parallèle sur les ensembles $L_2 C_2$ et $L_3 C_3$ lors de leur fonctionnement sur les fréquences correspondantes — ceci n'est pas gênant, L_1 se comportant comme une self de choc à des fréquences cinq et vingt fois plus élevées (voir fig. 5).

Réalisation (fig. 6, 7 et 8)

L'ensemble est logé dans un boîtier en tôle de cuivre 8/10 pliée et soudée formant caisson. Dimensions : 200 × 60 × 32 mm. Un compartiment séparé contient les piles. Une tôle en U tenue par 4 vis forme couvercle.

Le montage proprement dit est logé sur une feuille de tôle 3/10 d'épaisseur supportée par deux petites colonnettes et l'écrou central du contacteur (dimensions : 50 × 140 mm). Le câblage est effectué moitié au-dessus : AF114, moitié au-dessous : AF102.

Réglages

On suppose les bobines L_1 et L_2 dégrossies. On remplace C_1 par la capacité d'essais (3×490 pF en parallèle). En branchant un contrôleur universel entre le point marqué MES et le + batterie, on observe le creux de courant indiquant l'oscillation sur la fréquence Xal. On choisit un point de réglage stable sur le côté « doux » de la courbe (fig. 9) : le montage doit démarrer franchement lors de l'application du 12 V. Le CV d'essai est alors remplacé par une capacité approchante : 1 nF de réglage étant rattrapé par le

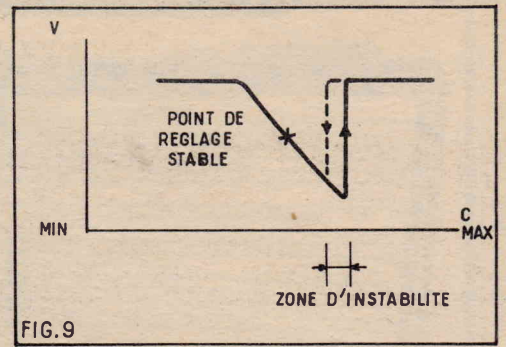


FIG. 9

noyau de L_1 . Mêmes réglages pour les fréquences 1000 kHz, 4000 kHz. On pourra alors vérifier la coïncidence très voisine des trois cristaux sur une fréquence telle que 8000 kHz.

En ce qui concerne le Xal 200 kHz, une très bonne vérification de son exactitude est la comparaison avec l'émetteur anglais GO Droitwich (longueur d'onde 1500 mètres, soit 200 kHz). Il suffit d'approcher du montage en fonctionnement un récepteur transistors réglé sur cette émission (environ 30 cm). Il apparaît une sorte de fading rapide qui hache la réception. On retouche le noyau de L_1 pour rendre le fading aussi lent que possible.

En ce qui concerne le blocking on règle le pot 100 V de façon à obtenir une note pure dans le récepteur d'essai... Ceci correspond à la plage de réglage d'un harmonique bien défini. On règle le pot 100 kΩ de façon à démultiplier par 10 : neuf battements zéro entre deux battements 300 ou 200 kHz précédemment repérés.

On retouchera éventuellement la résistance 56 Ω et la capacité C_1 - 22 pF pour le meilleur résultat.

Lors des essais on pourra avec avantage réduire la tension de blocking à 8 V.

L. GILLES

LA DX-TV

(Conseils pratiques)

a reçu et photographié le même jour, sur canal E8 (correspondant à notre F9-F10) : Bruxelles R.T.B., l'Allemagne de l'Ouest, I.T.A. anglaise et sur la bande 4 et 5 de nombreux postes Allemands C25, C28, C42 et Bilbao 2^e chaîne sur C48.

Préampli-Antenne

Ces préamplis sont très utiles et devraient être intercalés sur le câble de descente le plus près de l'antenne, mais étant difficilement adaptables aux différents canaux à la fois, il est donc préférable d'en avoir un pour chaque canal et à proximité du téléviseur ; quant au gain, il est certain, mais à condition de recevoir déjà quelque chose sur l'écran, car :

$$0 \times 0 = \text{toujours } 0$$

Nous aurons l'occasion, dans un prochain article, de décrire celui en service sur notre station DX.

CLERAT.

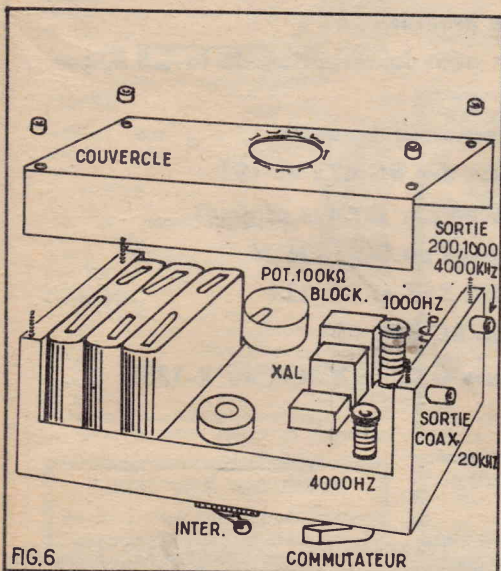


FIG. 6

Schéma d'ensemble

Le schéma de l'ensemble est un peu plus compliqué, car l'on a cherché à utiliser un contacteur de deux galettes seule-