

radio plans

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

XXVIII^e ANNÉE
N° 167 — SEPTEMBRE 1961

1.25 NF

Prix au Maroc : 144 FM

Dans ce numéro :

Le nouveau standard français
et le deuxième programme

★

A la recherche du déphaseur idéal

★

L'amateur et les surplus :

La SSB

★

Antiparasitage image
d'adaptation facile

★

Améliorons notre récepteur

★

Récepteur à 5 transistors
sans transfo de sortie
et à circuits imprimés

etc..., etc...

et

**LES PLANS
EN VRAIE GRANDEUR**

d'un

ÉLECTROPHONE 4 VITESSES
A CHANGEUR AUTOMATIQUE DE DISQUES

d'un

INTERPHONE A TRANSISTORS

et de ce

RÉCEPTEUR AM-FM STÉRÉOPHONIQUE



ABONNEMENTS :

Un an NF 13.50

Six mois .. NF 7.00

Étranger, 1 an. NF 16.75

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

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

**DIRECTION -
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS**

43, r. de Dunkerque,

PARIS-X^e Tél. : TRU 09-92

G. C. Postal : PARIS 259-10

LE NOUVEAU STANDARD FRANÇAIS ET LE DEUXIÈME PROGRAMME

par MICROMEGAS

Le second programme de la Télévision n'est sans doute pas pour demain, mais sa création est décidée. Tout ce qu'on peut préciser aujourd'hui, c'est qu'il sera transmis dans la bande IV et en 625 lignes. Les nouvelles « normes » ont été définies (très approximativement) dans un « Arrêté » du Ministère de l'Information publié au « Journal Officiel » le 15 juin dernier. Il nous semble indispensable de faire de tout cela, une mise au point à l'usage des lecteurs de « Radio-Plans ».

L'Arrêté.

La partie techniquement intéressante du texte officiel est l'article premier que nous reproduisons ci-dessous.

MINISTÈRE DE L'INFORMATION

Normes des émissions de télévision dans les bandes de fréquences comprises entre 470 et 960 MHz (bande IV).

Le ministre de l'information,

Vu l'ordonnance n° 59-273 du 4 février 1959 relative à la radiodiffusion française.

Sur le support du directeur général de la Radiodiffusion-Télévision Française.

Arrête :

ART. PREMIER. — Les caractéristiques essentielles des émissions de télévision dans les bandes de fréquences comprises entre 470 MHz et 960 MHz sont fixées comme suit :

Nombre de lignes par image : 625 lignes;

Nombre d'images entières par seconde : 25 images;

Largeur du canal hertzien défini comme l'écart récurrent entre porteuses homologues successives dans le spectre : 8 MHz;

Ecart en fréquence des porteuses image et son d'une même émission : 6,5 MHz;

Modulation de la porteuse image : en amplitude et positive;

Modulation de la porteuse son : en amplitude.

ART. 2. — Le directeur général de la Radiodiffusion-Télévision Française est chargé de l'exécution du présent arrêté, qui sera publié au « Journal Officiel » de la République française.

Fait à Paris, le 3 juin 1961.

Il faut maintenant tirer de ce texte, comme dit Rabelais, la *substantifique moelle* ou, en d'autres termes, essayer d'en déduire des conséquences pratiques.

Notre « 819 » lignes.

Adopter la définition européenne de 625 lignes, c'est implicitement reconnaître que la définition de 819 lignes était une erreur.

En ce qui me concerne, je l'ai toujours pensé. Une installation à 819 lignes est notablement plus coûteuse (30 %, sans doute, aussi bien à l'émission qu'à la réception? *Théoriquement*, elle fournit des images plus fines, plus détaillées. On nous avait promis *les plus belles images du monde*. Cela aurait pu être vrai. En fait cela supposerait qu'on utilise constamment toutes les possibilités d'une image à 819 lignes. Il faudrait d'abord que les installations de prise de vue soient constamment utilisées à l'extrême limite de leurs possibilités techniques. Or, toute exploitation suppose une marge de sécurité importante. Cela interdit l'emploi des tubes de prise de vue les plus sensibles, comme les tubes *image-orthicon* dont la définition ne dépasse pratiquement pas 600 à 700 lignes. Et, par voie de conséquence, cela oblige à prévoir un éclairage beaucoup plus important des studios... pour permettre l'emploi de tubes à plus grande définition (Super-icône ou Photicon).

En réalité, les images transmises par la R.T.F. étaient beaucoup plus belles, il y a quelques années. L'Administration a implicitement renoncé à travailler sur la corde raide des acrobaties techniques et utilise délibérément et de plus en plus, des procédés bien commodes, comme l'horrible kinescope » ou l'abominable « magnétoscope ». Elle sacrifie ainsi sans vergogne, la définition.

Certaines des images ainsi traitées ont une définition réelle qui correspond à moins de 400 lignes...

Le récepteur à 819 lignes est plus coûteux.

Il n'en demeure pas moins que ce renoncement n'apporte aucun bénéfice au téléspectateur. Il est toujours dans l'obligation d'utiliser un récepteur à 819 lignes. Mais pourquoi ce récepteur est-il plus coûteux qu'un récepteur à 625 lignes?

Cela peut s'expliquer en quelques mots : La bande passante est beaucoup plus large. Il faut, en pratique, deux fois plus de largeur, car la bande de fréquence occupée croît comme le carré de nombre de lignes. Le rapport entre 819 et 625 est de 1,3 environ, dont le carré est d'environ 2...

Or, la sensibilité d'un étage amplificateur est en rapport inverse avec la largeur de bande. Doubler la bande passante, c'est donc diviser la sensibilité par deux... Il faut donc prévoir un récepteur comportant un nombre plus élevé d'étages amplificateurs pour arriver au même résultat.

Autre conséquence importante : la puissance dépensée dans le circuit de balayage horizontal est beaucoup plus grande. C'est particulièrement important quand on utilise des tubes de balayage à grand angle (110°). Pour balayer les nouveaux tubes images, il a fallu créer des lampes de balayage spéciales : celles qu'utilisaient les autres pays (Etats-Unis, Allemagne, etc.), étaient insuffisantes.

Enfin, la précision de la synchronisation doit être nettement plus grande.

Il y a enfin, les conséquences qu'on peut qualifier d'internationales. L'espace hertzien est limité. On ne peut réserver à la télévision qu'une certaine bande de fréquences. Suivant son importance, chaque pays se voit allouer un certain nombre de « canaux ». Chacun de ces canaux correspond à une émission normale européenne sur 625 lignes. Pour loger nos émissions en 819 lignes, il

N.D.L.D. — En particulier, les images transmises en direct le 14 juillet depuis les Champs-Élysées étaient effroyablement mauvaises. Elles correspondaient à moins de 400 lignes.

SOMMAIRE DU N° 167 SEPTEMBRE 1961

Le nouveau standard français et le deuxième programme.....	15
Electrophone 4 vitesses à changeur automatique de disques 12AU7 - EL84 - EZ80.....	18
Techniques étrangères.....	22
Le cathodyne.....	27
Récepteur AM-FM EF80 - ECH81 - EF89 - EM84 - EZ81 - EL84 - ECC83 (2) - EL84.....	31
Parlons électronique.....	39
Petits montages à transistors.....	45
L'amateur et les surplus.....	48
Antiparasitage image d'adaptation facile.....	51
Améliorons notre récepteur.....	52
Récepteur à 5 transistors.....	55
Interphone à transistors : 991T1 - 988T1 (2).....	58
Tubes professionnels à bas prix.....	61



PUBLICITÉ :

J. BONNANGE

44, rue TAITBOUT

- PARIS (IX^e) -

Tél. : TRINITÉ 21-11

Le précédent n° a été tiré à 42.118 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaïre, Sceaux.

a fallu accoler deux « canaux » européens. Ainsi la France a disposé de deux fois plus de canaux qu'un autre pays de même importance. Tous ces canaux étaient jusqu'à présent répartis dans les bandes I (vers 40 MHz) et III (vers 200 MHz). Mais il n'y a plus aucune place. De plus de nombreuses interférences se produisent. D'où nécessité d'utiliser la bande IV qui se situe entre 470 et 969 MHz.

Pourquoi 625 lignes ?

Ce qui précède répond déjà à cette question. Il y a encore d'autres raisons impérieuses. Quand la R.T.F. reçoit des images d'Italie, d'Allemagne ou d'ailleurs, il s'agit de signaux correspondant à une définition de 625 lignes. Il faut transformer ces signaux pour en faire du 819 lignes. Nos techniciens ont mis au point des *convertisseurs de définition*. Tout en rendant hommage à leur ingéniosité, remarquons qu'il serait beaucoup plus simple de ne rien convertir du tout... Ce serait précisément le cas, si la R.T.F., comme tous les pays européens (à l'exception de la Grande-Bretagne) avait adopté la définition mondiale de 625 lignes.

Il est juste d'ajouter que les actuels dirigeants de la R.T.F. ont « hérité » du 819 lignes et que, en cette matière, on pouvait prétendre qu'un « recul » était impossible...

Ce recul, j'ai le sentiment que nous sommes sur le point de l'effectuer sous le couvert de la bande IV... et par étapes successives.

L'arrêté reproduit ci-dessus constitue une première étape.

* *

Notons enfin que, sans le dire trop ouvertement, toutes les « télévisions » d'Europe pensent à la transmission d'images en couleurs. Or, avec la « couleur », il ne saurait être question de « convertisseur » de définition. Il faut donc, si l'on veut échanger — plus tard — (sans doute beaucoup plus tard) des programmes en couleurs, s'aligner sur la majorité européenne.

* *

Il y a d'ailleurs bien longtemps que la R.T.F. pense au standard de 625 lignes et à la couleur.

J'ai sous les yeux un texte officiel émané de la Direction des Services Techniques — de la R.T.F. Service des Etudes — en date du moins de septembre 1959. Enregistré sous la référence :

ANNEXE

Document n° 8743.

Et dans lequel on peut lire notamment : Il est envisagé de diffuser dans la seule bande IV, sans modification du réseau actuel, en bande I et III,

— Un programme en 819 lignes en noir et blanc exclusivement ;

— Un programme en 625 lignes *pouvant recevoir la couleur* (c'est moi qui souligne ces derniers mots).

Ce projet de standard de 1959 était prévu avec la disposition que nous indiquons figure 1...

Bien entendu, tout ceci n'est donné que sous les plus expresses réserves et à titre purement documentaire.

Les « normes » nouvelles de la R.T.F., telles qu'elles sont publiées dans le *Journal Officiel*, ne sont pas les normes adoptées par la plupart des pays européens, lesquelles correspondent, d'ailleurs, à très peu de chose près, aux normes utilisés dans le monde entier, y compris les pays de l'Est et la totalité du continent américain. Elles en diffèrent en deux points essentiels :

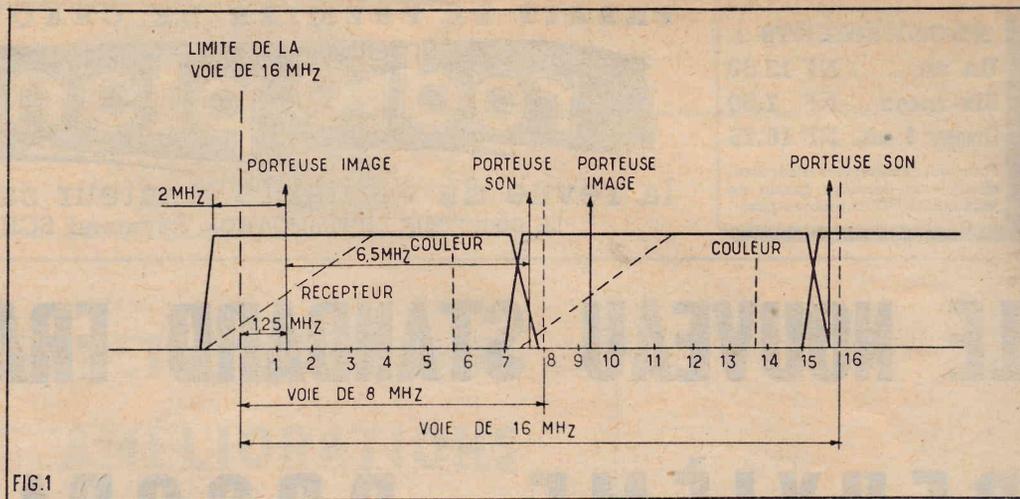


FIG.1

1° Le sens de la modulation de lumière (négative dans le standard mondial, positive dans notre nouveau standard);

2° Le mode de transmission du « son ». Celui-ci est transmis en modulation de fréquence, dans le standard mondial il est prévu en modulation d'amplitude dans les nouvelles normes françaises ;

3° L'écart entre les deux ondes porteuses est différent. Il est de 5,5 MHz dans le standard C.C.I.R., il est de 6,5 MHz dans le nouveau standard français. Rappelons qu'il est de 11,15 MHz dans le standard français actuel avec 819 lignes.

Que résulte-t-il de ces différences ?

C'est très simple. Il résulte de tout cela qu'il est impossible de construire un récepteur permettant de recevoir les images du nouveau standard français et celles du standard C.C.I.R. sans commutation interne.

Il ne suffit pas de commuter le circuit d'entrée au moyen du rotacteur. Il faut agir sur le son et sur le sens de la modulation de lumière. En réalité, il faut construire un appareil bi-standard et, si l'on veut recevoir, à la fois, les standards actuels à 819 lignes français, et à 625 lignes d'Europe, ainsi que le nouveau standard à 625 lignes français, il faut prévoir un appareil tri-standard.

Pourquoi ne pas avoir adopté le 625 lignes C.C.I.R. ?

Si l'on posait cette question aux responsables des nouvelles normes françaises on recevrait probablement la réponse suivante :

« Dans le standard C.C.I.R., le son est en modulation de fréquence. On ne peut pas adapter les circuits « son » des récepteurs actuels à la réception d'une émission en modulation de fréquence. Ni les caractéristiques des circuits de moyenne fréquence, ni surtout, celles de la détection ne peuvent convenir. En particulier, il faut remplacer le détecteur par un *discriminateur*, ce qui est tout à fait différent. Il faut prévoir un circuit limiteur. Cela implique au minimum le changement du dernier transformateur de fréquence intermédiaire — et — par conséquent — un nouveau réglage d'alignement des circuits. »

Et tout cela est parfaitement exact. Mais, à la réflexion, cela n'a de valeur que si l'on peut réellement transformer les anciens appareils pour les adapter à la réception des émissions faites dans la bande IV, c'est-à-dire entre 470 et 960 MHz, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 64 cm et de 31,5 cm...

La première question à se poser concerne la portée réelle de ces ondes dites *décimétriques*.

La portée des ondes décimétriques.

On a cru naguère que les ondes de la télévision actuelles, c'est-à-dire les ondes métriques se propageaient comme la lumière et que le moindre obstacle les arrêtait. On a reconnu par la suite qu'il y avait beaucoup d'accommodement avec ce principe rigide.

L'émetteur de Paris, malgré qu'il soit spécialement mal placé au fond de sa cuvette parisienne, est reçu confortablement à 100 km. Avec des émetteurs beaucoup mieux placés, comme Bourges (Neuvy-les-Deux-Clochers), des portées supérieures à 200 km ne sont pas impossibles. Dans les deux cas, il ne peut pas s'agir de visibilité entre les antennes réceptrices et émettrices. La diffraction joue un rôle fort important.

En sera-t-il de même avec les ondes décimétriques ?

— Assurément non. Il serait très imprudent de compter sur des portées dépassant une quarantaine de kilomètres autour d'un émetteur, même si la condition de visibilité est théorique et respectée.

Les ondes décimétriques sont très rapidement absorbées.

Bien entendu, la portée dépendra largement de la puissance des émetteurs (sur laquelle nous ne savons rien). Mais quelle que soit cette puissance, je ne pense pas qu'il soit possible de couvrir les mêmes surfaces qu'avec les émetteurs actuels. (A moins de multiplier les « satellites », ce qui semble exclu, du moins pour le moment).

Du côté de la réception, nos techniciens sauront construire des collecteurs d'ondes très efficaces, sans doute plus efficaces que dans la bande III avec un moindre encombrement. Mais cette augmentation probable d'efficacité ne compensera pas les difficultés beaucoup plus grandes de la propagation. Cela sera d'autant plus vrai que, si les antennes sont relativement plus efficaces, les câbles présenteront certainement des pertes notablement plus grandes.

La réception des ondes de la bande IV.

Ne croyez pas qu'il suffise de placer sur le rotacteur de votre appareil une barrette prévue pour la bande IV comme vous placez une barrette pour recevoir le canal 12 ou 9 de la bande III. Ce n'est pas possible.

Avec les ondes décimétriques, il ne faut pas compter employer des bobinages. L'élément essentiel de la réception est le circuit accordé correspondant à l'association d'une inductance et d'une capacitance. Dans la bande III l'inductance est une bobine, la capacitance n'est généralement pas représentée par un condensateur mais par d'invisibles capacités réparties ou parasites présentes dans les tubes électroniques dans la bobine, dans les connexions.

Avec les ondes décimétriques, la notion

de bobine disparaît, comme disparaît déjà la notion de condensateur quand il s'agit d'ondes métriques. Le circuit oscillant est constitué par une *ligne accordée* résultant simplement des actions de deux conducteurs parallèles.

Toute commutation est exclue, car elle introduit beaucoup trop de capacités et d'inductances parasites. Il ne peut plus être question d'utiliser un rotacteur. On peut, en revanche, envisager l'emploi de *lignes* donnant une variation continue de fréquence. Dans l'argot naissant des spécialistes, ces lignes portent le nom de « Lécher » en souvenir des « fils de Lecher » — presque aussi vieux que la radio elle-même...

Tubes électroniques.

Les tubes électroniques actuels, même les plus « travaillés » — comme le tube 6AK5 ont des fréquences limites d'utilisation qui se situent au voisinage de 350 MHz donc tout à fait impropres à l'emploi en bande IV. Il faut donc avoir recours à des tubes spéciaux dont certains existent, mais dont la plupart des homologues à ceux que nous employons actuellement ne sont pas encore nés.

Peut-être sera-ce l'occasion du développement de nouvelles techniques : diodes « tunnels » ou transistor spéciaux...

Mais il ne faut pas hypothéquer l'avenir et il est plus sage de s'en remettre aux possibilités actuelles. Comment concevrait-on actuellement ce récepteur ?

Le récepteur en bande IV.

Comment, en d'autres termes, peut-on adapter un récepteur actuel, muni d'un rotacteur, à la réception du canal IV ?

Le rotacteur sera muni d'une barrette spéciale, correspondant à un canal déterminé de la bande III.

L'entrée d'antenne sera connectée à la sortie d'un *convertisseur*. Celui-ci sera un simple étage changeur de fréquence. Nous obtiendrons donc finalement la disposition indiquée sur la figure.

Cela suppose naturellement une commutation d'antenne sur le rotacteur. Cette commutation est généralement prévue sur les récepteurs *actuellement* construits.

Pour changer de canal dans la bande IV on agit uniquement sur le convertisseur. Remarquons d'ailleurs que cette commutation n'offre aucun intérêt pratique, car en un endroit donné on ne pourra recevoir qu'une seule station (ou, plus généralement, pas du tout...)

L'appareil récepteur dans la bande IV sera donc finalement un double changeur de fréquence. Cela nous promet de belles soirées à la recherche des causes de « moirures » — car, comme disait un de mes amis, technicien spécialiste du changement de fréquence, *on a déjà assez d'ennuis avec un oscillateur dans un récepteur... Vouloir en mettre deux est un signe certain d'aliénation mentale.*

Mon ami exagérerait certainement un peu... L'ensemble indiqué en C sur la figure 2 constitue le « petit dispositif » à ajouter dont toute la presse a parlé, et dont le prix annoncé par des voix autorisées devrait être de l'ordre de 20 000 anciens francs ou, si l'on préfère, 200 nouveaux francs.

Laisser croire qu'il suffit d'ajouter ce « petit dispositif » pour avoir droit aux charmes du « second programme » pourrait être taxé de *tromperie sur la marchandise* ou même d'*abus de confiance* par un esprit qui contrôlerait mal ses expressions.

Mon père, ou si l'on préfère François-Marie Arouet, plus connu sous le nom de Voltaire, qui savait manier sa langue, aurait dit plus élégamment que c'était généralement pécher par omission.

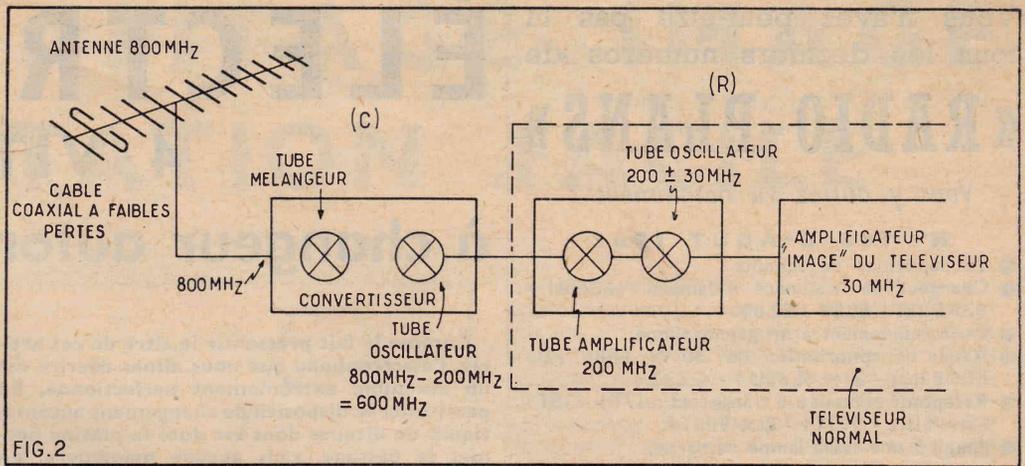


FIG. 2

Il faut, en effet, prévoir un système de réduction de bande passante et, surtout, une commutation de balayage pour faire passer la fréquence du relaxateur de 20 450 Hz à 15 750...

Faute de tout cela, la réception de la bande IV est impossible.

La transformation des appareils.

— De nombreuses voix se sont élevées pour rassurer les téléspectateurs. Ne voulant faire à personne une peine, même légère, nous ne citerons personne... Toutes ces voix disaient d'ailleurs la même chose :

« La transformation des appareils sera facile. Il suffit d'ajouter le « petit dispositif » qui ne coûtera que 200 nouveaux francs... et qui peut être branché en quelques instants. »

— Là encore, nous soulignons avec force, il y a un grave péché par omission, *car on ne précise pas de quels appareils il s'agit.* Cela sera sans doute vrai pour les appareils qui seront mis sur le marché au cours de la saison prochaine, *mais c'est faux en ce qui concerne les appareils de la saison dernière.*

Il est certain qu'on peut facilement faire passer la fréquence d'un oscillateur de 20 450 Hz à 15 750. Il suffit, en général, de commuter une résistance ou de la court-circuiter partiellement. Encore faut-il monter ce commutateur et prévoir un réglage « fin » supplémentaire.

De plus, il n'est pas certain que le circuit de mise en forme de l'impulsion de blocage ne devra pas être changé. Enfin, ni le transformateur de déflexion horizontale ni le déflecteur lui-même n'ont été prévus pour fonctionner avec une fréquence plus basse de 25 %. L'amplitude du balayage, la linéarité devront sans doute être revues.

Tous ceux qui ont étudiés des appareils multi-standards se sont heurtés à ces difficultés...

Que peut-on conclure de tout cela ? Pour répondre, il faut d'abord distinguer de quels appareils il s'agit :

1° Appareils prévus pour la transformation.

Les appareils de la saison prochaine seront construits pour être transformés. La commutation 819-625 sera prévue et les circuits de balayage horizontal auront été étudiés pour cela.

Le rotacteur sera muni d'une plaquette spéciale, comportant l'entrée d'antenne destinée à recevoir la sortie du convertisseur. L'alimentation de ce dernier en chauffage et en tension d'anode sera prévue...

Dans ce cas, il n'y a aucune difficulté. Ce sont ces appareils qui sont visés dans les discours rassurants de nos officiels ;

2° Appareils non prévus... mais muni d'un rotacteur.

La transformation des circuits d'entrée sera possible, surtout s'il existe une ligne de commutation d'antenne disponible dans le rotacteur. Il faut aussi prévoir :

a) Réduction de bande passante.

Bien entendu, il faut aussi changer la fréquence de balayage et tout remettre au point ;

3° Appareils sans rotacteur.

On peut considérer que la transformation est pratiquement impossible.

Conclusion.

Les propos optimistes et rassurants auxquels nous avons fait allusion plus haut n'étaient, en réalité, pas destinés aux téléspectateurs muni d'un récepteur, mais à de futurs téléspectateurs. Il fallait rassurer l'opinion et ne pas paralyser l'acheteur. C'était tout simplement pour aller au-devant de l'argument : *j'achèterai un téléviseur quand le deuxième programme sera transmis.*

Parmi les téléspectateurs actuels il en est très peu qui pourront profiter immédiatement du « second programme »,

1° Parce que la portée des émetteurs sera beaucoup plus réduite que pour les émissions actuelles,

2° Parce qu'il faudra de nombreuses années pour l'installation des émetteurs et des liaisons nécessaires,

3° Parce que très peu de téléviseurs pourront être modifiés...

D'après cela, on pensera que mon caractère est bien différent de celui de mon frère *Candide...* alias « l'Optimiste »... et que j'exagère mon pessimisme naturel...

Nous verrons bien...

MICROMEGAS

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir
 les 12 numéros d'une année.

En teinte grenat, avec dos nervuré, il pourra
 figurer facilement dans une bibliothèque.

PRIX : 5 NF (à nos bureaux).

Frais d'envoi :

Sous boîte carton 1.35 NF par relieur

Adressez commandes au Directeur de « Radio-Plans »
 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Par versement à
 notre compte chèque postal : PARIS 259-10.

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 166 D'AOUT 1961

- Le déphaseur de Schmitt.
- Changeur de fréquence 4 lampes : ECH81 - 6BA6 (2) - EL84 - EZ80.
- Perfectionnement à un gammaphone.
- Ampli de sonorisation de 30 W EF86 (2) - ECC82(2) - Z × 6L65U4 - GZ32.
- Récepteur portatif à 6 transistors : 37T1 - 35T1 (2) - 41P1 - 99IT1 - 2 × 988T1.
- Ampli à une seule lampe de sortie.

N° 165 DE JUILLET 1961

- Le soleil artificiel est-il réalisable ?
- Un posémère électronique.
- Amplificateurs mono et stéréo filtres 3 canaux BF. 1/2 ECC83 (2) - ECC83 - EZ81 - ECL82.
- Récepteur portatif à 7 transistors pour les gammes PO-GO-OC - OC170 - 35T1 (2) - 99IT1 (2) - 44T1 (2).
- Electrophone à 4 vitesses ECC83 - EL84 - EZ80.

N° 164 DE JUIN 1961

- A la recherche du déphaseur idéal.
- Amplificateur haute fidélité 10 watts 12AX7 (2) - EL84 (2) - EZ81.
- Téléviseur multicanal à écran plat de 49 cm, équipé d'un tube image court à déviation 110°.
- Convertisseur à quartz et transformation du RI355 en récepteur FM.
- Récepteur à 5 transistors.
- Récepteur portatif à 6 transistors pour les gammes PO-GO.

N° 163 DE MAI 1961

- Electrophone à transistors alimenté par piles 965T1 (3).
- Contrôleur universel.
- Gammaphone de prospection.
- Utilisation des redresseurs au silicium.
- Récepteur portatif à 7 transistors 2Y483 (2) - 2N363 (4).
- Récepteur 4 lampes plus valve et indicateur d'accord ECH81 - EBF89 - EBF89 - EL84 - EM80 - EZ80.
- Récepteur à 4 transistors.

N° 162 D'AVRIL 1961

- Amplification en classe C.
- Apprenez à « truffer » vos enregistrements.
- Téléviseur multicanal utilisant un tube image court de 100°.
- Ampli semi-transistorisé pour pick-up piézo-électrique et à réductance variable.
- Récepteur portatif à 7 transistors couvrant les gammes PO-GO-OC.
- La réverbération élément de la haute fidélité.

N° 161 DE MARS 1961

- Electrophone de qualité ECC82 - EL84 - EZ80.
- Super deux canaux sensible et stable.
- Récepteur portatif 3 gammes, 7 transistors 26T1 - 35T1 (2) - OA70 - 99IT1 (3).
- Un petit émetteur à 3 transistors.
- Ouverture de portes de garage par éclaircissements de phares.
- Les circuits gravés à la portée de l'amateur.

1.25 NF le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10. Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux messageries Transports-Presse.

ÉLECTROPHONE

4 VITESSES

à changeur automatique de disques

Comme le fait pressentir le titre de cet article, l'électrophone que nous allons décrire est un ensemble extrêmement perfectionné. En particulier le dispositif de changement automatiques de disques dont est doté la platine permet le passage, sans aucune manœuvre, de dix disques de 17, 25 et 30 cm de même vitesse. Ces disques peuvent être mélangés et placés dans n'importe quel ordre. On peut également reproduire l'enregistrement d'un disque unique par commande manuelle tout comme avec une platine ordinaire.

Le schéma (fig. 1).

Donc l'amplificateur se compose de trois étages : deux amplificateurs de tension et un de puissance. Afin de réduire le volume du montage les deux étages amplificateurs de tension sont équipés par un tube 12AU7 contenant deux triodes.

La grille de la triode de l'étage d'entrée, par l'intermédiaire d'un potentiomètre de volume de 1 M Ω , est attaquée par le pick-up.

L'intérêt de ce montage ne réside pas seulement dans la platine mais également dans l'amplificateur qui lui est associé. Sous la forme compacte qu'il sied de donner à un amplificateur d'électrophone, on a réalisé une chaîne d'amplification à trois étages susceptible de procurer une excellente fidélité de reproduction.

Nous verrons au cours de l'étude qui va suivre que divers circuits de correction ont été prévus pour conférer à cet amplificateur les qualités recherchées.

Le potentiomètre dont le curseur est relié à la grille de commande de la lampe, possède également une prise fixe. La résistance entre cette prise et le côté masse est de 300.000 Ω . Entre elle et la masse on a disposé un condensateur de 5 nF en série avec une résistance de 27 000 Ω . Cela constitue un filtre physiologique, qui évite une trop grande atténuation des graves lorsque la reproduction se fait à faible puissance. En effet, on constate qu'un amplificateur dont le volume contrôle est un simple potentiomètre, s'il restitue bien les graves à pleine puissance, les supprime de plus en plus lorsqu'on réduit le niveau d'amplification. Le filtre que nous venons d'indiquer a pour effet de supprimer ce défaut capital.

La triode est polarisée par une résistance de cathode de 2 200 Ω . Cette résistance n'étant pas découplée par un condensateur procure une contre-réaction d'intensité qui réduit la distorsion. Le circuit-plaque est chargé par une résistance de 100 000 Ω . Entre cette résistance et la ligne HT, on a prévu une cellule de découplage afin d'éviter les accrochages. Les éléments de cette cellule sont une résistance de 10 000 Ω et un condensateur de 50 μ F.

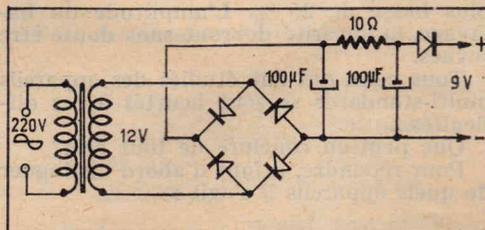
La liaison entre le circuit-plaque de cette triode et la grille de commande de celle qui équipe le second étage amplificateur de tension se fait par un condensateur de 10 nF et un dispositif de dosage séparé des graves et des aiguës. Le réseau de contrôle des aiguës est constitué par un condensateur de 220 pF, un potentiomètre de 1 M Ω et un autre condensateur de 2,2 nF, disposés en série entre la sortie du condensateur de 10 nF et la masse. La grille de la triode est attaquée par le curseur du potentiomètre. Il est évident que du fait de la valeur des condensateurs, cette branche ne transmet que les courants BF de fréquences élevées. Le potentiomètre permet de doser l'amplitude de ces courants.

Le réseau de contrôle graves est un filtre en T dont la branche horizontale est formée de deux résistances de 100 000 Ω et la branche verticale par une résistance de 10 000 Ω en série avec un condensateur de 10 nF. Ce condensateur est shunté par un potentiomètre de 500 000 Ω monté en résistance variable et dont la position du curseur règle l'impédance de cette branche et, par conséquent, permet de doser l'amplitude des courants BF de fréquences graves transmis à la grille de la seconde triode 12AU7.

ALIMENTATION SECTEUR POUR POSTE A TRANSISTORS

Il est intéressant, lorsqu'un poste à transistor est utilisé dans un appartement, de l'alimenter par le secteur. Cela peut être obtenu facilement grâce au petit appareil dont nous vous donnons ici le schéma. Cette alimentation est très économique, aussi bien en ce qui concerne sa réalisation que son utilisation.

Elle est composée d'un transformateur de sonnerie qui fournit une tension alternative de 12 V à partir d'un secteur 110 ou 220 V. Cette tension de 12 V est redressée par une cellule en pont composée de 4 redresseurs au sélénium. Le filtrage s'opère par une



résistance de 10 Ω et deux condensateurs électrochimique de 100 μ F 12 V. Enfin, une diode OA70 assure une certaine régularité du débit.

Ce montage peut être placé dans un petit boîtier en matière plastique, comme, par exemple, une boîte à savon. Deux fiches mâles sont fixées sur ce boîtier. Le primaire du transfo est raccordé à ces fiches. Ainsi, pour mettre l'alimentation sous tension, il suffit d'enfoncer ces fiches dans une prise de courant de l'installation électrique. La tension continue de 9 V obtenue à la sortie est appliquée au récepteur par un cordon souple.

J. P. FELTZ.

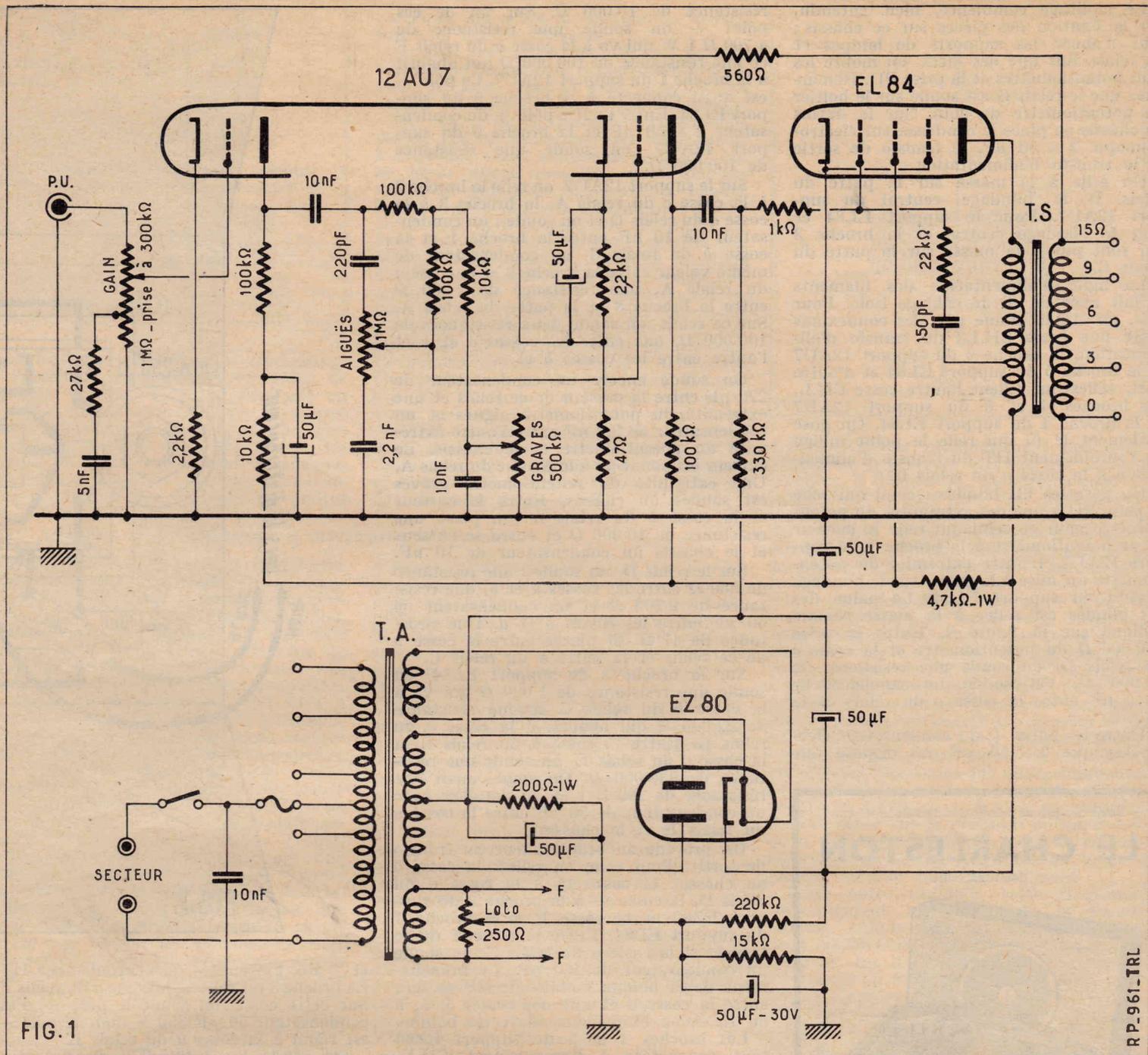


FIG. 1

RP_961_TRL

Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de $2\,200\ \Omega$ découplée par un condensateur de $50\ \mu\text{F}$. Entre la base de cet ensemble et la masse est insérée une résistance de $47\ \Omega$. Celle-ci forme avec une $560\ \Omega$ un circuit de contre-réaction de tension venant du secondaire du transfo de sortie. Cette contre-réaction a pour but de réduire la distorsion qui prend naissance dans les deux derniers étages de l'amplificateur. Le circuit-plaque de l'étage que nous examinons est une résistance de $100\,000\ \Omega$.

L'étage final est équipé par une EL84. Le système de liaison entre sa grille de commande et le circuit-plaque de l'étage précédent comprend un condensateur de $10\ \text{nF}$, une résistance de fuite de $330\,000\ \Omega$ et une résistance de blocage de $1\,000\ \Omega$. La cathode de ce tube est à la masse, la polarisation est appliquée à la base de la résistance de fuite. Nous verrons plus loin comment la tension négative nécessaire est obtenue. La liaison entre le circuit-plaque de la EL84 et le haut-parleur se fait par un transformateur de sortie de qualité. Cet organe possède des prises

secondaires permettant l'adaptation de HP ayant des bobines mobiles d'impédances différentes. Elles permettent également l'adaptation de plusieurs HP. Le primaire comporte une prise intermédiaire. Entre cette prise et la grille de commande de la EL84 est branché un circuit de contre-réaction formé d'une résistance de $22\,000\ \Omega$ en série avec un condensateur de $150\ \text{pF}$. En raison de la présence du condensateur, ce circuit a pour effet de relever le niveau de reproduction des fréquences graves.

L'alimentation est du type à transformateur. La HT délivrée par un des secondaires est redressée par une valve EZ80. La cellule de filtrage est constituée par une résistance de $4\,700\ \Omega\ 1\ \text{W}$ et deux condensateurs électrochimiques de $50\ \mu\text{F}$. La tension d'alimentation-plaque de la EL84 est prise avant cette cellule de filtrage, de façon à éviter une chute trop grande dans la résistance de $4\,700\ \Omega$.

Entre le point milieu de l'enroulement HT et la masse se trouve une résistance de $200\ \Omega$ découplée par $50\ \mu\text{F}$. C'est elle qui produit la tension de polarisation pour la grille de commande de la EL84. En rai-

son de ce dispositif de polarisation « dans le moins », le pôle négatif du condensateur de filtrage d'entrée n'est pas relié à la masse mais au point milieu de l'enroulement HT du transfo.

Le circuit de chauffage des filaments est muni d'un dispositif d'équilibrage destiné à éviter les ronflements pouvant provenir de ce circuit. Ce dispositif dont nous avons déjà expliqué le fonctionnement dans un article précédent.

Ici il est formé d'un potentiomètre loto de $250\ \Omega$, branché en parallèle sur le circuit de chauffage et dont le curseur est porté à un certain potentiel positif par rapport à la masse. Ce potentiel est obtenu par un pont formé d'une $220\,000\ \Omega$ côté + HT et une $150\,000\ \Omega$, côté masse. Il est découplé par un condensateur de $50\ \mu\text{F}$.

Réalisation pratique.

Cet amplificateur est réalisé sur un châssis métallique. La figure 2 montre l'intérieur de ce châssis et la figure 3 le dessus.

Le montage commence, bien entendu, par la fixation des pièces sur ce châssis ; tout d'abord les supports de lampes et les relais. Sur une des faces on monte les trois potentiomètres et la prise PU. Remarquez que le relais G est soudé sur le boîtier du potentiomètre de gain. Sur le dessus du châssis on place le condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu\text{F}$, le transfo de sortie et le transfo d'alimentation.

On relie à la masse sur la patte du relais B le blindage central du support 12AU7. Pour le support EL84 ce sont le blindage central et la broche 3 qui sont mis à la masse sur la patte du relais C.

La ligne d'alimentation des filaments se fait avec du fil de câblage isolé. Pour cela, on établit d'une part les connexions entre une cosse CH.L3 du transfo d'alimentation, la broche 9 du support 12AU7 et la broche 5 du support EL84 et d'autre part, celles qui relient l'autre cosse CH.L, les broches 4 et 5 du support 12AU7 et la broche 4 du support EL84. On pose également le fil qui relie le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation à la cosse a du relais E.

On pose les fils blindés : celui qui relie la prise PU à une des extrémités du potentiomètre gain et celui qui relie le curseur de ce potentiomètre à la broche 7 du support 12AU7. L'autre extrémité du potentiomètre est mise à la masse sur le blindage central du support EL84. La gaine des fils blindés est reliée à la masse comme indiqué sur la figure 2. Entre la prise 300 000 Ω du potentiomètre et la cosse c du relais D on soude une résistance de 27 000 Ω . On soude un condensateur de 5 nF entre la cosse c du relais et le châssis.

Entre les pôles + du condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu\text{F}$ on dispose une

résistance de 10 000 Ω . Sur un de ces pôles + on soude une résistance de 4 700 Ω 1 W qui va à la cosse a du relais F et une résistance de 100 000 Ω qui aboutit à la broche 1 du support 12AU7. Ce pôle + est aussi connecté à la broche 9 du support EL84. Entre l'autre pôle + du condensateur $2 \times 50 \mu\text{F}$ et la broche 6 du support 12AU7 on soude une résistance de 100 000 Ω .

Sur le support 12AU7 on relie la broche 2 à la cosse c du relais A, la broche 3 à la cosse d du relais D et on soude : un condensateur de 10 nF entre la broche 1 et la cosse b du relais C, un condensateur de même valeur entre la broche 6 et la cosse a du relais A, une résistance de 2 200 Ω entre la broche 8 et la patte du relais A. Sur ce relais on soude deux résistances de 100 000 Ω , une entre les cosses a et b et l'autre entre les cosses b et c.

On soude encore un condensateur de 220 pF entre la cosse a de ce relais et une extrémité du potentiomètre aiguës et un condensateur de 2,2 nF entre l'autre extrémité du potentiomètre et le châssis. Le curseur est connecté à la cosse c du relais A. Une extrémité du potentiomètre graves est soudée au châssis. Entre le curseur et la cosse b du relais A on place une résistance de 10 000 Ω et entre ce curseur et le châssis un condensateur de 10 nF.

Sur le relais D on soude : une résistance de 560 Ω entre les cosses a et b, une résistance de 2 200 Ω et un condensateur de 50 μF entre les cosses b et d. Une résistance de 47 Ω est placée entre la cosse b de ce relais et la patte a du relais C.

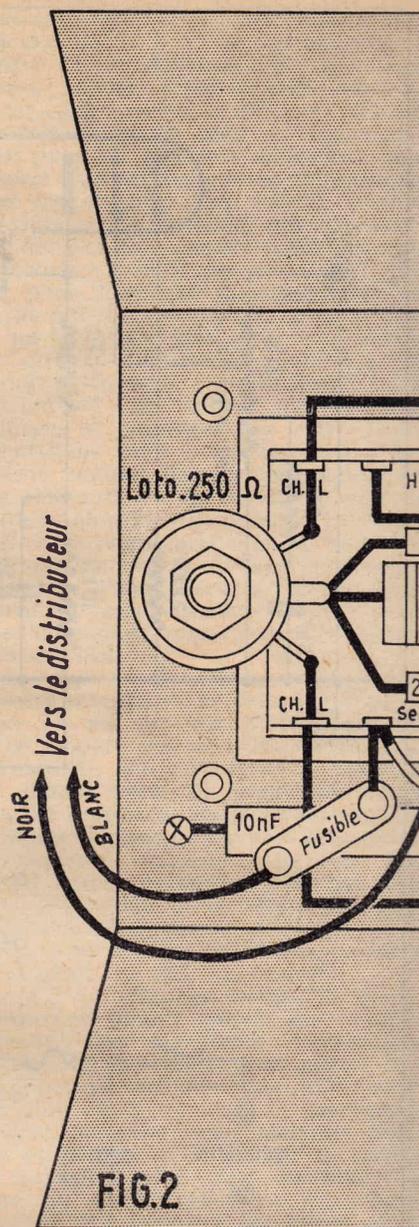
Sur la broche 2 du support EL84 on soude une résistance de 1 000 Ω qui va à la cosse b du relais C et une résistance de 22 000 Ω qui aboutit à la cosse a du relais G. Entre la cosse b du relais C et la cosse a du relais E on soude une résistance de 330 000 Ω . On soude aussi une résistance de 200 Ω 1 W en parallèle avec un condensateur de 50 μF entre la cosse a du relais E et le châssis.

On procède au branchement du transfo de sortie. Pour cela, on relie : la cosse 0 au châssis, la cosse 15 à la cosse a du relais D, la cosse + à la broche 3 du support EZ80 et la cosse P à la broche 7 du support EL84. Entre la cosse E de ce transfo et la cosse a du relais G on soude un condensateur de 150 pF. Le branchement de la bobine mobile du HP se fera entre la cosse 0 et une des cosses 5, 6, 9 ou 15, selon l'impédance de cette bobine.

Les broches 4 et 5 du support EZ80 sont connectées à l'enroulement CH.V. du transfo d'alimentation et les broches 1

et 7 aux extrémités de l'enroulement HT. La broche 3 est reliée à la cosse a du relais F. Sur cette cosse on soude le pôle + d'un condensateur 50 μF 350 V dont le pôle - est réuni à la cosse a du relais E.

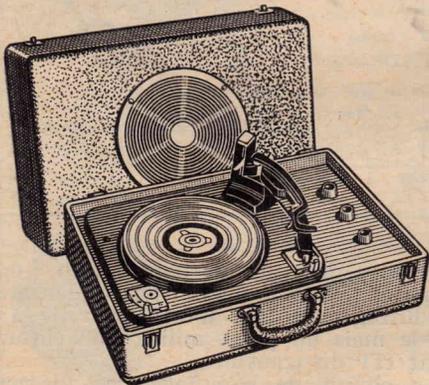
On soude les extrémités du potentiomètre loto de 250 Ω entre les cosses CH.L



Devis des pièces principales de l'électrophone

LE CHARLESTON

• décrit ci-contre



Châssis	3.30
Transfo d'alimentation	12.50
3 potentiomètres	3.70
Chimiques	7.25
Transfo de sortie Hi-Fi « Supersonic »	40.00
Jeu de 3 lampes	15.90
Petit matériel divers (supports, fil, résistances, condensateurs, etc.)	2.145
Total des pièces détachées	104.10
Valise gainée 2 tons	58.00
HP Gého 24 cm type « Soucoupe »	4.100
Platine changeur-mélangeur 4 vitesses UA14 « BSR » nouveau modèle	159.00
L'électrophone complet en pièces détachées	362.10
Supplément facultatif pour HP Gého type « Super-soucoupe »	23.00

TERAL

26 bis, RUE TRAVERSIÈRE, PARIS (12^e)
C.C.P. PARIS 13 039-66.

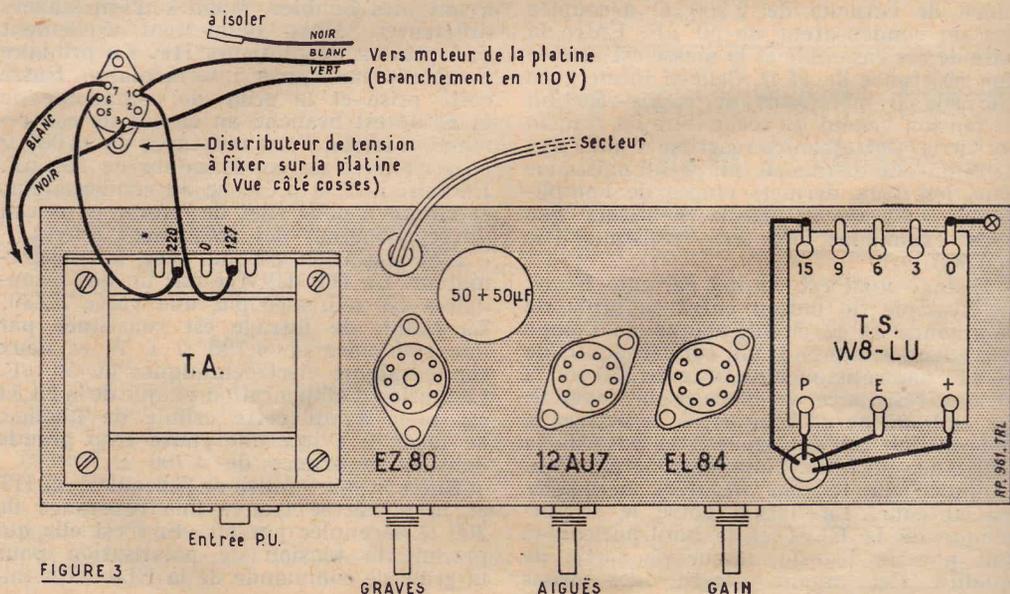
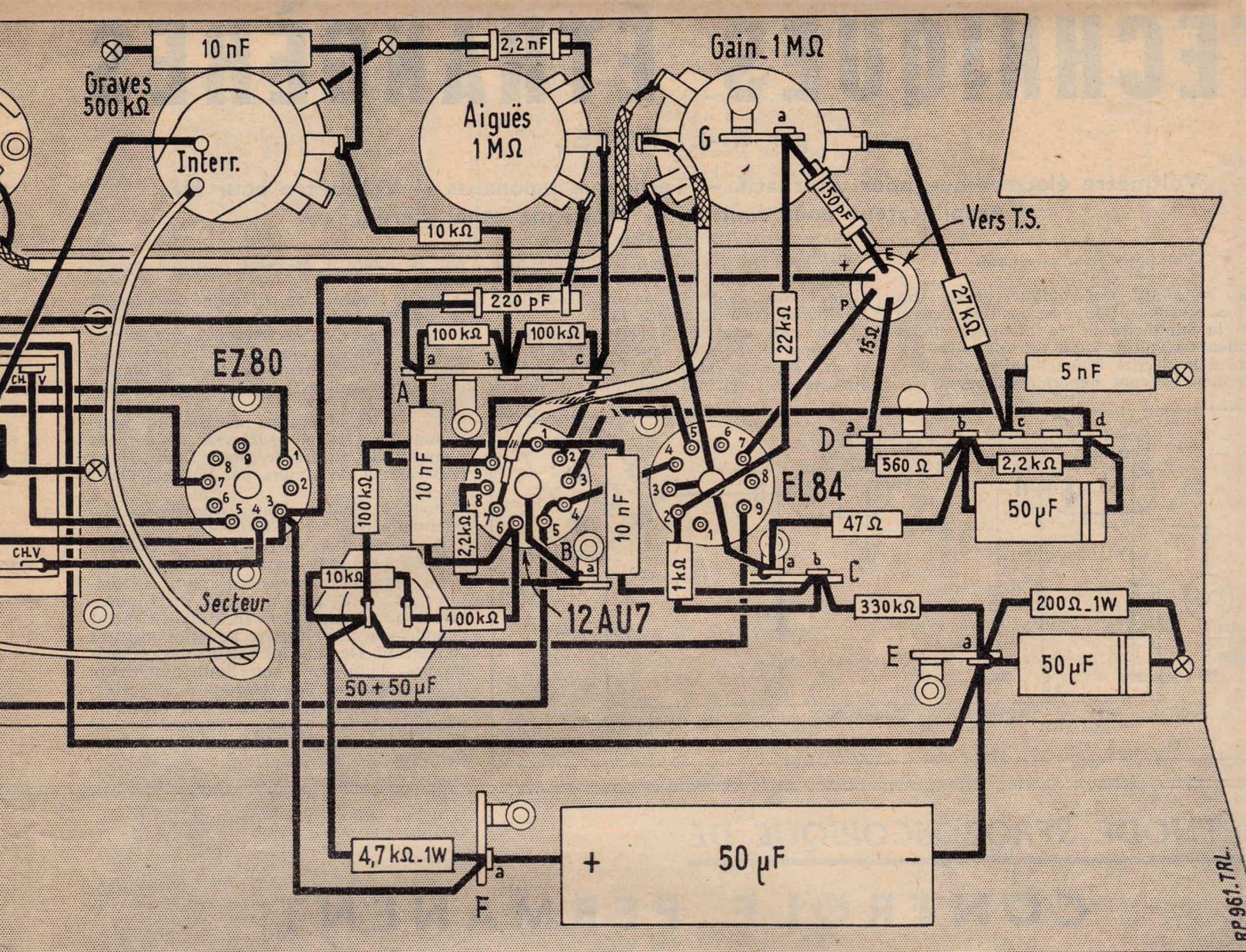


FIGURE 3



du transfo d'alimentation. Entre le curseur de ce potentiomètre et le châssis on dispose une résistance de $1\,500\ \Omega$ et un condensateur de $50\ \mu\text{F}\ 50\ \text{V}$. Toujours entre ce curseur et la broche 3 du support EZ80 on soude une résistance de $220\,000\ \Omega$.

Une des cosses secteur du transfo d'alimentation est connectée à une cosse de l'interrupteur. Entre cette cosse secteur et le châssis on dispose un condensateur de $10\ \text{nF}$. Le cordon d'alimentation est soudé entre la seconde cosse secteur du transfo et la seconde cosse de l'interrupteur; on fixera sur la platine tourne-disque, un distributeur de tension à 7 broches dont la broche 3 sera reliée à la cosse secteur du transfo qui est en liaison avec l'interrupteur. La broche 7 est connectée par l'intermédiaire d'un fusible à la seconde cosse secteur du transfo. Le branchement de la platine et en particulier du moteur est indiqué par les figures 3 et 4, simplicité qui dispense de tout commentaire.

Conclusion.

Cet appareil a été étudié de manière à ne nécessiter aucune mise au point. S'il est réalisé suivant nos indications, il doit fonctionner parfaitement aussitôt la dernière connexion posée.

A. BARAT.

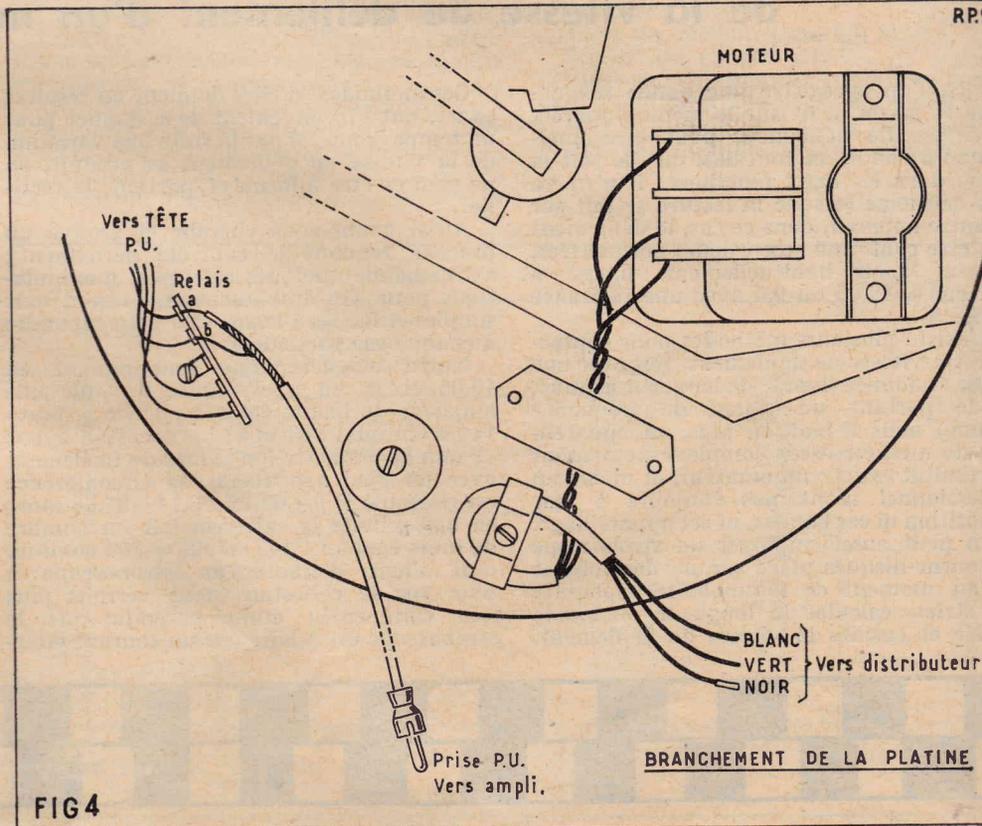


FIG4

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

Voltmètre électronique pour alternatif. — Technique japonaise. — Voltmètre pour HF.
Amplificateur pour continu. — Troisième canal stéréo.

Voltmètre pour alternatif.

Ce voltmètre électronique utilise des lampes. Sa conception n'est pas très récente mais la simplicité de ce montage et les excellents résultats qu'il fournit nous ont incité à la décrire d'une manière détaillée pour nos lecteurs expérimentateurs.

Cet appareil a été étudié et réalisé par Lawrence Fleming de Falls Church, Virginia, U.S.A., et décrit par son auteur dans *Electronics* (voir référence 1).

Voici une analyse de cette description. L'appareil possède une sensibilité de 10 mV à pleine échelle de l'instrument de mesure. Son schéma simplifié est donné

par la figure 1 et celui pratiqué par la figure 2.

Sur la figure 1 on a indiqué les organes essentiels :

e_g = source de la tension à mesurer.

V_1 = première amplificatrice de tension fournissant au circuit-plaque une tension plus élevée qui est appliquée à la lampe suivante.

V_2 = amplificatrice de courant fournissant au système redresseur un courant d'amplitude suffisante pour faire dévier l'instrument de mesure par l'intermédiaire du pont.

Pont à quatre diodes associées à un microampèremètre indicateur.

Contre-réaction entre la sortie (branch opposée à C_2) et le circuit cathodique de V_1 .

La présence des condensateurs de liaison C_1 , C_3 et C_5 ainsi que celle du condensateur de découplage C_4 (voir fig. 2) exclut l'emploi de ce voltmètre pour les mesures en continu. De plus, les valeurs des condensateurs définissent une limite inférieure de la fréquence des tensions à mesurer.

L'appareil de L. Fleming est pratiquement précis à 3 % près et monte en fréquence jusqu'à 50 kHz. La limite inférieure est 10 Hz.

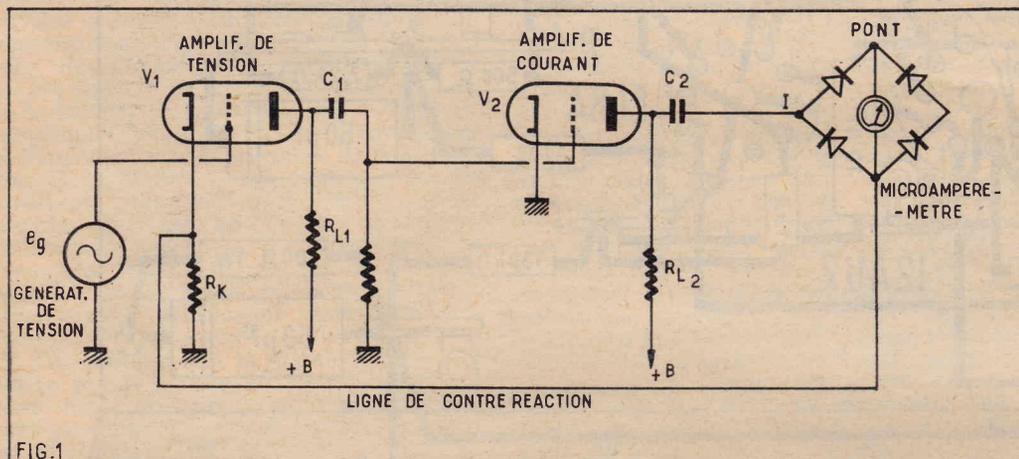


FIG.1

MÉTHODE STROBOSCOPIQUE DE

CONTROLE PERMANENT de la vitesse de défilement d'un magnétophone

Lorsqu'on enregistre une bande magnétique et qu'on la lit sur le même appareil, la vitesse de défilement peut être quelconque à condition toutefois qu'elle soit la même dans les deux fonctions ; il n'en va plus de même lorsque la lecture se fait sur un autre appareil, dans ce cas, le défilement doit être conforme aux valeurs normalisées, celles-ci sont habituellement fixées à 38,1 cm/s, 19,05 ou 9,5 avec une tolérance de 0,5 %.

Il existe plusieurs méthodes pour contrôler cette vitesse de défilement, soit avec une bande étalonnée (bande de longueur connue, bande portant un signal de fréquence connue) mais il faut, en plus, un appareillage de mesures assez complexe pour avoir un résultat exact ; un amateur, et même un professionnel n'ont pas toujours à leur disposition ni ces bandes, ni cet appareillage.

On peut aussi employer un stroboscope de tourne-disques placé sur une des bobines et, au moment de l'immobilité apparente des stries, calculer la longueur de bande défilée et ensuite la vitesse de défilement.

Ces méthodes, si elles donnent un résultat exact, ont l'inconvénient de le donner pour un temps donné, si par la suite une variation de la vitesse de défilement se produit, on ne peut en être informé et, partant, la rectifier.

Aussi avons-nous cherché et trouvé un procédé rendant le contrôle permanent ; s'il demande quelques calculs et manipulations pour son établissement, ceux-ci sont simples et faciles à transposer pour répondre à chaque cas particulier.

Notre magnétophone fonctionnant en 19,05 cm/s, en une minute il défile une longueur de bande égale à : $19,05 \times 60 = 1143$ cm ou 1143 mm. Le cabestan ayant 12 mm de diamètre (on le mesure facilement avec un pied à coulisse), sa circonférence est (formule $D \pi$) de $12 \times 3,14 = 37,68$ mm ; en une minute le cabestan fait un nombre de tours égal à : $1143 / 37,68 = 304$ environ.

Il s'agit d'établir un stroboscope à fixer sur le cabestan (nous verrons plus loin comment) ; étant entendu que le stroboscope est éclairé par un courant alter-

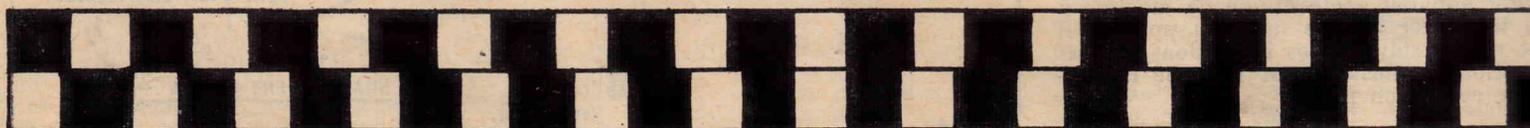
natif de fréquence F (Hz), nous passons au calcul des vitesses angulaires et radiales pour aboutir à la formule :

$$X = \frac{120 F}{N} \text{ repères}$$

Soit X le nombre de repères ou barres du stroboscope, F la fréquence du courant d'éclairage ou du secteur et N le nombre de tours par minute. En remplaçant les lettres par leurs valeurs en a :

$$\frac{120 \times 50}{304}$$

le résultat n'est pas un nombre juste, mais en remplaçant 304 par 300, nous obtenons très exactement : 20. Ce qui veut dire que notre stroboscope a alternativement 20 barres noires et 20 barres blanches, si tourne à 300 tours par minute, le cercle des repères paraîtra immobile, grâce au phénomène de persistance rétinienne. nous établissons un cercle de 19 repères de la même façon il paraîtra immobile si tourne à environ 315 tr/mn. Ces calculs fai-



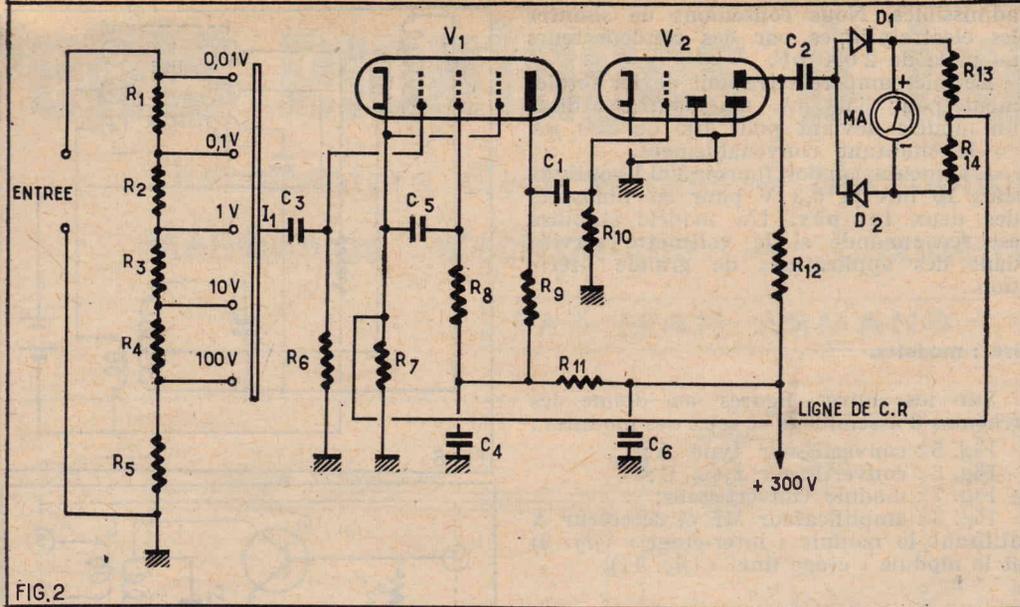


FIG. 2

Remarquer qu'il existe toujours une limite supérieure. En effet, tous les techniciens de la basse fréquence et de la télévision savent que le gain d'un amplificateur à résistances-capacité diminue lorsque la fréquence augmente en raison des capacités parasites aux bornes des résistances de charge.

La diminution du gain est réduite si l'on diminue les valeurs de ces charges, dans notre montage R_{11} et R_{12} (fig. 1) ou R_9 et R_{12} (fig. 2).

Le gain global est alors réduit, ce qui oblige à fixer une limite supérieure jusqu'à laquelle la réduction du gain est plus faible

que la valeur admissible ; dans ce montage le gain ne doit pas être diminué de plus de 3 % d'où, d'après les calculs de l'auteur, 50 kHz comme limite supérieure.

Un voltmètre électronique linéaire de 10 Hz à 50 kHz stable est évidemment extrêmement utile dans de nombreuses applications notamment l'industrie, la basse fréquence et les recherches scientifiques où la mesure des faibles tensions peut être souvent nécessaire.

Le circuit théorique de la figure 1 est dû à Howard L. Daniels, de Minneapolis, et réétudié par Fleming.

Il diffère de la plupart des voltmètres pour alternatif par la spécialisation des deux étages.

Le premier V_1 amplifie en tension. On exige de cet étage le maximum de gain et la bande large imposée.

Le second étage à lampe V_2 est amplificateur de courant. Il est déterminé d'après les considérations suivantes :

a) La charge R_{12} doit être plus élevée que la résistance du redresseur et de l'instrument de mesure ;

b) R_{12} doit être telle que le courant de surcharge de l'instrument de mesure ne soit pas exagéré et que la pente de V_2 soit suffisante pour fournir le courant nécessaire au fonctionnement de l'indicateur.

On a adopté un redresseur en pont « pleine onde, c'est-à-dire redressant les deux alternances, associé à un microampèremètre. Cette version du montage est visible sur la figure 1. Dans la figure 2 on ne voit plus que la moitié gauche du pont, l'autre moitié à diodes ayant été remplacée par deux résistances. On a pu ainsi augmenter la sensibilité de l'indicateur.

La déviation de l'instrument de mesure est proportionnelle à la valeur de la tension moyenne alternative appliquée à l'entrée.

On a, d'après la disposition des éléments de la figure 1 :

$$\frac{I}{e_1} = \frac{A_1 S_2}{1 + R_x A_1 S_2}$$

expression dans laquelle :

I = courant transversant le microampèremètre,

e_1 = tension d'entrée appliquée à la grille de la lampe V_1 ,

A_1 = gain en tension de V_1 ,

S_2 = pente de la lampe V_2 .

R_x = résistance de cathode de V_1 produisant la contre-réaction, étant commune aux circuits de V_1 et celui de sortie.

Si l'on supprime la contre-réaction le gain augmentera, le terme ajouté à l'unité au dénominateur disparaissant. Il ne restera plus que :

$$\frac{I}{e_1} = A_1 S_2$$

Circuit pratique pour voltmètre.

Reportons-nous à la figure 2. Avec les valeurs des éléments établies par Fleming, que nous indiquons plus loin, le microampèremètre dévie totalement pour 10 mV à l'entrée.

En supposant que l'on puisse apprécier une division sur les 100 de l'échelle, cette division correspondra à 0,1 mV, c'est-à-dire 100 μ V ce qui est précieux dans les techniques mentionnées plus haut.

On a monté à l'entrée un diviseur de tension à cinq résistances R_1 à R_5 permettant de disposer de plusieurs sensibilités obtenues à l'aide du commutateur I_1 :

Sensibilité 0,01 V	mesurant de 0 à 10 mV,
» 0,1 V	» 0 à 0,1 V,
» 1 V	» 0 à 1 V,
» 10 V	» 0 à 10 V,
» 100 V	» 0 à 100 V.

La tension, réduite ou non par le diviseur, est appliqué à travers C_3 à la grille de la pentode V_1 . La tension amplifiée par V_1 est appliquée à la grille de la triode V_2 . Les deux diodes de cette lampe ne sont pas utilisées et sont reliées à la masse comme la cathode.

Le courant alternatif amplifié est transmis par C_2 au pont simplifié à diodes D_1 et D_2 . La ligne de contre-réaction part de la jonction de R_{13} et R_{14} pour aboutir à la cathode de V_1 .

La contre-réaction est de 14 dB, valeur qu'il ne faut pas dépasser car on risque de faire apparaître des oscillations à des fréquences très basses pour lesquelles, en raison de distorsions en phase, la contre-réaction se transforme en réaction positive.

L'appareil est particulièrement stable par rapport aux diverses influences courantes : usure des lampes, petites variations de la tension du secteur alimentant cet appareil, disposition des organes du montage.

Éléments du voltmètre.

Lampes : $V_1 = 6AU6$, $V_2 = 6AT6$. En aucun cas on n'adoptera d'autres lampes, même plus modernes ou de caractéristiques supérieures. Des lampes neuves et en excellent état, bien vérifiées, s'imposent.

Résistances : $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 500 \Omega$, $R_5 = 55,55 \Omega$, $R_6 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_7 = 10 \Omega$ variable, voir plus loin, $R_8 = 1,5 \text{ M}\Omega$, $R_9 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 10 \text{ M}\Omega$, $R_{11} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{13} = R_{14} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

Condensateurs : $C_1 = 10\,000 \text{ pF}$, $C_2 = 2 \mu\text{F}$, $C_3 = 10\,000 \text{ pF}$, $C_4 = 10 \mu\text{F}$ électrolytique 500 V service, $C_5 = 2 \mu\text{F}$ papier, $C_6 = 12 \mu\text{F}$ électrolytique (ou le condensateur de sortie du filtre du redresseur de l'alimentation).

Diodes : $D_1 = D_2 = 1N34$.

Microampèremètre : 0 à 350 μA .

Détails complémentaires.

Les valeurs des éléments indiqués plus haut doivent être respectées. Une tolérance de 10 % est admissible pour les résistances (toutes de 1 W) sauf pour R_1 à R_5 qui devront être plus précises (1 % de tolérance).

L'étalonnage s'effectuera par comparaison avec un autre voltmètre, ce dernier étant très précis mais de préférence d'un modèle ordinaire non électronique. On

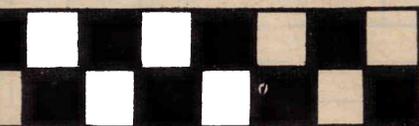
voyons comment et où établir notre stroboscope.

Nous avons réussi à prendre vue sur le volant du cabestan, celui-ci a une circonférence de 30 cm et une hauteur de 15 mm, nous prenons une bande de petit carton Bristol des mêmes dimensions, il est gravé de petits carrés de 5 mm de côtés, ce qui facilitera notre tâche, nous y dessinons bien régulièrement deux lignes, l'une de 20 carrés noirs et 20 carrés blancs alternés, l'autre de 19 rectangles noirs et 19 rectangles blancs.

Il ne reste plus qu'à coller ce Bristol sur le volant du cabestan, mais attention ! n'employez pas pour cela de la colle ordinaire ou de bureau, ce n'est pas pour nier les qualités de ces colles, mais voilà ce qui se produit : à la chaleur de l'appareil, la colle se dessèche et se détache du métal, il faut prendre une colle liquide à base de résines synthétiques thermo-durcissables, genre Scotch ou autre : pour l'éclairage vous avez le choix, selon les possibilités, entre une lampe au néon alimentée par le secteur alternatif, ou une ampoule de cadran (6,5 V) branchée en parallèle sur le circuit des filaments, à condition que le courant n'en soit pas redressé.

Il ne reste plus qu'à mettre le contact et regarder, si tout va bien le cabestan devant tourner à 304 tr/mn, les deux cercles doivent donner l'illusion de tourner en sens inverses, celui de 19 repères plus vite que celui de 20.

E. KUHN.



pourra effectuer l'étalonnage à 50 Hz et sur 10 V, par exemple.

Sur cette seule sensibilité on réglera la valeur de la résistance de contre-réaction R_7 , de 10 Ω valeur nominale. En pratique R_7 sera un potentiomètre de 15 Ω environ et on réglera la valeur de la résistance en circuit pour que la déviation soit complète (graduation 100) si la tension appliquée à l'entrée a la valeur maximum correspondant à la sensibilité choisie.

La précision des capacités n'est pas nécessaire, des tolérances de 10 % sont

admissibles. Nous conseillons de shunter les électrolytiques par des condensateurs au mica de 2 000 pF.

Le microampèremètre doit dévier totalement pour 350 μA . On pourra utiliser un modèle déviant pour 100 ou 200 μA en le shuntant convenablement.

L'alimentation doit fournir 300 V continus sous 10 mA et 6,3 V pour les filaments des deux lampes. Un modèle stabilisé est recommandé si le voltmètre servira dans des applications de grande précision.

Technique japonaise : modules.

Le montage des appareils à l'aide des modules semble intéresser considérablement les fabricants japonais. Parmi eux signalons la Société *Toko Radio Coil Lab.* (59 Yukigaya-cho Ohta-uk, Tokyo, Japon), spécialiste du bobinage, qui met à la disposition des constructeurs un ensemble complet de modules pour radio-récepteurs à transistors.

Chaque module est complet, dans le sens qu'il contient les résistances, les condensateurs, le transistor ou la diode, le bobinage et, bien entendu, toutes leurs connexions.

La réalisation d'un récepteur est facilitée par une réduction des travaux de montage.

Il ne reste plus, en effet, qu'à relier ensemble les modules composants d'un appareil et à effectuer les connexions de quelques circuits communs, comme par exemple le CAV, la HT ou les potentiomètres.

Les modules doivent être associés aux circuits imprimés et leurs dimensions sont 0,41 x 0,71 x 0,51 inches (18 x 13 mm).

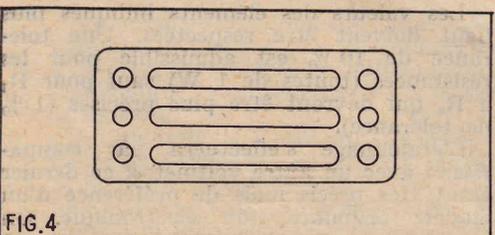
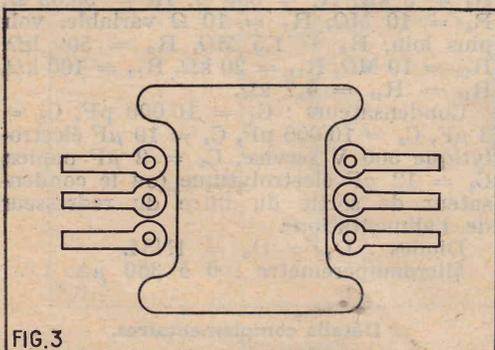
Dans les modules les parties à haut potentiel sont entièrement entourées de blindages et seulement les terminaisons d'entrée et de sortie qui sont à faible impédance et à faible tension sont exposées librement.

Le couplage statique entre les circuits est pratiquement éliminé et l'amplification ainsi que la stabilité sont élevées comparativement aux performances des éléments de construction classique.

Les couplages magnétiques peuvent être encore plus réduits à l'aide d'un blindage externe en matériel de ferrite.

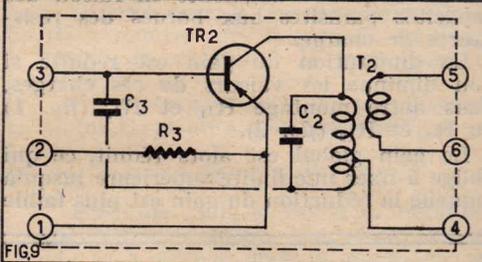
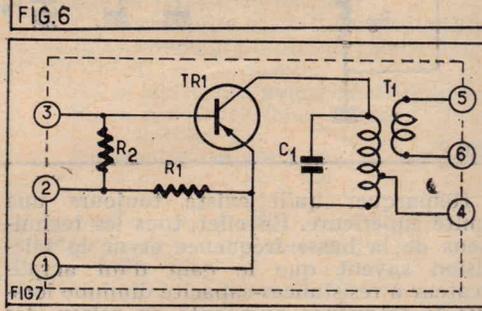
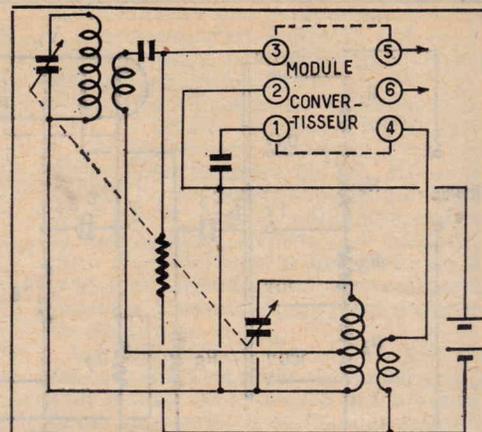
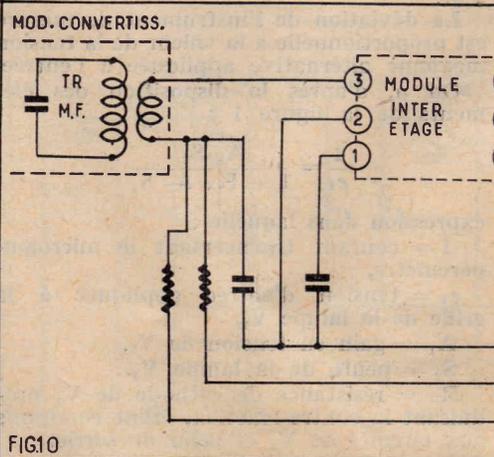
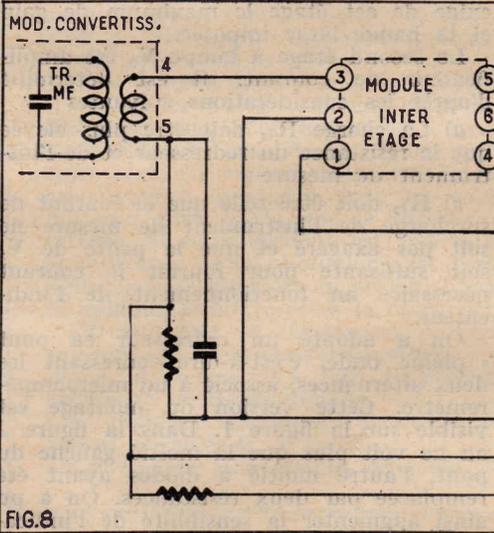
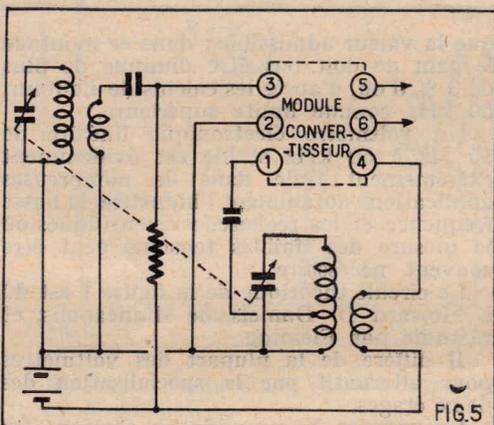
Pour l'emploi de ces modules avec les circuits imprimés, il est bon d'utiliser des blindages mis à la masse.

Les figures 3 et 4 indiquent les parties blindées des modules.



Sur les autres figures on donne les schémas d'assemblage et ceux des modules :

- Fig. 5 : convertisseur type A ;
- Fig. 6 : convertisseur type B ;
- Fig. 7 : module convertisseur ;
- Fig. 8 : amplificateur MF et détecteur A utilisant le module « inter-étage » (fig. 9) et le module « étage final » (fig. 11).



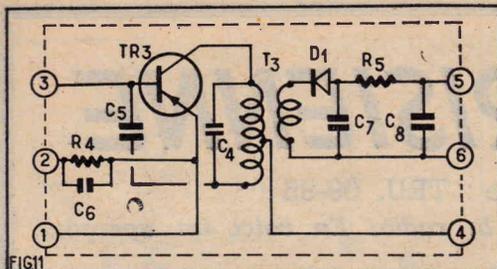


Fig. 10 : amplificateur MF et détecteur B utilisant les modules des figures 9 et 11. Remarque que celui de la figure 11 est un étage final MF suivi du détecteur diode.

La partie 136 doit être câblée imprimée sans emploi des modules.

Nous n'avons pas d'autres détails sur ce matériel.

Voltmètre pour HF

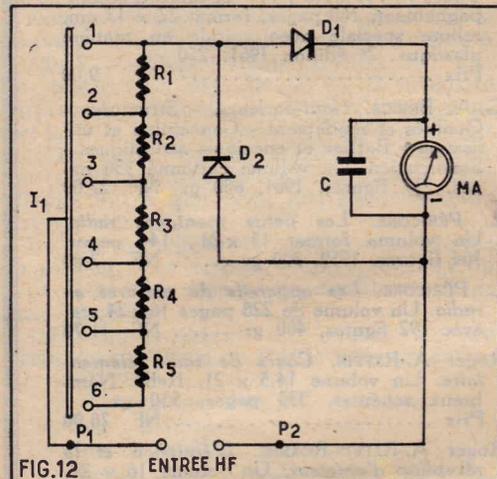
Pour des tensions HF élevées il n'est pas nécessaire de prévoir un amplificateur comme cela a été réalisé dans le montage décrit au début de cet article.

L'appareil que nous allons décrire peut mesurer des tensions HF jusqu'à 5 000 V avec les sensibilités suivantes :

Sensibilité 1 : 0	— 2,5 V,
» 2 : 0	— 10 V,
» 3 : 0	— 50 V,
» 4 : 0	— 250 V,
» 5 : 0	— 1 000 V,
» 6 : 0	— 5 000 V.

L'intérêt de cet appareil préconisé par Sylvania est multiple.

On remarquera, sur son schéma de la figure 12, la simplicité du montage et de sa conception, le peu de matériel utilisé



et l'absence de lampes ou de transistors. Le commutateur I₁ à six positions permet de choisir la sensibilité désirée.

On a utilisé dans ce voltmètre deux diodes 1N55A et un microampèremètre gradué de 0 à 100 μ A continu.

Le système redresseur à diodes au germanium fonctionne correctement dans une gamme très étendue de fréquences, depuis 50 Hz jusqu'à 40 MHz. Avec une légère erreur, il peut être utilisé entre 40 Hz et 100 MHz.

L'ensemble des deux diodes fonctionne de la manière suivante : à l'alternance positive, D₁ conduit et le courant redressé passe par le microampèremètre MA. À l'alternance négative c'est D₂ qui conduit et le courant redressé traverse MA qui doit être monté avec les pôles + et - comme le montre la figure, le + à la cathode de D₁ et le - à l'anode de D₂.

Au cas où le signal HF appliqué à l'entrée contiendrait une composante continue, il faudrait empêcher celle-ci de fausser la mesure. Il suffit de monter un conden-

sateur de 0,1 μ F tension de service 8 000 V en un des points P₁ ou P₂. L'étalonnage s'effectuera comme toujours par comparaison avec un voltmètre précis.

Il sera bon de prévoir de nombreux points d'étalonnage surtout du côté des faibles valeurs du microampèremètre, c'est-à-dire pour les faibles tensions de chaque sensibilité.

On pourra effectuer l'étalonnage à 50 Hz mais une valeur plus élevée est recommandée.

Enfin, la gamme 1, 0 à 2,5 V sera étalonnée séparément, ses graduations étant différentes de celles des autres sensibilités.

Voici les valeurs des éléments : R₁ = 7,5 k Ω , R₂ = 40 k Ω , R₃ = 200 k Ω , R₄ = 750 k Ω , R₅ = 4 M Ω toutes de 1 W et prévues pour fonctionner sans modification de leur valeur jusqu'à la fréquence maximum, dans ce montage f_{max} = 40 MHz.

Le condensateur C est 2 000 pF au mica, le microampèremètre de 100 μ A et les deux diodes des Sylvania du type indiqué plus haut.

On appliquera la tension à mesurer aux points entrée HF.

Cet appareil est utilisable en radio, TV, industrie et recherches.

Remarque que si l'on est obligé de monter un condensateur de 0,1 μ F en un des points P₁ ou P₂, l'étalonnage à des fréquences inférieures à 1 000 Hz sera modifié et il faudra effectuer un étalonnage spécial pour ces fréquences.

Amplificateur pour continu.

Le montage de la figure 13 est celui d'un amplificateur à transistors pour courant continu et courants à fréquence basse jusqu'à 3 000 Hz.

On applique le signal à amplifier à la base de Q₁. Le gain de tension est de 30 dB à la température de 25° C.

Pour des valeurs convenables de R₂ et R₄, la variation du signal de sortie peut être nulle dans la gamme des températures comprises entre 25° C et 125° C.

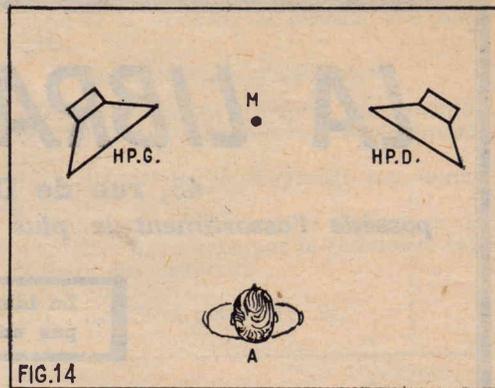
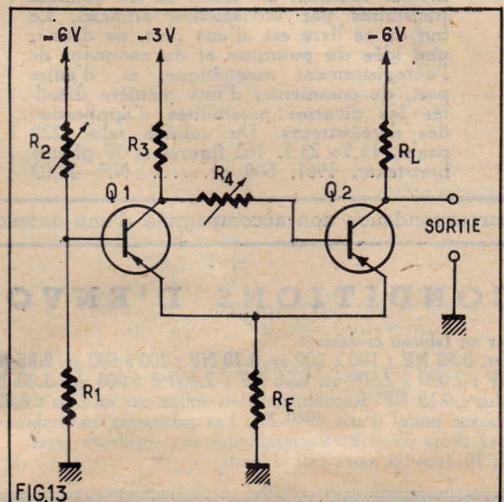
Les valeurs numériques des éléments sont : R₁ = 68 k Ω , R₂ = 500 k Ω variable, R₃ = 4,7 k Ω , R₄ = 500 k Ω variable, R₅ = 12 k Ω , R_e = 560 k Ω .

On doit adopter obligatoirement les transistors Sprague type 2N1429 aux deux étages.

Les tensions d'alimentation sont prélevées sur une batterie de 6 V dont le + sera à la masse, le - aux points - 6 V et la prise à 3 V au point - 3 V.

Les transistors adoptés dans ce montage sont au silicium type SADT, c'est-à-dire à alliage de surface suivant les procédés Sprague et Philco.

On remarquera que ce sont des transistors PNP et non des NPN comme c'est le cas des nombreux types au silicium.



Troisième canal stéréophonique.

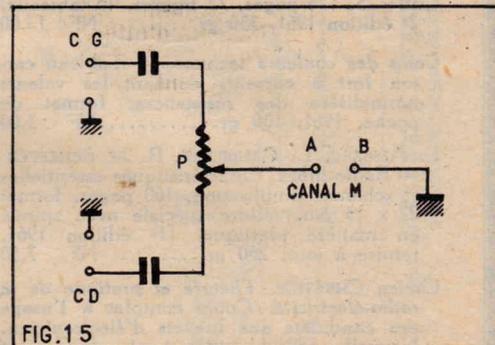
La stéréophonie dont l'intérêt est admis actuellement par la plupart des fervents des spectacles électroniques (phono, radio, micro, cinéma, magnétophone) comprend normalement deux canaux alimentant chacun un haut-parleur ou un groupe de haut-parleurs.

L'auditeur A placé entre les deux sources de son (voir fig. 14) représentées par HPG et HPD, distingue parfaitement les sons venant de gauche de ceux provenant de droite, notamment ceux à fréquence élevée pour lesquels l'oreille est plus sensible au point de vue orientation.

Les sons, qui dans l'exécution réelle proviennent du milieu de l'orchestre, sont transmis dans le système stéréophonique à deux canaux par les deux haut-parleurs HPG et HPD, donc entendus aussi bien par les deux oreilles de l'auditeur, qui dans ces conditions devrait avoir l'illusion d'entendre des sons venant d'une source placée devant lui, c'est-à-dire d'un point M.

Les avis sont partagés sur cette impression ou illusion, certains prétendent que la séparation en deux canaux enlève complètement toute audition provenant du milieu, tandis que d'autres affirment que c'est justement l'absence d'auditions provenant du milieu qui permettent l'effet stéréophonique pour lequel des frais importants d'appareillages ont été consentis.

On peut, toutefois, créer un troisième canal représenté au point de vue sonore par un haut-parleur placé au point M (fig. 14)



qui diffuserait des sons provenant de signaux prélevés sur les deux autres canaux.

Il y a matière à discussion sur le choix de ces signaux en ce qui concerne la fréquence et la puissance de transmission comparativement à celle des deux canaux G et D.

Pour satisfaire à tous les goûts, la puissance du troisième canal sera réglable et rendue nulle si on le désire tandis que la bande des fréquences des signaux admis dans ce troisième canal sera elle aussi variable.

De nombreux schémas ont été proposés pour le dispositif de prélèvement des signaux du troisième canal.

(Suite page 50.)

A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL (1)

LE CATHODYNE

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Dans cette série d'articles, nous avons successivement examiné le déphasage par transformateur, le montage « paraphase » et le déphaseur de Schmitt. A tous ces dispositifs, nous avons trouvé des défauts assez importants pour qu'il ne soit pas possible de leur décerner le brevet de DÉPHASEUR IDÉAL.

Nous allons maintenant examiner le montage dit « cathodyne » que d'aucuns, aimant les terminologies plus savantes, désignent par les termes de MONTAGE A CHARGES ÉQUILIBRÉES. Le mot ne fait rien à la chose. Ce montage n'est pas nouveau. Il s'en faut même de beaucoup. Il est bien difficile de connaître son origine exacte et les techniciens de plusieurs pays pourraient en revendiquer la paternité.

Ce qui est certain, c'est qu'aux temps lointains où il commençait sa carrière, beaucoup de ceux qui le décrivaient et l'employaient n'avaient que des idées assez vagues sur la manière dont il fonctionne réellement...

Le principe de base.

Dans le premier article de cette série, nous avons montré qu'on pourrait très facilement obtenir deux tensions d'égale amplitude, mais en opposition de phase au moyen d'un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte une prise médiane. Si $S_1 = S_2$ comportent exactement le même nombre de spires, les deux tensions V_1 et V_2 sont égales et déphasées de 180° (fig. 1).

Le même résultat peut être obtenu sans qu'il soit nécessaire d'employer un transformateur à prise médiane. Il suffit de prévoir un diviseur de tension constitué par deux résistances R_1 , R_2 d'égale valeur

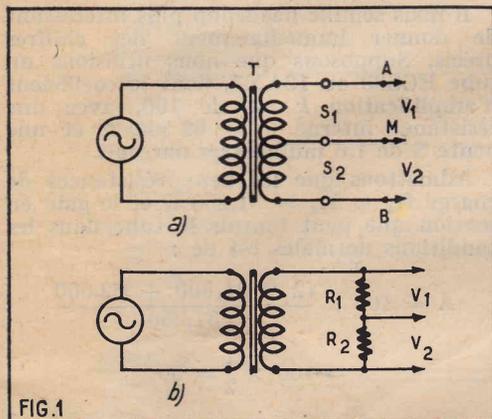


FIG. 1. — a) Les deux tensions V_1 et V_2 fournies par un transformateur à prise médiane sont égales et déphasées de 180° par rapport au point milieu M.

b) À défaut de transformateur à prise médiane, on obtient le même résultat au moyen d'un diviseur de tension constitué par deux résistances égales.

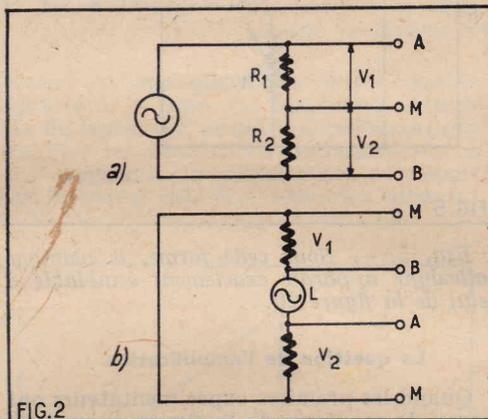


FIG. 2. — a) On peut encore obtenir les deux tensions déphasées de 180° , au moyen d'un simple diviseur de tension.

b) Le montage b est équivalent au montage a. Les éléments constitutifs sont simplement disposés d'une autre manière.

(fig. 1b). Mais on voit immédiatement que, dans ce cas, l'emploi d'un transformateur n'est même pas nécessaire. Il suffit tout simplement du diviseur de tension, comme nous l'indiquons sur la figure 2a. Ce qu'il importe de bien comprendre, c'est que, pour obtenir deux tensions effectivement en opposition, il faut prendre le point M comme origine des phases.

Si nous prenions le point B, nous constaterions que, par rapport à M, la tension obtenue se présente dans la même position de phase que la tension qu'on obtient entre B et A, mais que l'amplitude de cette dernière est double. Il n'est peut-être pas inutile de constater que le montage de la figure 2b est exactement le même. Il n'en diffère que par la disposition des éléments constitutifs.

Essayons maintenant de transposer ces

L'auteur de cet article se souvient d'avoir publié un articles précisant certaines données et donnant les résultats de mesures précises dans la revue des professionnels de l'électronique, L'ONDE ÉLECTRIQUE, vers 1928 ou 1930...

D'ailleurs, le montage se prête à de si nombreuses variantes qu'il aurait été assez logique d'intituler cet article LES CATHODYNES.

Le montage a donné lieu à de nombreuses polémiques dans des revues ou périodiques aujourd'hui disparus.

Après avoir été universellement employé dans tous les amplificateurs symétriques, on lui a trouvé de nombreux défauts. On a cessé peu à peu de l'utiliser pour lui préférer des montages beaucoup plus « sophistiqués » comme LE DÉPHASEUR DE SCHMITT.

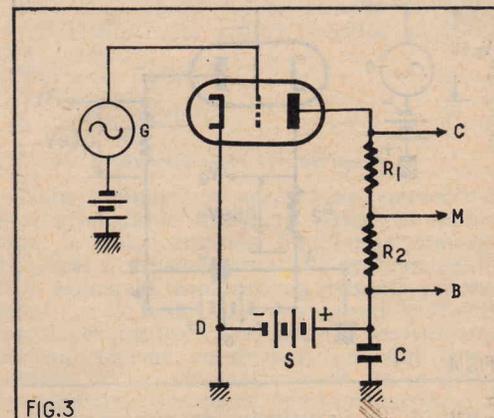
Parmi les critiques faites à ce montage, une des plus fréquentes est la faiblesse du gain qu'il donne. Nous montrerons dans cet article ce qu'il faut penser de cet argument.

quelques résultats dans le domaine des tubes électroniques.

Utilisons un tube électronique.

Avec un peu de naïveté, on pourrait penser à l'utilisation d'un montage comme celui de la figure 3 en se disant qu'en somme cette disposition équivaut à celles de la figure 2. C'est tout à fait exact si l'on considère que le tube électronique est isolé dans l'espace.

FIG. 3. — Il ne faudrait pas comparer ce montage à celui de la figure 2. On pourrait, à la rigueur, obtenir les tensions déphasées de 180° à condition d'isoler complètement l'étage et de l'alimenter avec des sources indépendantes.



Cela devient tout à fait faux si l'on considère que le circuit représenté sur la figure 3 est un étage amplificateur qui fait partie d'un ensemble et que tous les tubes de cet ensemble sont alimentés par une source commune de courant anodique S. On est ainsi amené à prévoir une liaison entre les

(1) Voir n° 164 et suivants de Radio-Plans.

différents étages de l'amplificateur et il faut bien que cette liaison permette le passage des différents circuits anodiques par la source commune.

Cela semble tellement évident à la plupart de nos lecteurs que c'est une question à laquelle ils ne se sont probablement jamais donné la peine de réfléchir.

Et pourtant! Cette évidence n'existe que par la force de l'habitude. Si l'on consulte les premiers brevets sur les amplificateurs à tubes électroniques, on constate que tous sont prévus avec des sources séparées, aussi bien pour le chauffage des filaments que pour la source de courant anodique : un brevet qui a fait beaucoup couler d'encre couvre le principe qui permet de n'utiliser qu'une source commune de chauffage et une source commune de tension d'anode...

Aujourd'hui, on prévoit automatiquement une alimentation commune. Il en résulte, par ce fait même, que les points D et B sont communs à tous les étages. On matérialise d'ailleurs ce fait et l'on simplifie en même temps le câblage en reliant le point D à la masse.

Notons, d'ailleurs, en passant, qu'il n'est pas du tout obligatoire de prévoir la mise à la masse du pôle négatif de la source de tension anodique. Bien mieux dans certains cas, il est avantageux de prévoir la mise à la masse du pôle positif. C'est ce qu'on fait généralement dans les oscillographes.

Pour que le montage de la figure 3 puisse effectivement donner le déphasage que nous cherchons, il faudrait que le point M, origine de phase, soit commun aux différents étages. C'est tout à fait impossible, puisque c'est le point B qui l'est, par suite des nécessités de l'alimentation en tensions continues. Remarquons encore qu'en ce qui concerne les tensions alternatives, les points B et D sont au même potentiel. En effet, l'alimentation commune ne peut fonctionner qu'à la condition impérative d'utiliser une source S de résistance intérieure nulle. S'il en est autrement, il est toujours possible de rendre l'impédance équivalente négligeable au moyen d'un condensateur C de valeur correctement choisie. Cette remarque n'est pas inutile puisqu'elle va nous permettre d'arriver jusqu'au montage « cathodyne ».

Le principe du montage cathodyne (fig. 4).

Le montage cathodyne est représenté de la manière habituelle sur la figure 4. L'impédance de charge du tube amplifi-

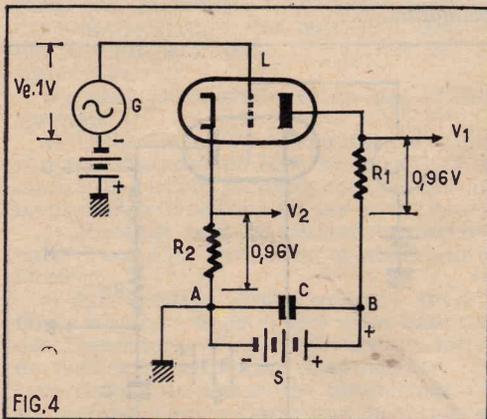


FIG. 4. — Le principe du montage cathodyne. Si les deux résistances R_1 et R_2 sont d'égale valeur les deux tensions V_1 et V_2 sont égales. On peut comparer cette disposition à celle de la figure 2b. Il faut considérer qu'en courant alternatif, les points A et B sont au même potentiel. Il faut, en effet, que l'impédance de la source d'alimentation soit nulle.

cateur L est constituée par deux résistances rigoureusement égales R_1 et R_2 . On voit immédiatement que l'une d'elle est insérée dans le circuit de la cathode et l'autre dans le circuit de l'anode. On comprend, d'après cela, pourquoi le montage est parfois désigné par les termes *amplificateur à charges équilibrées*.

La parenté avec les montages dont il a été question plus haut est évidente. Il suffit, pour le voir, d'un seul coup d'œil de disposer les éléments comme nous l'avons fait sur la figure 5. C'est, semble-t-il, exactement ce qu'on trouve sur la figure 2b.

Le tube amplificateur L remplace le générateur G.

D'autre part les deux points M ne sont pas reliés par une connexion qui constitue un court-circuit. En effet, la source d'alimentation anodique est intercalée dans la liaison entre les deux points M. Mais nous avons déjà précisé que l'impédance de la source S doit être pratiquement nulle et que, s'il n'en n'était pas ainsi, le condensateur de découplage S annulerait cette impédance.

Les deux points M sont donc bien effectivement au même potentiel en ce qui concerne les tensions alternatives. Ce potentiel, c'est d'ailleurs celui de la masse.

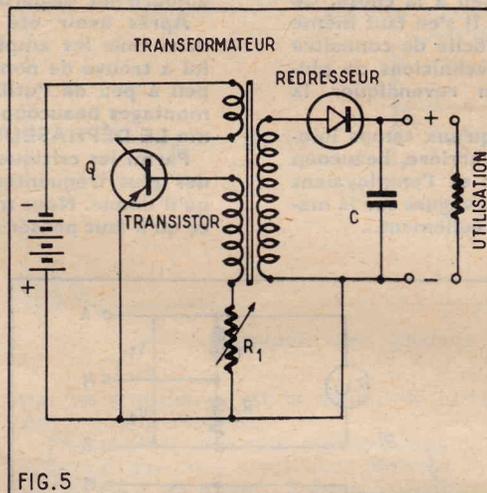


FIG. 5. — Sous cette forme, le montage cathodyne apparaît exactement semblable à celui de la figure 2b.

La question de l'amplification.

Quand les premiers expérimentateurs ont essayé le montage de la figure 4 ou celui de la figure 5 (puisque ils sont identiques) ils s'attendaient, sans aucun doute, à obtenir un rapport d'amplification (ou gain) du même ordre de grandeur qu'avec un étage amplificateur du modèle courant, c'est-à-dire de l'ordre de 50 avec un tube dont le coefficient d'amplification est de 100. Or, le gain constaté était en réalité beaucoup plus faible.

Pour augmenter le gain fourni par un amplificateur à résistance il suffit d'adopter une impédance de charge plus élevée. Ces pionniers ont été tout naturellement amenés à prendre pour R_1 et R_2 (qui doivent être égales) les valeurs aussi grandes que le permettaient les caractéristiques des tubes électroniques et la grandeur des sources d'alimentation disponibles.

L'augmentation de gain obtenue dans ces conditions était en réalité très faible. Tout ce qu'on peut constater en pratique, c'est que si le générateur G donne, par exemple, une tension de 1 V (valeur efficace) les deux tensions égales V_1 et V_2 sont légèrement inférieures à 1 V. Elles seront, par exemple, 0,96 V. En diminuant la valeur des deux résistances R_1 et R_2 ,

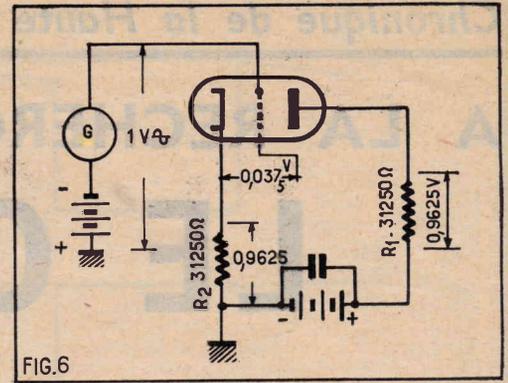


FIG. 6. — Répartition des tensions dans un montage cathodyne. Il faut bien noter que la tension amplifiée est celle qui existe entre cathode et grille. Elle est ici, de 0,0375 V seulement, malgré que le générateur G fournisse une tension de 1 V.

on obtiendrait 0,95 V. En l'augmentant on trouverait, par exemple, 0,98 V. Mais dans aucun cas, quelle que soit la valeur donnée à R_1 et R_2 on ne pourra dépasser 1 V, c'est-à-dire la valeur appliquée entre grille et masse de l'amplificateur.

On peut donc dire qu'à peu de chose près, le montage reporté la tension d'entrée entre les extrémités de chacune des deux résistances de charge.

On a prétendu que le gain était inférieur à 1. C'est inexact. En effet, la tension amplifiée fournie par le tube n'est ni V_1 ni V_2 , mais très exactement la somme des deux tensions, c'est-à-dire $V_1 + V_2$.

Le gain est donc, en réalité, très voisin de 2. Mais il importe de le répéter. Quelles que soient les conditions de fonctionnement, ou le modèle de tube triode utilisé, il est impossible de dépasser 2.

Ce qui se passe en réalité (fig. 6).

Evidemment, il me serait bien facile de sortir ici quelques belles formules et de démontrer que le résultat observé est bien conforme à la théorie. Mais cette démonstration n'expliquerait rien et ne permettrait pas aux esprits curieux de nos lecteurs de comprendre comment les choses se passent. Il est donc beaucoup plus profitable d'essayer de démonter le mécanisme de fonctionnement. Il sera toujours temps d'avoir recours aux formules par la suite.

Il nous semble beaucoup plus intéressant de donner immédiatement des chiffres précis. Supposons que nous utilisions un tube ECC83 ou 12AX7, dont le coefficient d'amplification k est de 100, avec une résistance interne $\rho = 62\,500 \Omega$ et une pente S de 1,6 millimètres par volt.

Admettons que les deux résistances de charge $R_1 = R_2 = 31\,250 \Omega$ et le gain en tension que peut fournir le tube dans les conditions normales est de :

$$A = 100 \times \frac{(2 \times 31\,250 + 62\,500)}{31\,250} = 100 \times \frac{1}{2} = 50$$

Mais le gain en tension, c'est évidemment la tension obtenue entre les extrémités de la résistance de charge quand on applique une tension de 1 V entre grille et cathode. Reprenons la figure 4. La tension fournie par le générateur G est appliquée entre grille et masse. Le fonctionnement fait apparaître une tension V_2 entre la cathode et la masse.

Il en résulte évidemment que la tension existant réellement entre cathode et grille

est la différence entre les deux tensions précédentes.

Ainsi, pour préciser davantage, nous pouvons respecter les valeurs exactes sur la figure 6.

Le générateur fournit..... 1 V
Entre les extrémités de R_2 , nous trouverons..... 0,9625 V

La différence est de..... 0,0375 V

Ce n'est donc pas 1 V qui est appliqué entre grille et cathode, mais seulement 0,0375. Le gain de l'étage étant de 50, la tension totale qu'on doit trouver entre les extrémités de la charge totale doit donc être de $0,0375 \times 50 = 1,875$ V.

En conséquence, on trouve bien, comme prévu, la moitié de cette tension entre les extrémités de chacune des deux résistances, c'est-à-dire : 0,9625 V environ.

Bien entendu, tous nos lecteurs ont déjà compris qu'il s'agit tout simplement là d'un effet de contre-réaction. Toutefois, dans les années lointaines où le montage cathodyne a fait son apparition, beaucoup de techniciens ignoraient cet effet et ses conséquences. De plus, ils ne disposaient guère de moyen permettant de mesurer le gain d'un étage soumis à une contre-réaction. Ils constataient simplement que l'amplification fournie par l'étage était très faible... et avec beaucoup de naïveté, ils cherchaient à améliorer ce gain en augmentant la valeur des résistances comme R_1 et R_2 . Ce qui, comme nous l'expliquerons plus loin, n'est pas sans inconvénient.

La contre-réaction du montage cathodyne.

Il y a contre-réaction dans un étage d'amplification quand on réintroduit à l'entrée une tension fournie par le circuit de sortie. On peut distinguer la contre-réaction de tension et la contre-réaction d'intensité. Dans le premier cas, la tension introduite de nouveau à l'entrée, ou tension de contre-réaction est proportionnelle à la tension de sortie fournie par l'amplificateur. Dans le second cas, elle est proportionnelle à l'intensité de sortie.

Les propriétés des deux types de contre-réaction ne sont pas exactement les mêmes. Elles peuvent même s'opposer pour certains facteurs comme l'impédance de sortie.

La distinction entre les deux n'est pas toujours bien nette. Dans le cas présent on peut, a priori, tout aussi bien prétendre qu'il s'agit d'une réaction de tension que d'une réaction d'intensité.

Le « gain » fourni par un étage amplificateur à réaction se calcule très simplement par la relation :

$$A_r = \frac{A}{1 + rA}$$

A étant le gain que l'amplificateur fournirait s'il n'y avait pas de réaction et r , le taux de réaction. Cette dernière grandeur est le rapport entre la tension de sortie et la tension de réaction qui est réintroduite dans l'amplificateur.

Dans le cas présent, c'est évidemment 0,5 puisque les deux tensions V_1 et V_2 sont égales et que la tension de réaction est V_2 .

Le gain A est ici égal à 50. Il en résulte que le gain de l'amplificateur avec contre-réaction est :

$$A_r = \frac{1 + 25}{50} = 50/26 \text{ ou } 1,875$$

En conséquence, pour 1 V à l'entrée, on doit trouver $1,875/2 = 0,9625$ V entre les extrémités de chacune des deux résistances. Ainsi, nous retrouvons exactement les mêmes chiffres que ci-dessus.

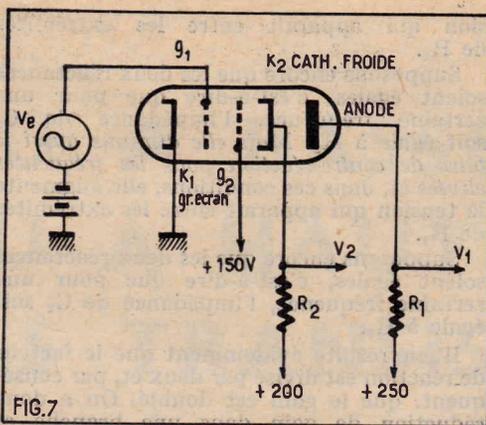


FIG. 7. — Un montage cathodyne sans contre-réaction. Il faut, pour cela, utiliser un tube multiplicateur par émission secondaire.

Ces tubes ne sont plus fabriqués aujourd'hui.

Et nous pouvons aussi comprendre qu'il est parfaitement inutile de chercher à augmenter l'impédance de charge. Le maximum de gain que peut fournir cet amplificateur à contre-réaction se produit quand le produit rA (qui s'appelle le facteur de réaction) peut être considéré comme beaucoup plus grand que 1. Dans ce cas le gain devient : $1/r$, et ne peut jamais dépasser cette valeur. Dans le montage cathodyne, le taux de réaction r étant exactement égal à $1/2$, il en résulte que la valeur maximale du gain est de 2. Cela veut dire que tout ce qu'on peut espérer (sans jamais l'atteindre complètement) c'est que les deux tensions V_1 et V_2 deviennent égales à V_g , la tension d'entrée. Quelle que soit la valeur de la résistance de charge ce chiffre ne sera jamais dépassé.

Montage cathodyne sans contre-réaction ?

Le principe même du montage suppose l'existence d'une contre-réaction. Dans les premières années d'utilisation de ce montage, on a cherché s'il était possible d'éliminer ou d'atténuer cette contre-réaction, précisément pour chercher à obtenir un gain plus important.

Les montages plus ou moins astucieux qui furent proposés de « cathodyne sans

contre-réaction » ne répondaient nullement à ce programme. Il est parfaitement inutile de vouloir exhumers ces combinaisons. On réduisait la contre-réaction dans la mesure où on réduisait le gain, si bien que le bénéfice de l'opération était nul.

Le seul montage qui était vraiment un cathodyne sans contre-réaction comportait l'emploi d'un tube à émission secondaire. A titre documentaire nous reproduisons le montage figure 7. Le courant électronique fourni par la cathode chaude K1 était modulé par la grille de commande principale g_1 .

Le faisceau électronique obtenu était lancé contre la cathode froide K_2 où il subissait une amplification par multiplication secondaire. Les deux résistances de charge R_1 et R_2 étaient disposées l'une dans le circuit de la cathode K_2 , l'autre dans celui de l'anode. On voit ainsi que la contre-réaction ne peut se manifester. On pouvait de la sorte obtenir un déphasage excellent accompagné d'un gain en tension de l'ordre de 100.

Le montage n'était cependant pas parfaitement symétrique parce qu'il fallait donner à R_2 et R_1 deux valeurs légèrement différentes. C'est, qu'en effet, l'intensité de cathode froide était légèrement plus faible que l'intensité anodique. L'écart entre les deux représente précisément l'intensité de courant fournie par la cathode chaude K1.

Ces tubes à multiplication secondaire ne sont plus fabriqués. Ils présentaient en effet, une grande instabilité de caractéristiques.

Les défauts des premiers cathodynes.

Ce qu'on reprochait principalement aux premiers montages cathodynes, c'était la faiblesse du gain obtenu. Ce reproche, nous le montrerons par la suite, n'était absolument pas justifié.

Il y avait cependant un défaut beaucoup plus grave : c'était, en dépit des apparences, le manque de symétrie dans le gain fourni par les deux branches. En effet, si l'on avait soin de faire des mesures précises et de tracer les courbes donnant les tension (ou le gain) entre les extrémités des deux résistances R_1 et R_2 , on obtenait le résultat indiqué sur la figure 8. La parfaite symétrie était limitée aux fréquences moyennes et basses. Du côté des fréquences basses,

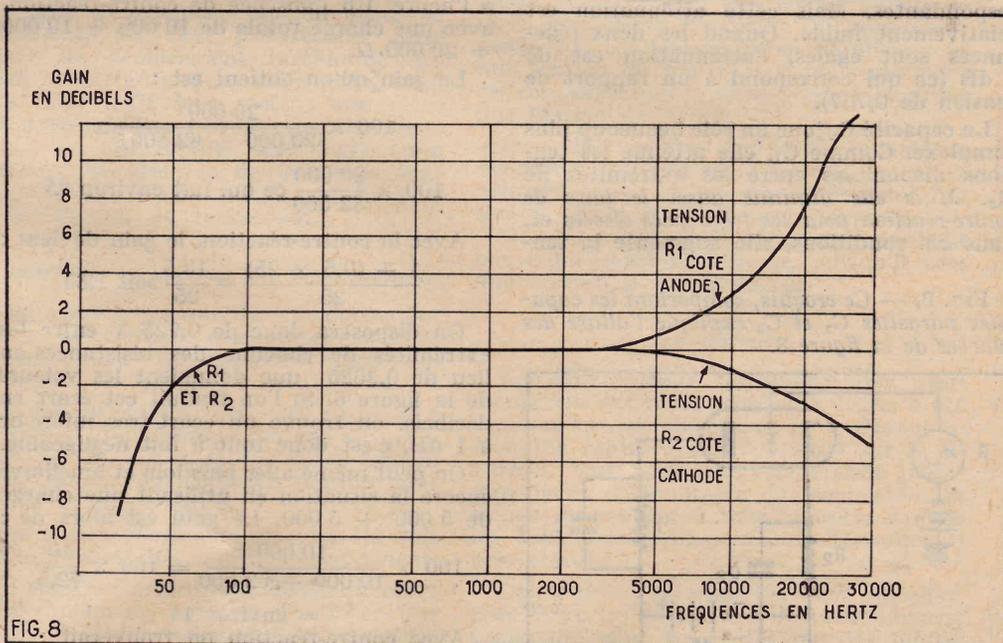


FIG. 8. — Le défaut de symétrie apparaît pour les fréquences élevées, quand l'impédance de charge est trop élevée.

la symétrie était parfaite : les deux courbes étaient rigoureusement confondues à condition que les deux résistances aient bien des valeurs égales. Mais, dans l'exemple que nous avons pris, on constate que les deux courbes sont déjà séparées par un écart de 1 dB à 5 000 Hz. A 10 000, l'écart était de l'ordre de 4 dB. Et, enfin, il atteignait 12 dB à 20 000 Hz.

Il ne faudrait d'ailleurs pas conclure que le montage qui nous a servi à relever la courbe de la figure 6 soit parmi les plus mauvais. Il est, au contraire parmi les bons.

Ici, le mal n'était pas bien grave parce que, à cette époque, la reproduction des fréquences élevées était limitée. On ne montait guère au-delà de 4 000 Hz. On est beaucoup plus exigeant aujourd'hui et, dans les appareils à haute fidélité, on exige une reproduction s'étendant au moins jusqu'à 15 000 Hz.

La cause du mal.

La cause du mal est facile à déterminer. Nos schémas précédents ne sont que des schémas de principe, c'est-à-dire, théoriques. En pratique, il faut tenir compte d'autres facteurs et, en particulier, des capacités.

Il existe, en effet, une capacité entre l'anode et la masse et une capacité entre la cathode et la masse. La première n'est pas très importante. Mais la seconde l'est beaucoup plus.

Nos lecteurs savent comment est réalisée une cathode (fig. 10). La partie active de la cathode est constituée par un cylindre de nickel (ou d'un alliage de ce métal) recouvert extérieurement d'oxydes émissifs de baryum et de strontium. L'intérieur du cylindre est occupé par un filament de tungstène, replié sur lui-même et isolé du cylindre cathodique par une céramique supportant une haute température et qui est généralement de l'alumine.

Il y a donc, nécessairement, une capacité importante entre le filament chauffant et le cylindre cathodique. C'est la capacité C_2 de la figure 9.

Il faut bien comprendre que ces deux capacités n'ont pas du tout la même action. Analysons leur action. Quand la réactance de la capacité C_1 ne peut plus être considérée comme très grande par rapport à R_1 , il y a une atténuation des fréquences correspondantes. Mais cette atténuation est relativement faible. Quand les deux réactances sont égales, l'atténuation est de 3 dB (ce qui correspond à un rapport de tension de 0,707).

La capacité C_2 joue un rôle beaucoup plus complexe. Comme C_1 , elle atténue les tensions disponibles entre les extrémités de R_2 . Mais elle diminue aussi le taux de contre-réaction pour les fréquences élevées et, dans ces conditions, elle augmente la ten-

FIG. 9. — Ce croquis, comportant les capacités parasites C_1 et C_2 , explique l'allure des courbes de la figure 8.

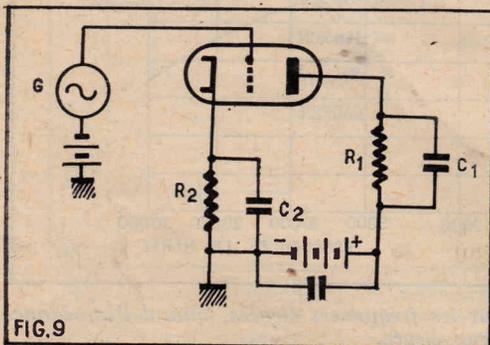


FIG. 9

sion qui apparaît entre les extrémités de R_1 .

Supposons encore que les deux réactances soient égales, c'est-à-dire que pour une certaine fréquence, l'impédance de C_2 soit égale à R_2 . Mais elle diminue aussi le taux de contre-réaction pour les fréquences élevées et, dans ces conditions, elle augmente la tension qui apparaît entre les extrémités de R_1 .

Supposons encore que les deux réactances soient égales, c'est-à-dire que pour une certaine fréquence, l'impédance de C_2 soit égale à R_2 .

Il en résulte évidemment que le facteur de réaction est divisé par deux et, par conséquent, que le gain est doublé. On a donc réduction de gain dans une branche et augmentation dans l'autre branche. Cet effet se fait d'autant plus nettement sentir que les fréquences sont plus élevées. D'où, précisément, l'effet qui se manifeste sur les courbes de la figure 8.

A mesure que l'impédance de la capacité C_2 devient plus faible ; c'est-à-dire à mesure que la fréquence augmente, le gain tend à prendre la valeur qui correspondait à l'absence de contre-réaction.

Dans l'exemple déjà chiffré plus haut, le gain limite correspondrait à

$$\frac{100 \times 31\,250}{61\,500 + 31\,250} \text{ soit } 33$$

Et, dans ces mêmes conditions, la tension alternative disponible entre les extrémités de R_2 serait nulle.

On pourrait évidemment chercher à retrouver l'identité des deux courbes en augmentant la capacité C_1 .

On obtiendrait bien la symétrie, mais au détriment de la qualité, puisqu'on réduirait la bande des fréquences reproduites.

Une solution bien meilleure consiste à prévoir l'utilisation de l'étage déphaseur avec des charges faibles, de manière que la réactance de C_2 (dont la valeur est $1/C_2 \Omega$) soit toujours beaucoup plus grande que R_2 .

Cette condition est réalisée en pratique quand on donne à R_2 et R_1 des valeurs inférieures à 10 000 Ω . On peut alors se poser la question : le gain ne va-t-il pas devenir exagérément faible ?

Il est facile de le déterminer.

Prenons le même tube ECC83 que tout à l'heure. En l'absence de contre-réaction, avec une charge totale de 10 000 + 10 000 = 20 000 Ω .

Le gain qu'on obtient est :

$$100 \times \frac{20\,000}{20\,000 + 62\,500} \text{ ou}$$

$$100 \times \frac{20\,000}{82\,500} \text{ ce qui fait environ } 25$$

Avec la contre-réaction, le gain devient :

$$\frac{1 + (0,5 \times 25)}{25} = \frac{13,5}{25} \text{ soit } 1,85$$

On disposera donc de 0,925 V entre les extrémités de chacune des résistances au lieu de 0,9625 que donnaient les valeurs de la figure 6. Si l'on traduit cet écart en décibels, on trouve un écart très inférieur à 1 dB, c'est donc tout à fait négligeable.

On peut même aller plus loin et améliorer encore la situation en utilisant une charge de 5 000 + 5 000. Le gain est alors de :

$$100 \times \frac{10\,000}{10\,000 + 62\,500} = 100 \times \frac{10}{72,5} = \text{environ } 14$$

Avec contre-réaction on trouverait :

$$\frac{14}{1 + (0,5 \times 14)} = \frac{14}{8} = 1,75$$

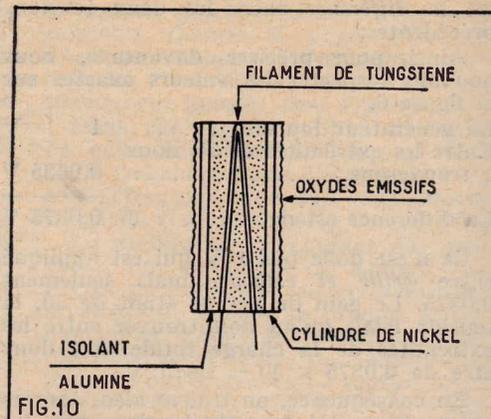


FIG. 10

FIG. 10. — Cathode à chauffage indirect. On s'explique qu'il existe une capacité relativement élevée entre cathode et filament. Or, le filament est relié à la masse de l'appareil.

La tension entre les extrémités de chacune des résistances sera donc de 0,87 V. En pratique, on ne constatera aucune différence de gain avec le premier cas où l'on avait utilisé une résistance de charge de 31 250 Ω dans chacune des branches. En revanche, on constatera que la symétrie est bien meilleure et que la gamme de reproduction s'étend beaucoup plus loin du côté des fréquences élevées.

Il y a cependant un inconvénient à réduire exagérément la charge. En effet, le passage du courant continu dans R_2 détermine une certaine chute de tension entre les extrémités de cette résistance. Il est évident que le maximum de tension de crête à crête que pourra transmettre l'étage déphaseur ne pourra dépasser la valeur de tension continue entre les extrémités de R_2 . Si l'amplitude des signaux devient trop élevée, il y aura donc écrêtage.

Cet effet peut être éventuellement utilisé dans certains cas ; par exemple, en télévision, dans les comparateurs de phase symétrique où on utilise couramment un déphaseur cathodyne.

La question du gain.

Un des gros reproches fait au montage cathodyne est la faiblesse du gain obtenu, par comparaison avec le gain fourni, par exemple, par un montage déphaseur de Schmitt.

Une telle comparaison est insensée pour la simple raison que le « cathodyne » n'utilise qu'un seul élément triode, alors que le déphaseur de Schmitt est équipé de deux éléments triodes.

Il faut donc comparer le gain que pourrait fournir un tube déterminé dans les deux cas. Reprenons encore le même exemple : un tube double ECC83 ou 12AX7. Avec un déphaseur de Schmitt, dans les meilleures conditions d'utilisation le tube ECC83 fournira la moitié du gain qu'il peut donner normalement : c'est-à-dire environ 25.

Si nous employons le premier élément du tube ECC83 comme amplificateur d'entrée il fournira un gain de 50 environ, l'étage déphaseur donnant un gain de 2 environ, on aura au total un gain voisin de 100.

Où est donc l'infériorité du cathodyne ?

De plus le cathodyne fournira deux tensions rigoureusement symétriques.

Pour conclure cette étude, il nous faut maintenant examiner les schémas de réalisation pratique.

Ce sera le sujet de notre article du mois prochain.

L. CHRÉTIEN.

RÉCEPTEUR AM - FM STÉRÉOPHONIQUE de haute fidélité

En raison des progrès de la technique, la radio diffusion met à la disposition des auditeurs toute une gamme de possibilités de réception qui n'existait pas il y a encore quelques années. A ce moment il n'y avait que des émissions modulées en amplitude. On est venu ajouter les émissions modulées en fréquence. L'heure est maintenant à la stéréophonie. Elle a commencé avec les enregistrements sur disque mais a gagné les émissions radio. En ce qui concerne la France, la R.T.F. transmet actuellement des programmes stéréophoniques dont un canal passe en modulation de fréquence. Bientôt les deux canaux seront transmis en duplex sur la chaîne FM. S'il est possible de profiter de tous ces procédés de transmission, l'auditeur doit s'équiper d'un récepteur prévu en conséquence. C'est le cas de celui que nous allons décrire. Cet appareil peut capter simultanément un programme AM et un émetteur FM, ce qui permet la réception des émissions stéréophoniques actuelles. De plus en plaçant un type de HP dans une pièce et l'autre type dans une autre, deux émissions différentes, une AM et une FM peuvent être écoutées dans d'excellentes conditions. Les émissions normales sont reçues en pseudo-stéréophonie, les deux amplificateurs BF fonctionnant en parallèle, ce qui assure une bonne qualité subjective. Bien entendu la partie BF peut servir à la reproduction d'enregistrements stéréophoniques. Enfin quand les normes d'émissions seront définies, le montage d'un décodeur permettra d'écouter des émissions stéréophoniques en mono.

Le schéma (fig. 1).

Le récepteur se compose d'une chaîne de réception AM et d'une chaîne de réception FM absolument indépendantes et de deux amplificateurs BF de haute qualité pour la production stéréophonique. Nous allons maintenant successivement sur le schéma ces différentes parties.

La chaîne AM.

Elle est destinée à recevoir 4 gammes de fréquences : OC, BE, PO, GO. De manière à obtenir le maximum de sensibilité, un étage HF est prévu avant le changement de fréquence. Tous les bobinages sont contenus dans un bloc dont le clavier assure également la commutation AM-FM et la commutation radio-PU.

Pour les gammes PO et GO le collecteur de l'antenne est un cadre à air blindé dont les éléments sont sélectionnés par le commutateur du bloc. Pour les OC une antenne est nécessaire. Cette antenne peut être incorporée au récepteur. Elle est reliée au montage par un condensateur de 1 000 pF en dérivation et une résistance de 47 000 Ω en dérivation

Son circuit plaque contient le primaire du premier transformateur MF et une cellule de découplage (3 300 Ω et 50 nF). A noter que tous les transfo MF sont accordés sur 480 kHz.

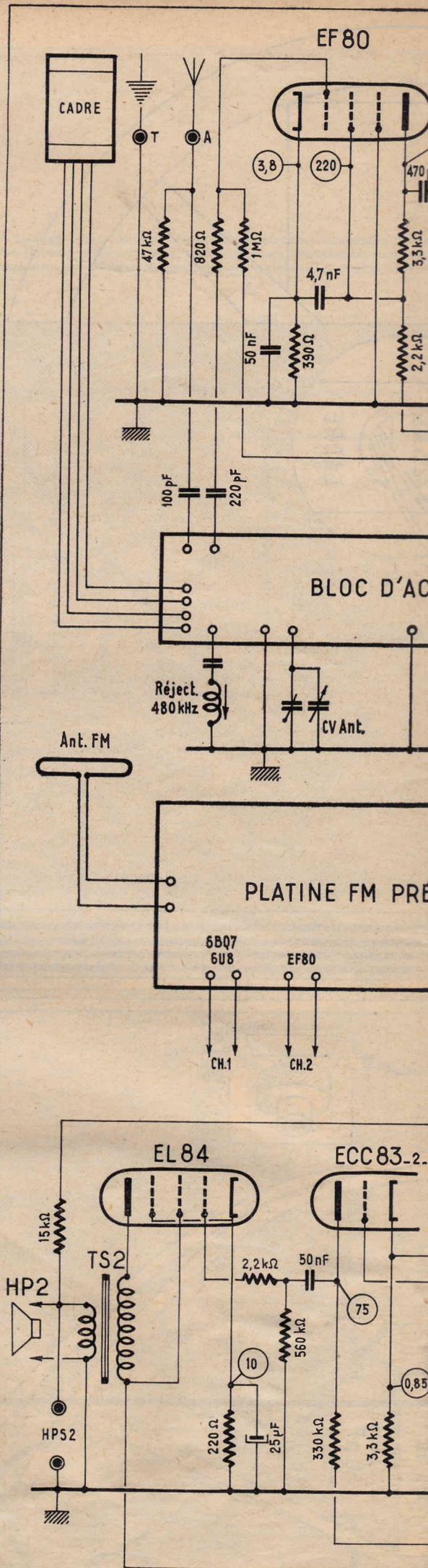
La partie triode de la EF80 est utilisée en oscillatrice en liaison avec des bobinages contenus dans le bloc. L'enroulement du circuit grille qui est accordé par la troisième cage du CV est reliée à l'électrode de commande par un condensateur de 47 pF en série avec une résistance de 82 Ω . Le potentiel de la grille est fixé par rapport à la cathode par une résistance de fuite de 47 000 Ω . La liaison entre l'enroulement d'entretien et la plaque de la triode utilise un condensateur de 470 pF. L'alimentation se fait par l'intermédiaire d'une résistance de 33 000 Ω .

La lampe de l'étage MF est une EF89. Sa grille de commande est attaquée par le secondaire de MF1 à travers une résistance de 1 000 Ω destinée à accroître la stabilité. La tension de VCA est appliquée à la base du secondaire du transformateur de liaison. La résistance de polarisation du circuit cathode de la EF89 fait 220 Ω . Elle est découplée par un condensateur de 50 nF. L'écran est alimenté à l'aide d'une 47 000 Ω découplée par 50 nF. Le circuit plaque contient le primaire du transformateur MF2 et une cellule de découplage formée d'une 2 200 Ω et d'un 50 nF allant à la cathode.

Le transformateur MF2 attaque une diode 1N48 qui assure la détection. Outre la diode et le secondaire du transformateur le circuit de détection contient une cellule de blocage HF et la résistance de charge. Le filtre HF est composé d'une 47 000 Ω et un condensateur de 100 pF; la résistance de charge fait 220 000 Ω . La tension de VCA est prise au sommet de la résistance de 220 000 Ω . Elle est transmise aux étages asservis par une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 1 M Ω et d'un condensateur de 50 nF.

La chaîne FM.

Elle est entièrement contenue sur une platine précablée et pré réglée ce qui simplifie considérablement le montage et donne l'assurance d'un fonctionnement parfait. Il est en effet très difficile à un amateur non pourvu des appareils nécessaires de réaliser correctement l'alignement de cette chaîne. Or, la qualité de la réception dépend de la précision de ce réglage. Etant donné que cette partie n'est pas à câbler mais simplement à raccorder au reste du montage, nous n'en donnerons pas une description détaillée. Nous dirons seulement qu'elle se compose d'un étage HF cascode équipé d'une 6BQ7, d'un étage changeur de fréquence équipé d'une 6U8, de trois étages MF dont les tubes sont des EF80 et d'un détecteur de rapport symétrique mettant en œuvre deux diodes 1N48. La bande passante de l'amplificateur MF est de 300 kHz.

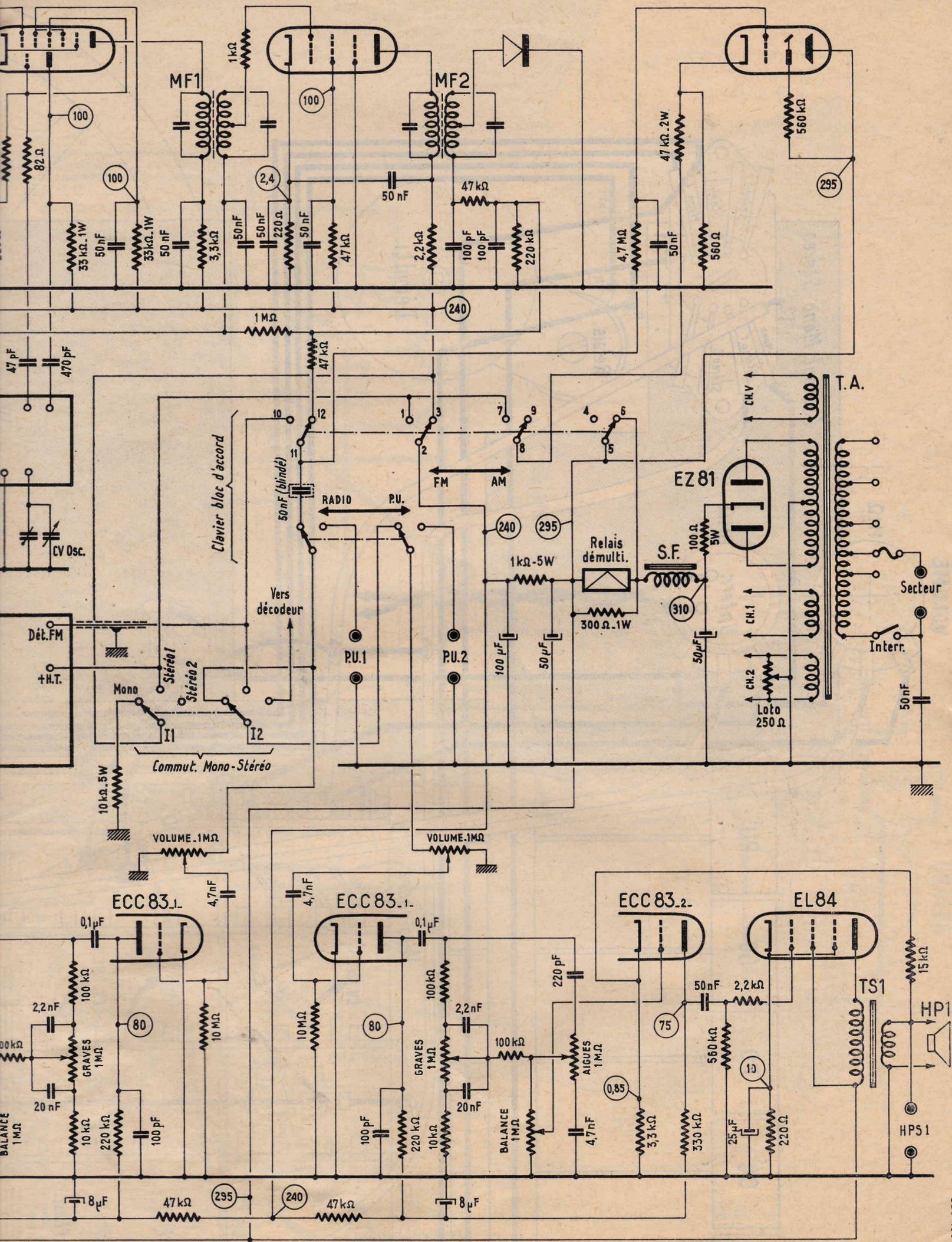


ECH 81

EF 89

1N 48

EM 84



Le circuit HF est équipé par une EF80. La commande de cette pentode est assurée par le circuit d'entrée à l'aide d'un condensateur de 220 pF en série avec un résistor de 10 Ω. La tension de VCA est appliquée à l'électrode par une résistance de fuite de 10 MΩ. Le circuit d'entrée est selon le schéma imposé des enroulements du cadre ou des bobinages OC contenus dans le bloc. Le circuit est accordé par une cage d'un CV de 100 pF. Un circuit réjecteur accordé à 100 kHz évite les interférences avec les stations voisines de la MF.

L'EF80 est polarisée par une résistance de cathode de 390 Ω découplée 50 nF. Sa grille est alimentée par une cellule de découplage (2 200 Ω et 4,7 nF) et une résistance de 3 300 Ω. L'écran est alimenté directement après la cellule de découplage. La plaque est reliée par un condensateur de 100 pF au circuit de liaison HF contenu dans le bloc. Ce circuit de liaison est accordé par une cage du CV.

Le stage HF ainsi formé attaque la grille de commande de l'heptode modulatrice qui dans une ECH81 par un condensateur de 220 pF et une résistance de fuite de 10 MΩ. Cet étage modulateur étant soumis à la régulation antifading, la tension VCA est appliquée à la base de la résistance de fuite qui la transmet à l'électrode de commande. L'heptode est polarisée par une résistance de cathode de 220 Ω découplée 50 nF. Son écran est alimenté par une résistance de 33 000 Ω découplée par 50 nF.

Les deux amplificateurs BF nécessaires à la reproduction stéréophonique sont bien entendu identiques. Ils sont formés chacun de deux étages amplificateurs de tension équipés par des triodes d'un étage de puissance. Les triodes d'entrée des deux amplis sont contenues dans une ECC83 et celles des seconds étages amplificateurs de tension dans une autre ECC83. Les lampes de puissances sont des EL84.

Pour chaque amplificateur la triode d'entrée a sa grille attaquée par l'intermédiaire d'un potentiomètre de puissance de 1 MΩ, d'un condensateur de 4,7 nF et d'une résistance de fuite de 10 MΩ. La cathode étant à la masse, la polarisation est obtenue grâce à la forte valeur de la résistance de fuite. Le circuit plaque contient une résistance de charge de 220 000 Ω et une cellule de découplage composée d'une résistance de 47 000 Ω et d'un condensateur de 8 μF. La plaque triode est découplée vers la masse par un condensateur de 100 pF.

Le système de liaison entre la plaque de cette triode et la grille de la lampe du second étage se compose d'un condensateur de 0,1 μF d'un dispositif de dosage séparé des graves et des aigus et d'un potentiomètre de balance de 1 MΩ monté et résistance de fuite pour la grille de la seconde triode. Bien entendu les potentiomètres « balances » des deux amplificateurs sont jumelés et montés « croisés » de manière

que la manœuvre ait pour effet d'augmenter le gain d'un des amplificateurs et de diminuer celui de l'autre. Cette disposition permet d'obtenir l'équilibrage des deux canaux, condition indispensable pour créer l'impression de relief sonore.

Le dispositif de dosage graves et aigus est du type désormais classique à deux branches nous n'insisterons donc pas. Signalons toutefois que les potentiomètres font 1 MΩ et sont jumelés. Le dosage des graves se faisant simultanément sur les deux canaux et pareillement pour les aigus.

La seconde triode est polarisée par une résistance de cathode de 3 300 Ω. Cette résistance forme en outre avec une 15 000 Ω un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 330 000 Ω. La tension d'alimentation est prise après la cellule de découplage que nous avons signalée pour le premier étage.

La liaison avec la grille de commande de la EL84 finale se fait classiquement par un condensateur de 50 nF, une résistance de fuite de 560 000 Ω et une résistance de blocage de 2 200 Ω. La résistance de polarisation du circuit cathode de la lampe de

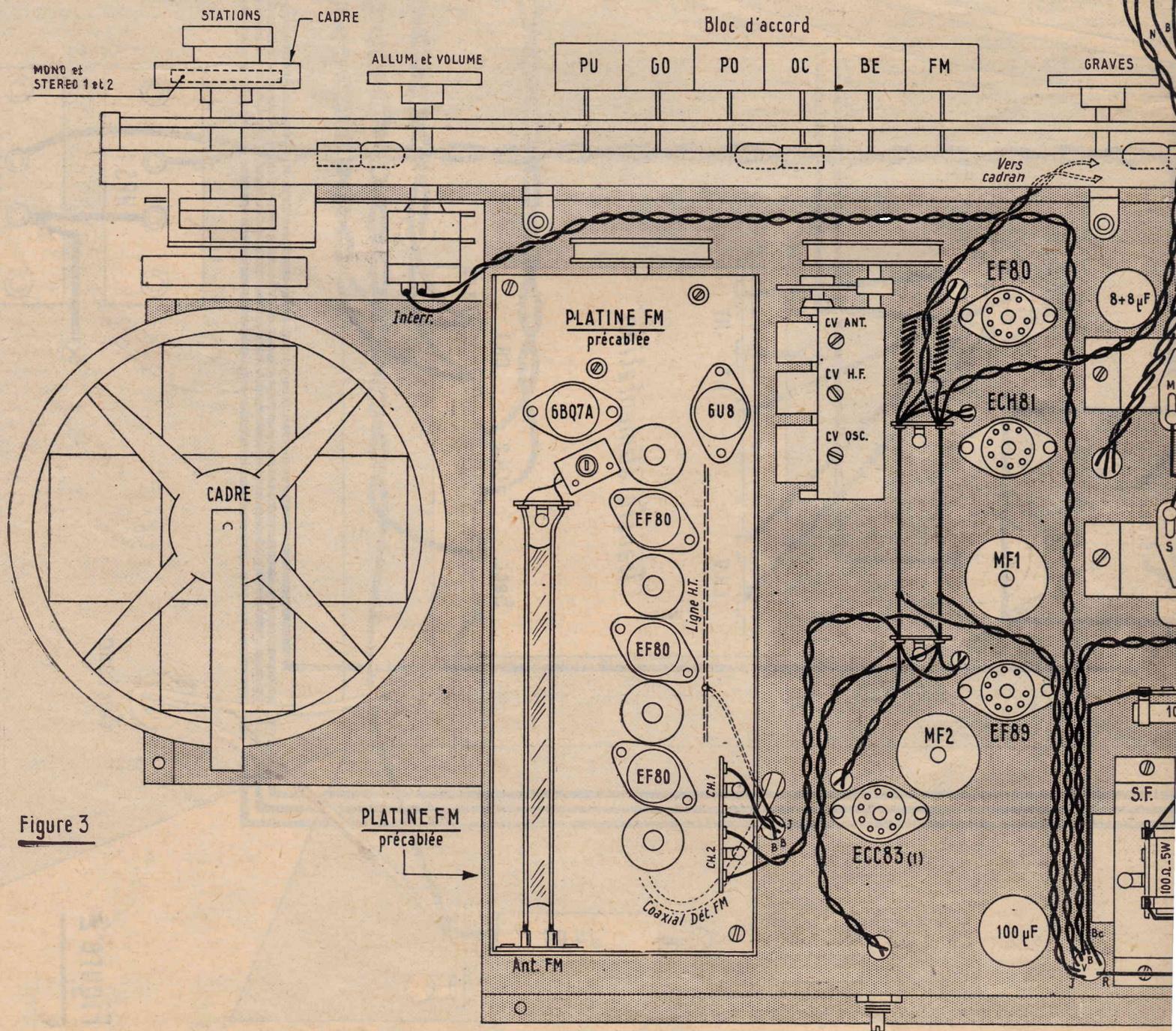


Figure 3

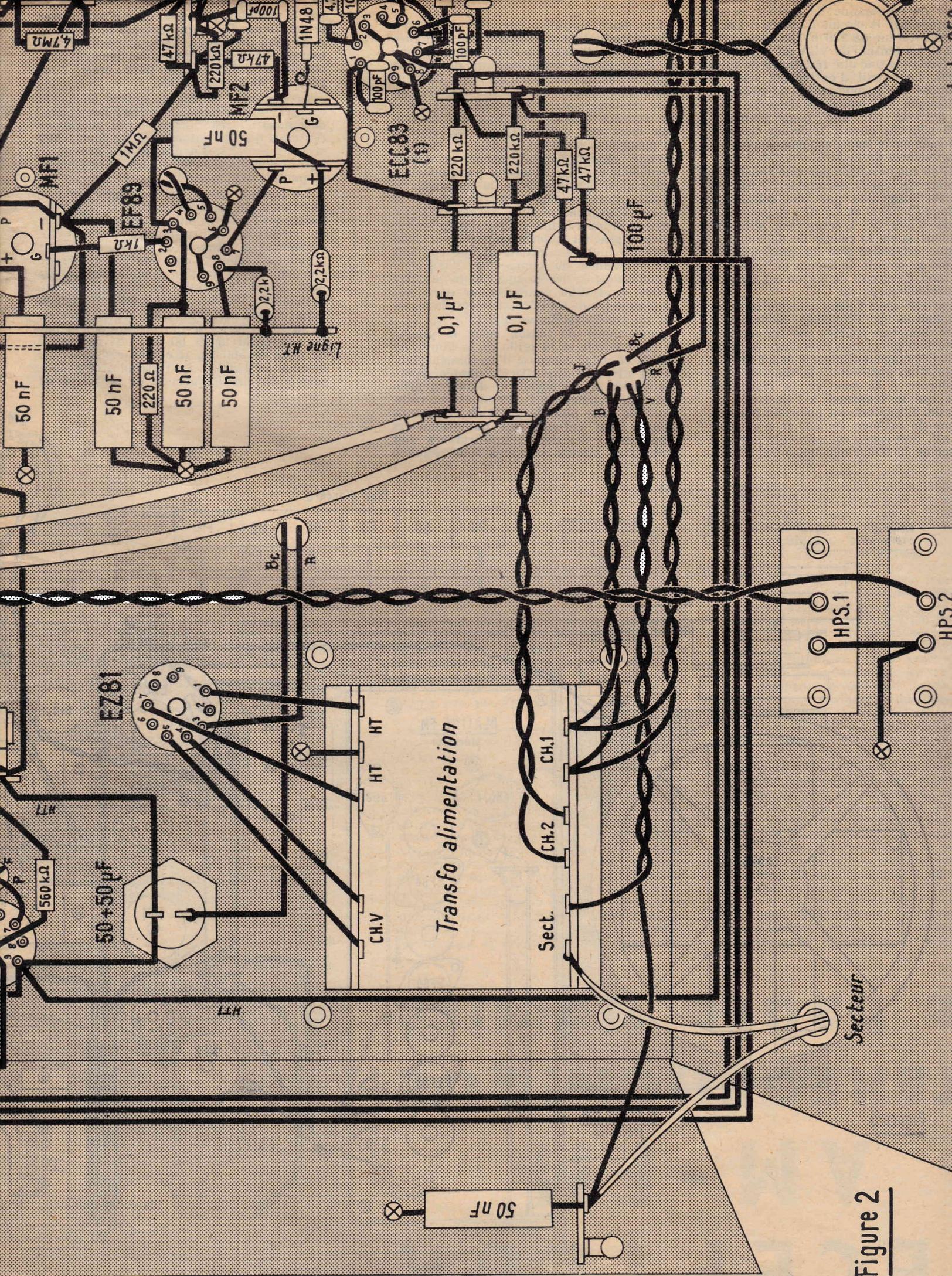
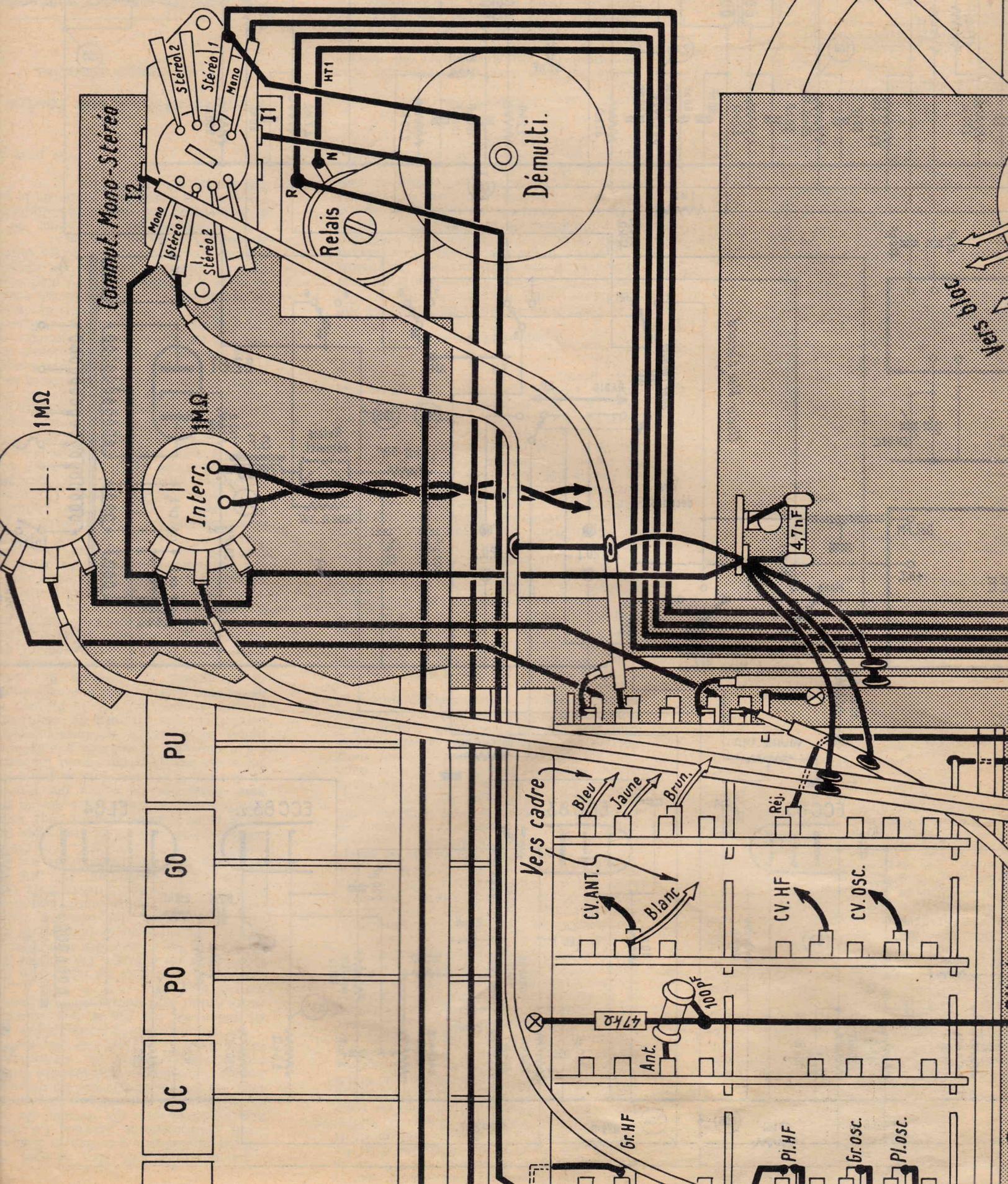


Figure 2

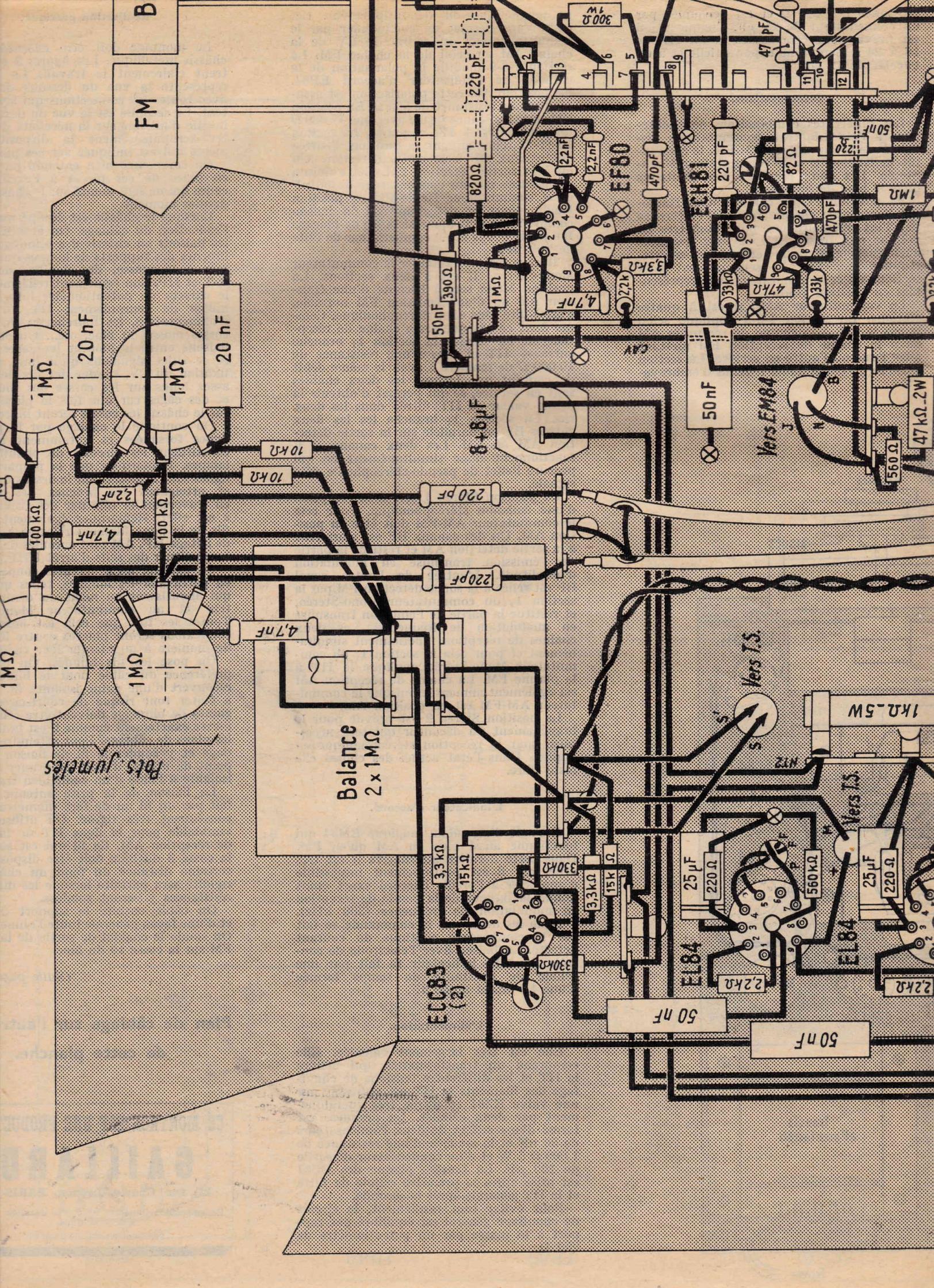


PU

GO

PO

OC



FM

B

Pots jumelés

Balance
2 x 1MΩ

ECC83
(2)

EF80

ECH81

Vers EM84

Vers T.S.

EL84

EL84

Vers T.S.

50 nF

50 nF

1kΩ-5W

2.2kΩ

2.2kΩ

220 Ω

25 μF

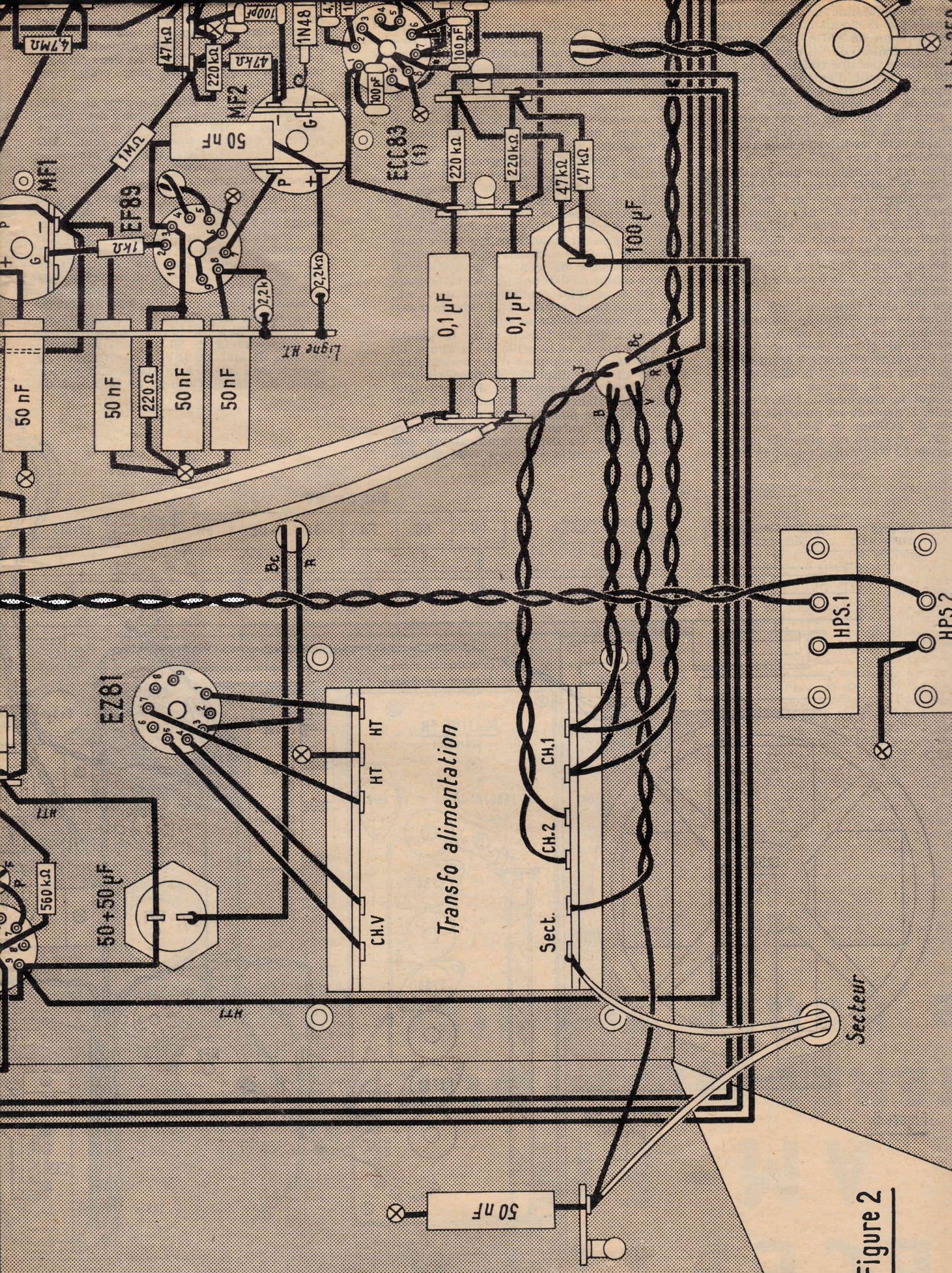
1MΩ

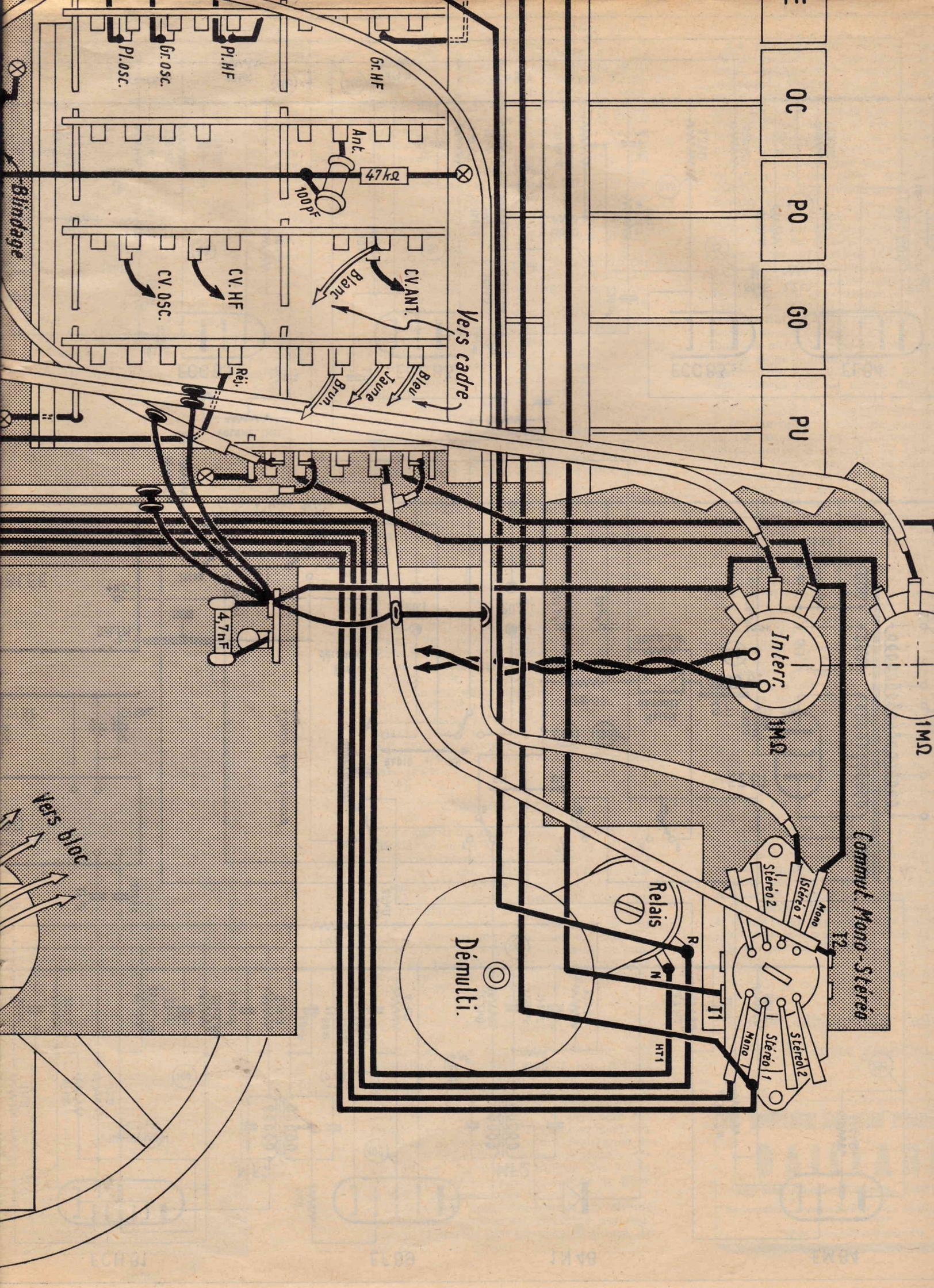
47kΩ-2W

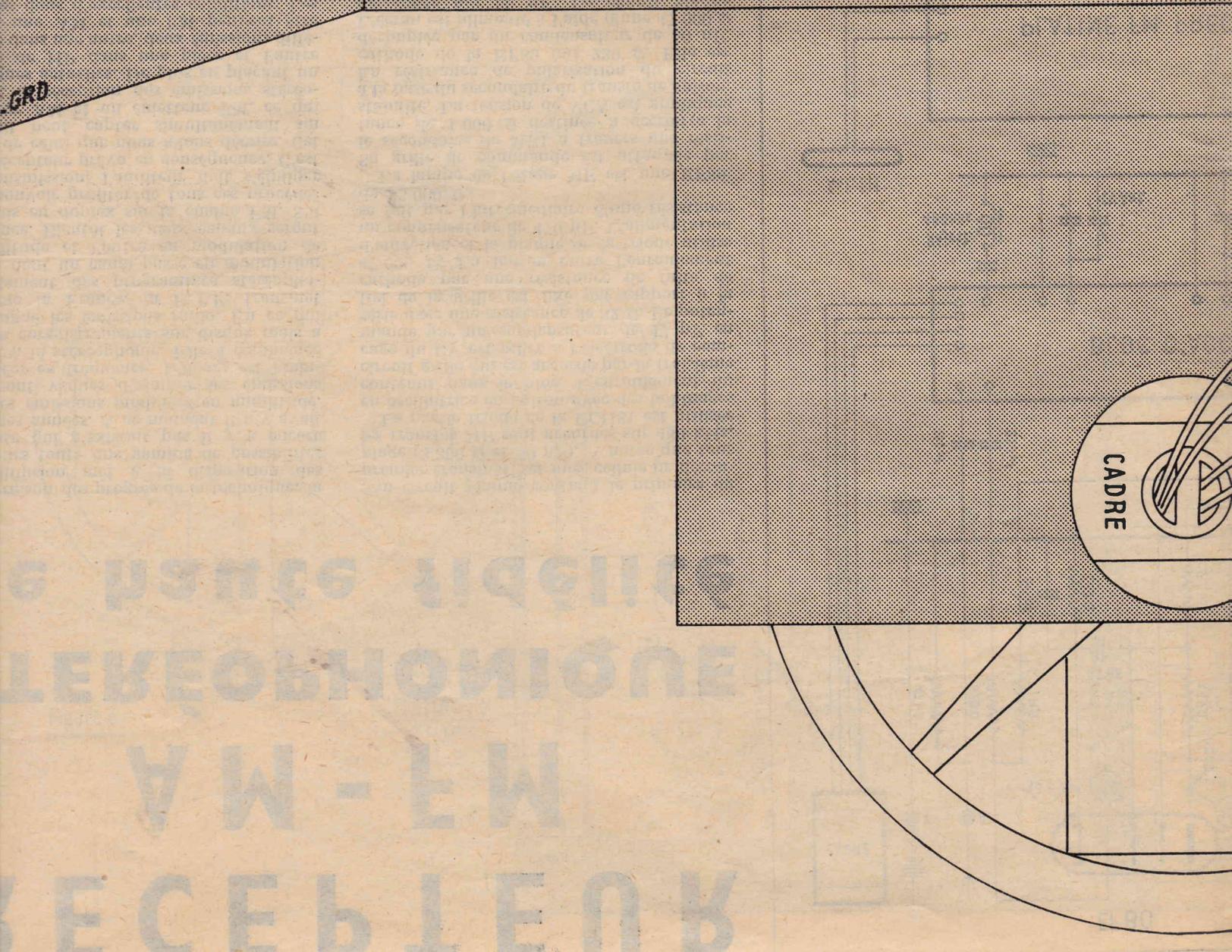
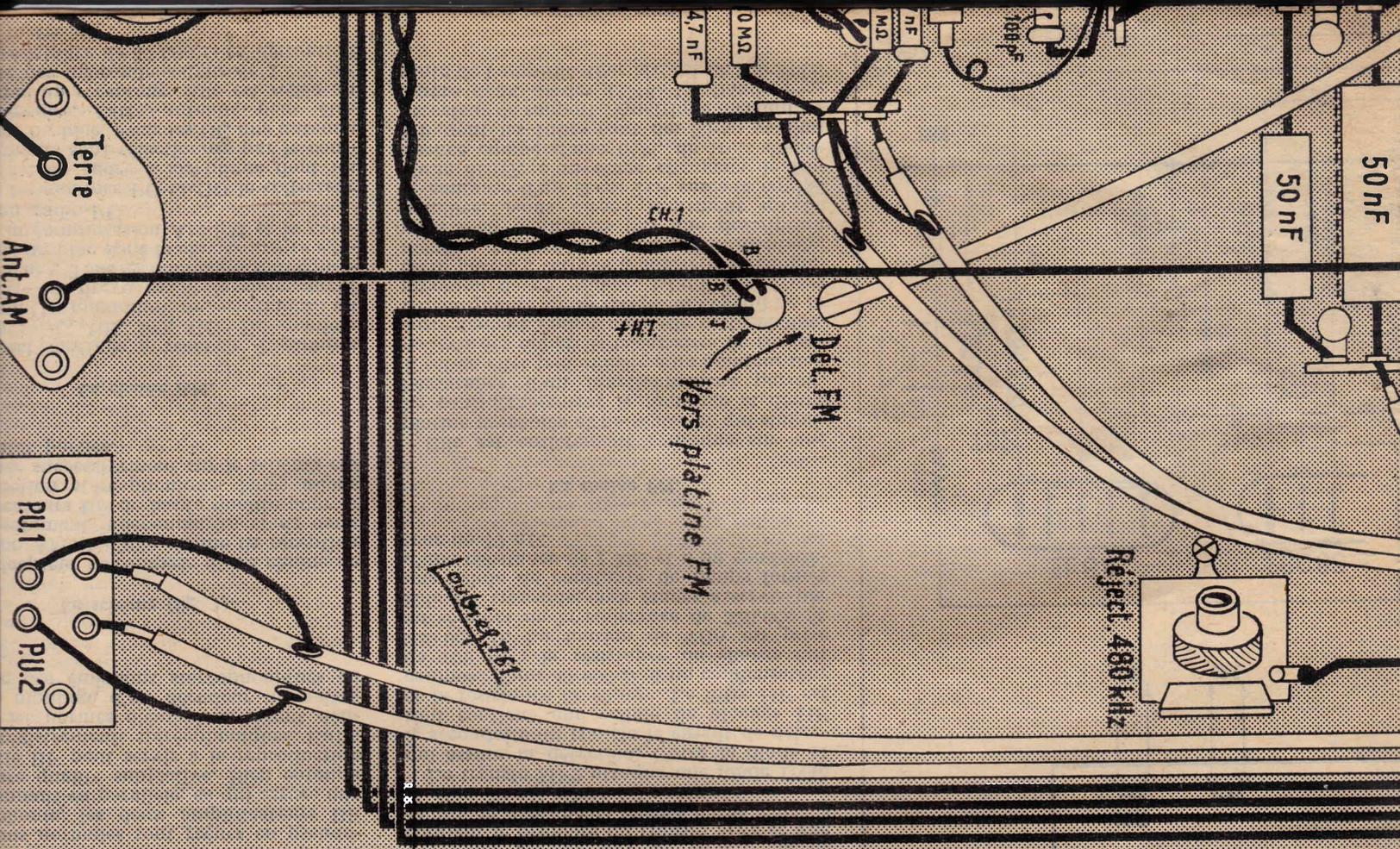
560 Ω

50 nF

220 pF







DU CONTINU A BASSE TENSION AU CONTINU A HAUTE TENSION PAR LES TRANSISTORS

Par Roger DAMAN, Ingénieur E. S. E.

Dans de nombreux cas pratiques on dispose d'une source de courant continu à basse tension, constituée par une pile ou un accumulateur et l'on veut alimenter un dispositif qui ne peut fonctionner qu'avec une tension élevée. C'est le cas, par exemple, d'un récepteur de T.S.F. à bord d'une voiture automobile. La batterie fournit 6 ou 12 V, mais les tubes électroniques usuels sont prévus pour des tensions de l'ordre de 150 V et plus...

C'est encore le cas d'un compteur de GEIGER portatif qu'on veut utiliser pour prospecter un terrain. Il faut, au moins, 900 V... On ne peut pas relier en série plusieurs centaines d'éléments de piles sèches...

Autre exemple : on veut éclairer un wagon de chemin de fer au moyen de tubes lumineux. Or, la tension disponible est de 32 V. Aucun tube lumineux ne peut amorcer avec une tension aussi basse.

Nous pourrions multiplier les exemples. Mais nous pensons que c'est inutile... Ceux qui ont été cités suffisent pour poser le problème.

Les moyens dont on disposait jusqu'à ce jour présentaient de notables inconvénients. Les transistors fournissent une nouvelle solution qui semble réunir tous les avantages : silence, sécurité, rendement.

Le seul inconvénient est le prix relativement élevé des transistors de puissance. Mais il est certain que ce prix s'abaissera de plus en plus.

Élévation de tension.

Ce qui fait le principal avantage du courant alternatif, c'est la facilité avec laquelle on peut passer d'une tension à une autre tension plus élevée ou plus basse. Il suffit, pour cela, d'un transformateur statique. Pour passer de 100 V efficaces à 500 V efficaces, il suffit de prévoir un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte cinq fois plus de spires que l'enroulement primaire (fig. 1).

Le rapport de transformation est alors de 5. Si la réalisation au transformateur est convenablement faite, le rendement peut être supérieur à 95 %. On peut même dépasser

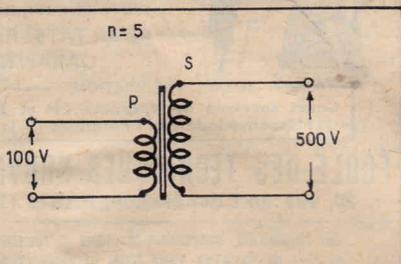


FIG. 1. — Le courant alternatif permet le passage d'une tension quelconque à une tension différente au moyen d'un simple transformateur statique.

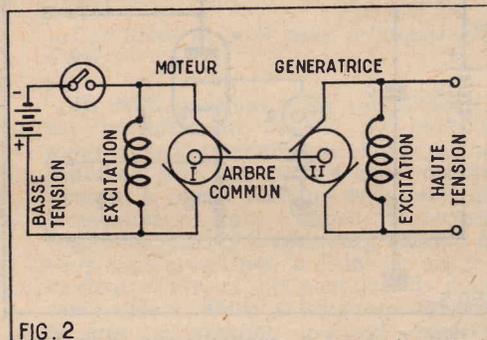


FIG. 2

FIG. 2. — On peut passer d'une tension continue à une autre tension continue au moyen d'un groupe moteur-générateur. Il s'agit simplement de deux machines tournantes calées sur un arbre commun.

ser 99 % pour des transformateurs industriels, fonctionnant dans des conditions déterminées.

Il est sans doute inutile de préciser que ce rendement est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Il résulte de cela que, pour un transformateur de rapport 5, en supposant le rendement égal à 100 %, l'intensité empruntée par le circuit primaire est cinq fois plus élevée que l'intensité fournie par le circuit secondaire.

Le transformateur est dit « statique » parce qu'il ne comporte aucune pièce en mouvement. Et c'est précisément cette absence de déplacement mécanique qui permet d'atteindre des rendements aussi élevés. Dès qu'il faut mettre une pièce en mouvement, il y a production de frottements... ce qui signifie une dégradation d'une certaine fraction de puissance sous forme de chaleur et — inéluctablement — une diminution du rendement.

Du continu... au continu par les machines.

Il ne saurait y avoir de transformateur statique de courant continu en courant continu. Toutes les anciennes méthodes comportent des pièces en mouvement.

Une des premières méthodes utilisées a été l'emploi d'un groupe moteur-générateur (fig. 2). Un moteur à basse tension et une génératrice à haute tension sont calés sur le même arbre.

La première entraîne la seconde. On voit apparaître ici la nécessité du mouvement.

Une solution préférable, mécaniquement et électriquement, consiste à utiliser une machine à deux collecteurs. L'inducteur est commun et l'induit porte deux enroulements. Il y a un collecteur pour chacun des deux enroulements. On réalise ainsi un

véritable transformateur tournant. De tels convertisseurs ont été largement utilisés sur les premiers récepteurs de voiture automobile. Leur fonctionnement était sûr, mais leur rendement assez mauvais. Il est certain que cette solution n'est économique que pour des puissances assez grandes. Pour des puissances très faibles, comme c'est le cas pour les récepteurs de voitures, la puissance perdue par les inévitables frottements est du même ordre que celle qu'on veut produire. Le rendement énergétique est alors évidemment déplorable...

La solution de Gaston Planté.

Gaston Planté, physicien français, est l'inventeur de l'accumulateur au plomb. Cette invention a été portée, au premier coup, à un degré de perfection qui n'a guère été dépassé aujourd'hui et, dans bien des applications, la vieille batterie au plomb demeure absolument imbattable. Gaston Planté a inventé encore bien d'autres choses, et, en particulier, une machine à très haute tension grâce à laquelle il espérait pouvoir reproduire et étudier le fameux phénomène de la foudre *en boule*. Cet espoir fut vain, mais sa machine fonctionnait parfaitement. Je me souviens plus du nom dont elle a été baptisée, mais son principe était aussi simple qu'ingénieux. Nous retrouverons d'ailleurs ce principe plus loin.

Il consistait à charger des condensateurs en parallèle sous une tension relativement basse et à grouper ces condensateurs en série pour élever la tension. Si nous chargeons 100 condensateurs en parallèle sous une tension de 200 V et si nous groupons ces condensateurs en série, nous obtiendrons une tension de 20 000 V.

Dans la machine de Planté, le passage du groupement parallèle (charge) au groupement série (décharge) s'effectuait au moyen d'un commutateur tournant.

On voit donc bien encore ici qu'il ne s'agit pas d'une machine *statique*, puisqu'il faut manœuvrer le commutateur.

Le vibreur.

Le convertisseur tournant, pour l'alimentation des récepteurs de voiture, a été rapidement remplacé par le « vibreur ». Nous en représentons l'essentiel sur la figure 3. Une lame vibrante établit périodiquement des contacts qui connectent la source de courant à basse tension S avec les deux demi-primaires d'un transformateur élévateur.

Les tensions alternatives ainsi développées entre les extrémités de l'enroulement secondaire sont redressées par les diodes D1 D2. On obtient ainsi une tension continue aussi élevée qu'on le désire. Le redressement peut d'ailleurs s'opérer par l'inter-

DU CONTINU A BASSE TENSION AU CONTINU A HAUTE TENSION PAR LES TRANSISTORS

Par Roger DAMAN, Ingénieur E. S. E.

Dans de nombreux cas pratiques on dispose d'une source de courant continu à basse tension, constituée par une pile ou un accumulateur et l'on veut alimenter un dispositif qui ne peut fonctionner qu'avec une tension élevée. C'est le cas, par exemple, d'un récepteur de R.F.S.F. à bord d'une voiture automobile. La batterie fournit 6 ou 12 V, mais les tubes électroniques usuels sont prévus pour des tensions de l'ordre de 150 V et plus...

C'est encore le cas d'un compteur de GEIGER portatif qu'on veut utiliser pour prospecter un terrain. Il faut, au moins, 900 V... On ne peut pas relier en série plusieurs centaines d'éléments de piles sèches...

Autre exemple : on veut éclairer un wagon de chemin de fer au moyen de tubes lumineux. Or, la tension disponible est de 32 V. Aucun tube lumineux ne peut amorcer avec une tension aussi basse.

Nous pourrions multiplier les exemples. Mais nous pensons que c'est inutile... Ceux qui ont été cités suffisent pour poser le problème.

Les moyens dont on disposait jusqu'à ce jour présentaient de notables inconvénients. Les transistors fournissent une nouvelle solution qui semble réunir tous les avantages : silence, sécurité, rendement.

Le seul inconvénient est le prix relativement élevé des transistors de puissance. Mais il est certain que ce prix s'abaissera de plus en plus.

Élévation de tension.

Ce qui fait le principal avantage du courant alternatif, c'est la facilité avec laquelle on peut passer d'une tension à une autre tension plus élevée ou plus basse. Il suffit, pour cela, d'un transformateur statique. Pour passer de 100 V efficaces à 500 V efficaces, il suffit de prévoir un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte cinq fois plus de spires que l'enroulement primaire (fig. 1).

Le rapport de transformation est alors de 5. Si la réalisation au transformateur est convenablement faite, le rendement peut être supérieur à 95 %. On peut même dépasser

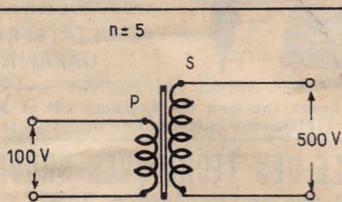


FIG. 1. — Le courant alternatif permet le passage d'une tension quelconque à une tension différente au moyen d'un simple transformateur statique.

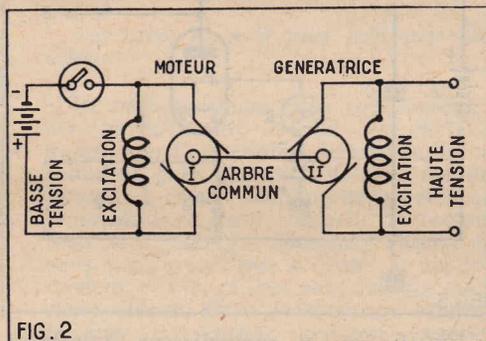


FIG. 2

FIG. 2. — On peut passer d'une tension continue à une autre tension continue au moyen d'un groupe moteur-générateur. Il s'agit simplement de deux machines tournantes calées sur un arbre commun.

ser 99 % pour des transformateurs industriels, fonctionnant dans des conditions déterminées.

Il est sans doute inutile de préciser que ce rendement est le rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée. Il résulte de cela que, pour un transformateur de rapport 5, en supposant le rendement égal à 100 %, l'intensité empruntée par le circuit primaire est cinq fois plus élevée que l'intensité fournie par le circuit secondaire.

Le transformateur est dit « statique » parce qu'il ne comporte aucune pièce en mouvement. Et c'est précisément cette absence de déplacement mécanique qui permet d'atteindre des rendements aussi élevés. Dès qu'il faut mettre une pièce en mouvement, il y a production de frottements... ce qui signifie une dégradation d'une certaine fraction de puissance sous forme de chaleur et — inéluctablement — une diminution du rendement.

Du continu... au continu par les machines.

Il ne saurait y avoir de transformateur statique de courant continu en courant continu. Toutes les anciennes méthodes comportent des pièces en mouvement.

Une des premières méthodes utilisées a été l'emploi d'un groupe moteur-générateur (fig. 2). Un moteur à basse tension et une génératrice à haute tension sont calés sur le même arbre.

La première entraîne la seconde. On voit apparaître ici la nécessité du mouvement.

Une solution préférable, mécaniquement et électriquement, consiste à utiliser une machine à deux collecteurs. L'inducteur est commun et l'induit porte deux enroulements. Il y a un collecteur pour chacun des deux enroulements. On réalise ainsi un

véritable transformateur tournant. De tels convertisseurs ont été largement utilisés sur les premiers récepteurs de voiture automobile. Leur fonctionnement était sûr, mais leur rendement assez mauvais. Il est certain que cette solution n'est économique que pour des puissances assez grandes. Pour des puissances très faibles, comme c'est le cas pour les récepteurs de voitures, la puissance perdue par les inévitables frottements est du même ordre que celle qu'on veut produire. Le rendement énergétique est alors évidemment déplorable...

La solution de Gaston Planté.

Gaston Planté, physicien français, est l'inventeur de l'accumulateur au plomb. Cette invention a été portée, du premier coup, à un degré de perfection qui n'a guère été dépassé aujourd'hui et, dans bien des applications, la vieille batterie au plomb demeure absolument imbattable. Gaston Planté a inventé encore bien d'autres choses, et, en particulier, une machine à très haute tension grâce à laquelle il espérait pouvoir reproduire et étudier le fameux phénomène de la foudre *en boule*. Cet espoir fut vain, mais sa machine fonctionnait parfaitement. Je me souviens plus du nom dont elle a été baptisée, mais son principe était aussi simple qu'ingénieux. Nous retrouverons d'ailleurs ce principe plus loin.

Il consistait à charger des condensateurs en parallèle sous une tension relativement basse et à grouper ces condensateurs en série pour élever la tension. Si nous chargeons 100 condensateurs en parallèle sous une tension de 200 V et si nous groupons ces condensateurs en série, nous obtiendrons une tension de 20 000 V.

Dans la machine de Planté, le passage du groupement parallèle (charge) au groupement série (décharge) s'effectuait au moyen d'un commutateur tournant.

On voit donc bien encore ici qu'il ne s'agit pas d'une machine *statique*, puisqu'il faut manœuvrer le commutateur.

Le vibreur.

Le convertisseur tournant, pour l'alimentation des récepteurs de voiture, a été rapidement remplacé par le « vibreur ». Nous en représentons l'essentiel sur la figure 3. Une lame vibrante établit périodiquement des contacts qui connectent la source de courant à basse tension S avec les deux demi-primaires d'un transformateur élévateur.

Les tensions alternatives ainsi développées entre les extrémités de l'enroulement secondaire sont redressées par les diodes D1 D2. On obtient ainsi une tension continue aussi élevée qu'on le désire. Le redressement peut d'ailleurs s'opérer par l'inter-

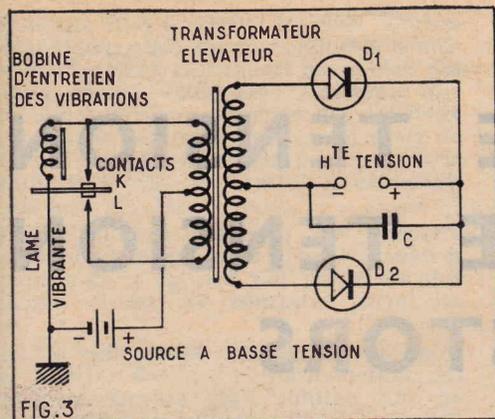


FIG. 3. — Principe du convertisseur à vibreur. On écoute le courant continu en courant variable grâce aux contacts K. On élève la tension et on redresse la tension alternative au moyen de D1 et D2.

médiaire de la lame vibrante elle-même ; en la munissant de contacts supplémentaires (fig. 4). On dit alors qu'il s'agit d'un vibreur « synchrone ». Ce terme consacré ne signifie pas grand-chose. Un condensateur « réservoir » C élimine les pointes de tension. Ce système est aujourd'hui parfaitement au point. L'industrie construit des vibreurs dont les contacts ne « collent » point, et dont la durée de vie est fort longue.

Le rendement est assez bon et peut dépasser 75 %.

Mais le système présente un certain nombre de défaut inévitables. D'abord il est assez bruyant. De plus, la rupture des circuits inductifs est accompagnée de la production d'étincelles. Il en résulte des perturbations électriques ou parasites. Il faut utiliser un blindage acoustique et électrique du système vibrant.

Il faut passer par l'intermédiaire du courant variable.

Tous les systèmes précédents ont des points communs : il faut convertir le courant, continu d'abord en courant alternatif, il faut ensuite élever la tension de départ et puis, enfin, il faut revenir au courant continu par un moyen quelconque. Ces transformations sont nettement apparentes dans un vibreur du type « synchrone » comme celui que nous avons représenté sur la figure 4. Le découpage du courant continu par les contacts K1 K2 donne un courant alternatif. Les variations ainsi obtenues sont transmises au transformateur qui en élève la tension. La tension alternative est retransmise au courant continu grâce à l'action des contacts K3 K4.

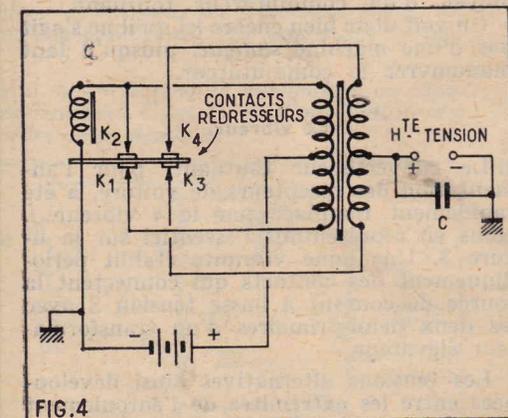


FIG. 4. — Le vibreur auto-redresseur ou synchrone. Un second groupe de contacts assure le redressement.

Cette suite d'opérations n'apparaît pas aussi nettement quand il s'agit d'un convertisseur tournant, comme sur la figure 2. Elle est cependant aussi réelle. En effet, les courants qui circulent dans un induit de moteurs ne sont pas des courants continus. On peut dire ici que le découpage est fourni par les collecteurs des deux machines.

Les variations sinusoïdales de tension circulant dans l'induit de la machine II sont transformées en variations continues par l'intermédiaire du second collecteur.

Nous passons sous silence les systèmes industriels à grande puissance dans lesquels on utilise des thyatronns ou même des ignitrons et qui sont connus sous le nom d'onde-

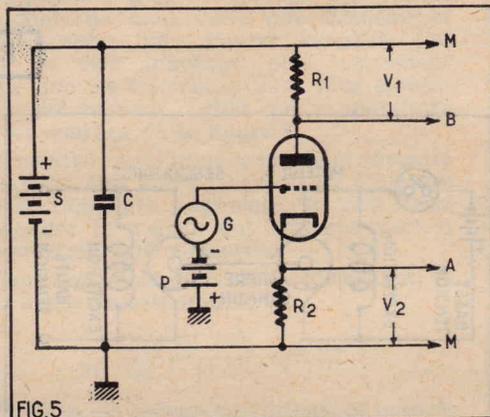


FIG. 5. — Un convertisseur à vibreur. On découvre que le transformateur fonctionne par surtension de rupture.

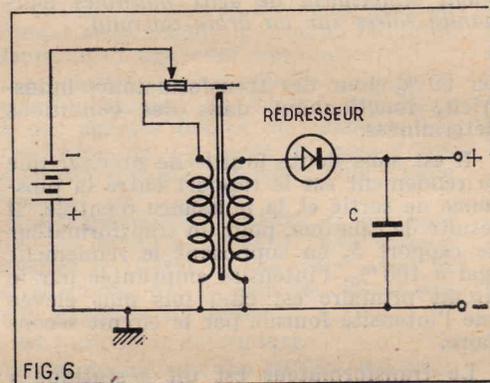


FIG. 6. — Le schéma précédent est équivalent à un interrupteur vibrant combiné avec un transformateur.

lateurs. Ils permettent la transformation du courant continu en courant alternatif. A partir de cet alternatif, il est facile d'obtenir du courant continu à haute tension. Ces moyens ne sont mis en œuvre que pour des puissances considérables et, dans cette études, nous nous limitons à l'examen des procédés correspondant à des résultats plus modestes. Et, dans ce domaine, l'emploi des transistors présente certainement un intérêt considérable.

Convertisseurs à simple transistor.

Nous avons représenté figure 5 le schéma d'un convertisseur à transistor. Dans ce montage, le transistor fonctionne en réalité comme un interrupteur en même temps que comme un oscillateur à relaxation. Ce dernier produit des impulsions rectangulaires. On peut d'ailleurs analyser les formes de courant et de tensions obtenues dans les circuits des différents électrodes.

Au début de A en B, le transistor est dans l'état de conduction. Il en résulte que

le courant circule librement dans le circuit primaire. Comme il s'agit d'une source à tension constante et d'un circuit purement inductif, l'intensité s'établit d'une manière strictement linéaire dans l'enroulement.

Dans ces conditions (fig. 7) l'intensité de collecteur s'accroît jusqu'au moment où le transistor cesse d'être dans l'état de conduction par suite de l'augmentation de chute de tension dans le circuit primaire.

La diminution de courant de base provoque une réduction du courant dans le circuit de collecteur en conséquence, une inversion de tension se produit et de conducteur qu'il était, le transistor se place, au contraire, dans l'étage de coupure (point Q figure 7) qui correspond à tension de collecteur élevée et à une faible intensité.

Mais l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique va se manifester. C'est alors que, par l'intermédiaire du redresseur, la tension transmise entre les extrémités du secondaire fournit de l'énergie au circuit d'utilisation. Le courant dans le circuit secondaire décroît (diagramme b figure 8). Quand il devient nul, la tension positive de base (d figure 8) décroît rapidement et l'on retrouve les conditions initiales ; c'est-à-dire que l'intensité fournie par la source s'accroît linéairement.

Trajectoire du point de fonctionnement.

Si l'on suit le diagramme de fonctionnement de la figure 7, on peut faire les remarques suivantes :

Première partie du cycle : Le point de fonctionnement passe lentement de O en P pendant la période AB (fig. 8).

Coupure : Le mouvement effectué très rapidement de P en Q pendant la période de coupure.

Utilisation : L'énergie empruntée à la source du cours de la première partie du cycle est transmise à l'utilisation pendant que le point de fonctionnement demeure pratiquement immobile au point Q.

LA BIBLIOTHÈQUE FORNEY, 12, rue Titon, Paris (XI^e), nous informe qu'elle est transférée à l'ancien Hôtel de Sens, 1, rue du Figuier, Paris (IV^e), tél. : TURbig 14-60, et ouverte en semaine : de 13 h. 30, à 20 h. 30, samedi : 10 heures à 20 h. 30.

(Communiqué).

LES MATH SANS PEINE



Les mathématiques sont la clef du succès pour tous ceux qui préparent ou exercent une profession moderne.

Initiez-vous, chez vous, par une méthode absolument neuve et attrayante d'assimilation facile recommandée aux réfractaires, aux mathématiciens.

RÉSULTATS RAPIDES GARANTIS

AUTRES PRÉPARATIONS

Cours spéciaux de Vacances (4^e et 3^e)
Mathématique des Ensembles (2^e)

ÉCOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES
20, rue de l'Espérance, PARIS (13^e)

Dès AUJOURD'HUI, envoyez-nous ce coupon ou recepez-le
Veuillez m'envoyer sans frais et sans engagement
pour moi, votre notice explicative n° 124 concernant
les mathématiques.

COUPON

Nom : Ville :
Rue : N° : Dépt :

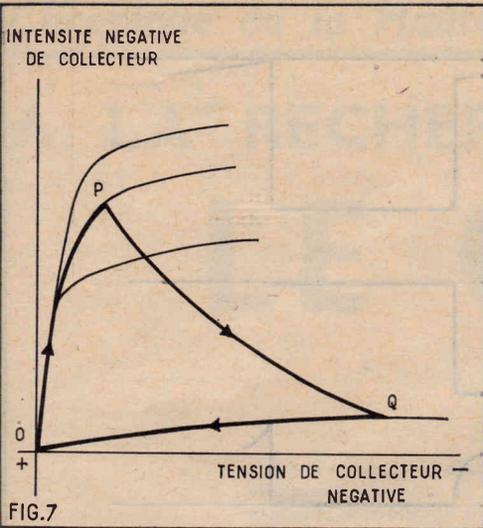


FIG. 7. — Trajectoire du point de fonctionnement dans le montage de la figure 6.

Retour aux conditions initiales.

A la fin de la période précédente, le point de fonctionnement passe très rapidement du point Q en O.

La durée des différentes phases est déterminée par l'inductance de l'enroulement primaire, la grandeur des tensions est déterminée par la valeur du rapport de transformation.

La durée des périodes transitoires (PQ et QO) est surtout déterminée par la période propre des enroulements.

Pour résumer le fonctionnement, on peut donc dire que le transistor, alternativement en état de conduction et de coupure, joue ici exactement le même rôle qu'un vibreur. On peut donc se représenter le fonctionnement comme nous l'indiquons sur la figure 6. C'est le schéma d'une bobine d'induction à vibreur.

L'identité peut être poursuivie assez loin. Dans le cas de la bobine alimentée en courant alternatif sinusoïdal. La surtension apparaissant au secondaire est déterminée par la surtension de rupture et non pas par l'établissement du courant dans le circuit primaire. Notre schéma de la figure 5

fonctionne d'une manière identique, d'ailleurs, les diagrammes de la figure 8 en donnent la preuve.

Le démarrage.

Un système comme celui que nous venons de décrire ne démarre pas nécessairement quand on le met sous tension. On constatera facilement que les oscillations ne s'amorcent pas si l'on applique graduellement la tension d'alimentation.

En appliquant brusquement la tension de la source, l'amorçage des oscillations de relaxation se produit généralement. Pour améliorer les conditions d'amorçage, il faut réduire quelque peu l'impédance

Cette tension de démarrage ne doit pas être maintenue appliquée. On peut l'emprunter à un diviseur de tension alimenté par la source. Il est particulièrement commode de prévoir un bouton poussoir de démarrage.

Un exemple pratique d'application (fig. 9).

L'exemple que nous décrivons est emprunté au *Manuel Pratique d'applications* édité par le département semi-conducteur de la Cie Force Thomson-Houston.

Il s'agit d'alimenter un tube éclair au moyen d'une batterie à basse tension comme dans une batterie de voiture automobile, par exemple. Avec les données indiquées

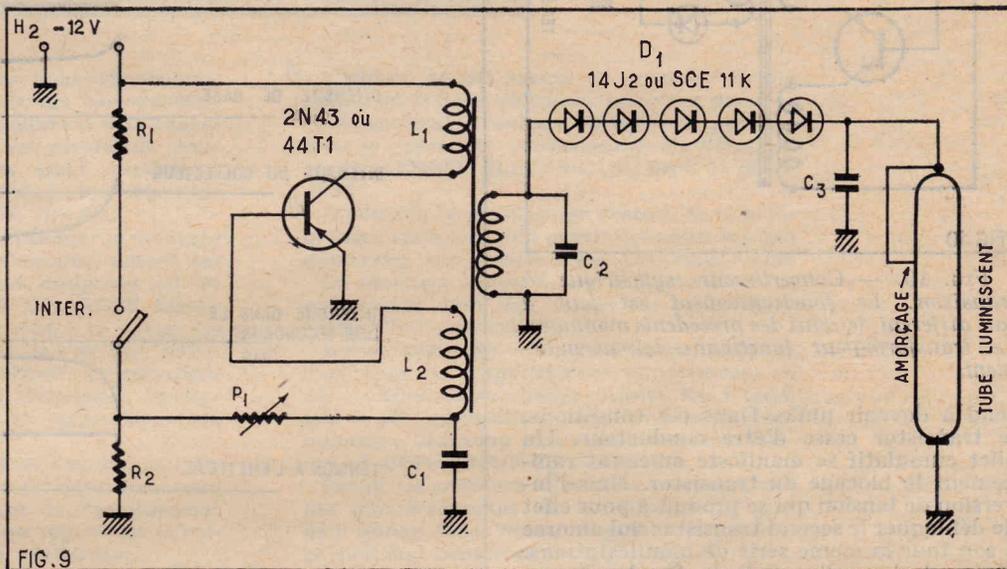


FIG. 9. — Exemple d'application du dispositif figure 6. On alimente ainsi une lampe à éclats au moyen d'une batterie de 12 V.

d'entrée en appliquant une légère tension négative à la base. On augmente ainsi le gain du transistor, ce qui facilite l'amorçage. Dès que les oscillations apparaissent, on peut supprimer la polarisation de départ dont la valeur doit être comprise entre 0,1 et 0,2 V.

plus loin, on peut obtenir 1 à 2 éclairs par seconde.

La fréquence de fonctionnement du convertisseur est de 1 500 Hz.

Les éléments ont les valeurs suivantes :

- R1 : 100 Ω - 1 W.
- R2 : 10 Ω-0,5 W.
- P1 : 1 000 Ω (réglage de puissance),
- C1 : 0,2 μF au papier.
- C2 : 470 pF mica 2 000 V.
- C3 : 4 μF papier 2 000 V.

Transformateur :
Circuit magnétique Imphysil IY 10 H IO.
Entrefer 2 x 3/10 mm.

Bobinages :
L1 80 tours cuivre émaillé 45/100.
L2 15 tours cuivre émaillé 20/100.
L3 1 450 tours cuivre émaillé 15/100.

Transistor :
2N43 ou LLTI.

Diodes :
5 diodes 14J2.

Convertisseurs symétriques.

Nous donnons un schéma de convertisseur symétrique figure 10. Dans ce montage, le transformateur fonctionne comme un « vrai » transformateur. Le système peut être utilement comparé au vibreur représenté sur la figure 3. Les contacts sont ici remplacés par les transistors qui deviennent alternativement conducteurs et qui connectent ainsi alternativement la source avec chacun des deux demi-primaires.

Admettons que le système soit amorcé. Dans ces conditions, un des transistors est à l'étage de conduction et l'autre est bloqué. Il y a une augmentation linéaire d'intensité qui se manifeste aussi longtemps que le circuit magnétique n'est pas saturé. Mais quand la saturation intervient, l'augmentation d'intensité se produit beaucoup plus rapidement puisque l'inductance du circuit

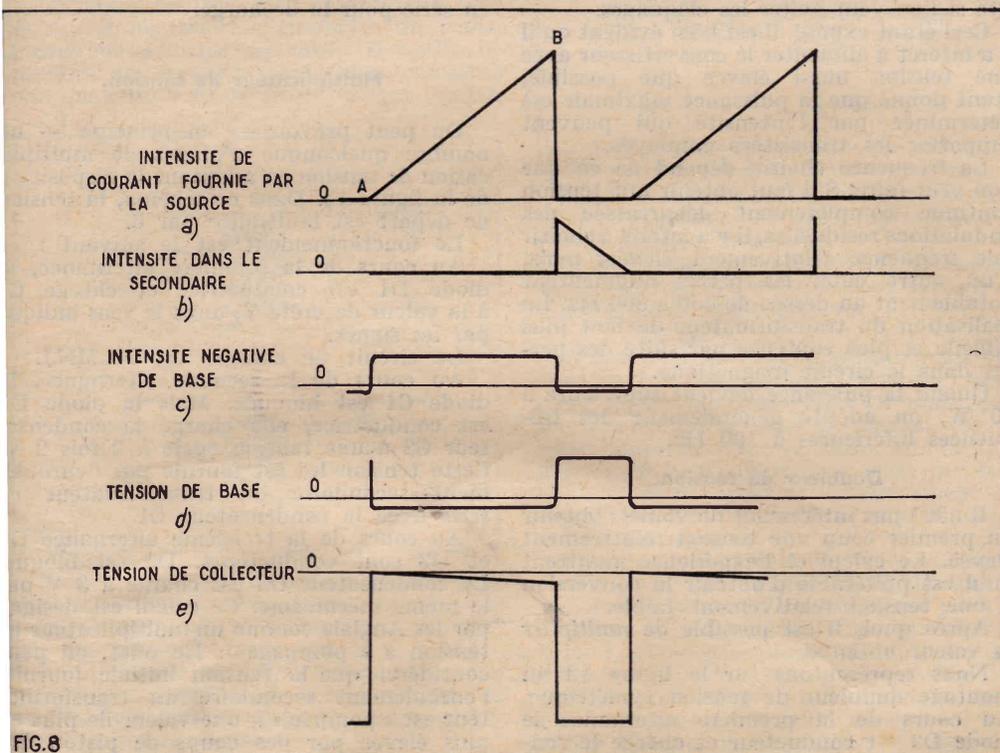


FIG. 8. — Forme des courants et tensions dans le montage figure 6.

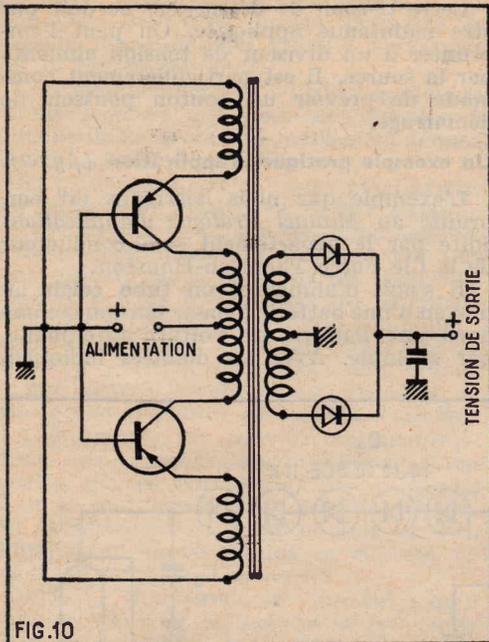


FIG.10

FIG. 10. — Convertisseur symétrique à transistor. Le fonctionnement est tout à fait différent de celui des précédents montages. Le transformateur fonctionne ici normalement.

tend à devenir nulle. Dans ces conditions, le transistor cesse d'être conducteur. Un effet cumulatif se manifeste amenant rapidement le blocage du transistor. Mais l'inversion de tension qui se produit a pour effet de débloquent le second transistor qui amorce à son tour la même série de manifestations. On peut donc dire qu'à la fin de chaque cycle, l'un des transistors commute l'autre.

Ces variations alternatives du flux induisent naturellement des tensions correspondantes dans l'enroulement secondaire. On voit ainsi que le fonctionnement est notablement différent de celui qui a été examiné plus haut.

Nous avons représenté les différentes formes des tensions et des intensités qu'on peut observer dans le circuit sur la figure 11.

Conditions d'amorçage.

Le système étant parfaitement symétrique, il n'y a aucune raison pour que l'amorçage se produise spontanément. Il faut donc prévoir un système pour assurer le démarrage du convertisseur. On peut, dans certains cas, introduire tout simplement une dissymétrie voulue, soit dans la disposition des circuits, soit dans la polarisation des transistors.

On peut aussi employer un des artifices suivants :

a) Utilisation d'un commutateur à deux contacts disposés de telle sorte qu'une des moitiés du circuit primaire sera obligatoirement mise sous tension un peu avant l'autre;

b) Montage de deux résistances disposées entre base d'un transistor et collecteur de l'autre;

c) Introduction d'une capacité entre la borne négative de la source et la base d'un des transistors. C'est d'ailleurs un moyen de faire apparaître une dissymétrie;

d) Circuit de démarrage comportant l'introduction d'une polarisation négative sur une des bases au moyen d'un bouton poussoir.

Ce bouton poussoir peut d'ailleurs être combiné éventuellement avec l'interrupteur de mise sous tension.

Indications générales.

D'après le mode de fonctionnement expliqué plus haut, la tension supportée

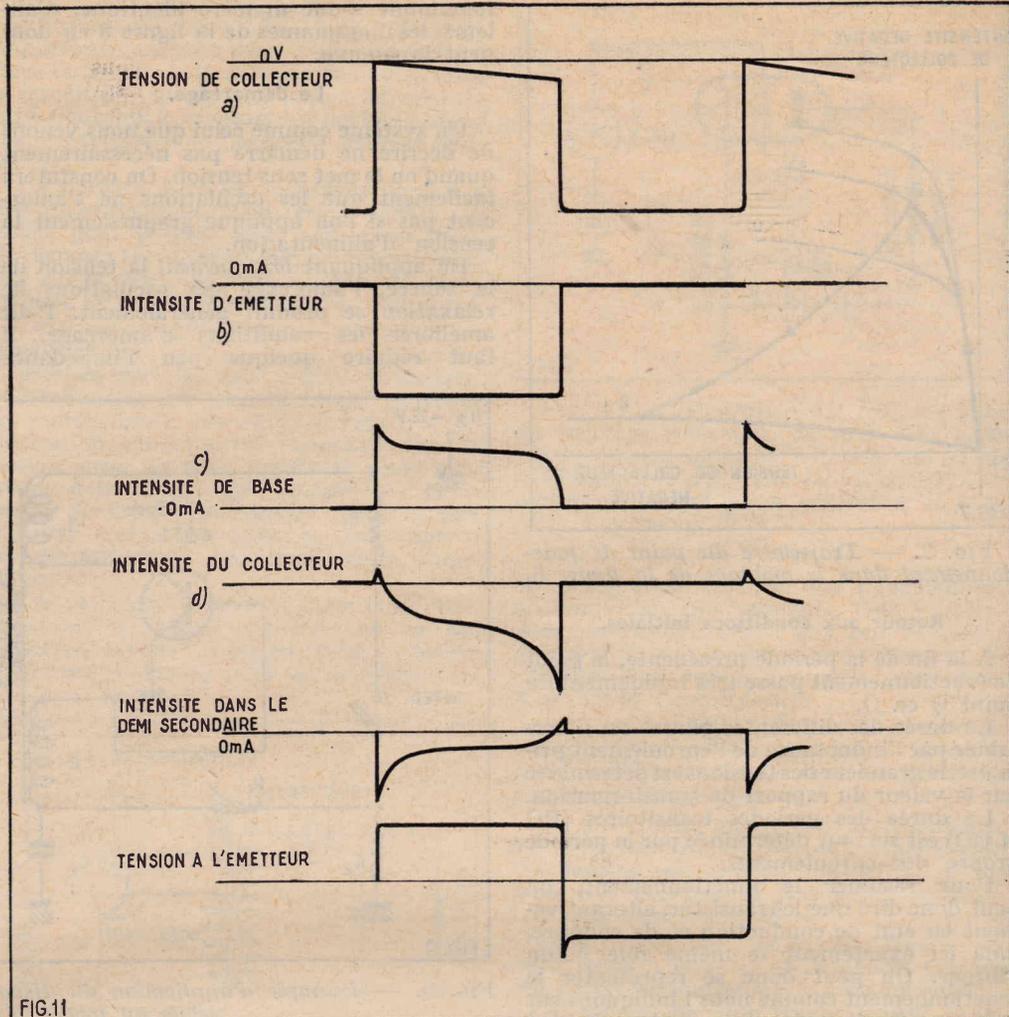


FIG.11

FIG. 11. — Diagramme des tensions et intensités dans le montage de la figure 10.

par les transistors est le double de la tension d'alimentation.

Pour prévoir une alimentation sous 12 V, il faut utiliser des transistors pouvant supporter 24 V au moins. Il est même prudent de prévoir un assez gros coefficient de sécurité si l'on veut éviter les claquages.

Ceci étant exposé, il est bien évident qu'il y a intérêt à alimenter le convertisseur avec une tension aussi élevée que possible, étant donné que la puissance maximale est déterminée par l'intensité qui peuvent supporter les transistors employés.

La fréquence choisie dépend de ce que l'on veut faire. S'il faut obtenir une tension continue complètement débarrassée des ondulations résiduelles, il y a intérêt à choisir une fréquence relativement élevée, mais, d'un autre côté, les pertes augmentent notablement au-dessus de 600 à 800 Hz. La réalisation du transformateur devient plus difficile et plus coûteuse par suite des pertes dans le circuit magnétique.

Quand la puissance devient supérieure à 50 W, on adopte généralement des fréquences inférieures à 100 Hz.

Doubleur de tension.

Il n'est pas intéressant de vouloir obtenir du premier coup une tension relativement élevée. Le calcul et l'expérience montrent qu'il est préférable d'obtenir la conversion à une tension relativement faible.

Après quoi, il est possible de multiplier la valeur obtenue.

Nous représentons sur la figure 12 un montage doubleur de tension symétrique. Au cours de la première alternance le diode D2 est conducteur et charge le condensateur C2 à tension de crête. Le diode D1 n'est pas conducteur.

Pendant la seconde alternance, c'est D1 qui devient conducteur alors que D2 est bloqué et qui charge le condensateur C1. Entre les bornes de sortie, on trouve donc théoriquement le double de la tension de crête puisque les deux condensateurs sont en série pour la décharge.

Multiplieur de tension.

On peut prévoir — en principe — un nombre quelconque d'étages de multiplication de tension en adoptant la disposition de la figure 13. Dans ce schéma, la tension de départ est multipliée par 6.

Le fonctionnement est le suivant : Au cours de la première alternance, la diode D1 est conductrice et charge C1 à la valeur de crête V, dans le sens indiqué par les signes.

Le circuit de charges est KLMNJ.

Au cours de la seconde alternance, la diode C1 est bloquée. Mais la diode D2 est conductrice, elle charge le condensateur C2 à une tension égale à 2 fois 2 V. Cette tension lui est fournie par l'enroulement secondaire du transformateur en série avec le condensateur C1.

Au cours de la troisième alternance D1 et D3 sont conductrices, D2 est bloqué. Le condensateur O3 est chargé à 3 V par le même mécanisme. Ce calcul est désigné par les Anglais comme un multiplieur de tension à « pompage ». En effet, on peut considérer que la tension initiale fournie l'enroulement secondaire du transformateur est « pompée » à une valeur de plus en plus élevée par des coups de piston qui sont les alternances successives.

Le principe de ce système est le même

A LA RECHERCHE DU DÉPHASEUR IDÉAL (1)

LE CATHODYNE

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Dans cette série d'articles, nous avons successivement examiné le déphasage par transformateur, le montage « paraphase » et le déphaseur de Schmitt. A tous ces dispositifs, nous avons trouvé des défauts assez importants pour qu'il ne soit pas possible de leur décerner le brevet de DÉPHASEUR IDÉAL.

Nous allons maintenant examiner le montage dit « cathodyne » que d'aucuns, aimant les terminologies plus savantes, désignent par les termes de MONTAGE A CHARGES ÉQUILIBRÉES. Le mot ne fait rien à la chose. Ce montage n'est pas nouveau. Il s'en faut même de beaucoup. Il est bien difficile de connaître son origine exacte et les techniciens de plusieurs pays pourraient en revendiquer la paternité.

Ce qui est certain, c'est qu'aux temps lointains où il commençait sa carrière, beaucoup de ceux qui le décrivaient et l'employaient n'avaient que des idées assez vagues sur la manière dont il fonctionne réellement...

L'auteur de cet article se souvient d'avoir publié un articles précisant certaines données et donnant les résultats de mesures précises dans la revue des professionnels de l'électronique, L'ONDE ÉLECTRIQUE, vers 1928 ou 1930...

D'ailleurs, le montage se prête à de si nombreuses variantes qu'il aurait été assez logique d'intituler cet article LES CATHODYNES.

Le montage a donné lieu à de nombreuses polémiques dans des revues ou périodiques aujourd'hui disparus.

Après avoir été universellement employé dans tous les amplificateurs symétriques, on lui a trouvé de nombreux défauts. On a cessé peu à peu de l'utiliser pour lui préférer des montages beaucoup plus « sophistiqués » comme LE DÉPHASEUR DE SCHMITT.

Parmi les critiques faites à ce montage, une des plus fréquentes est la faiblesse du gain qu'il donne. Nous montrerons dans cet article ce qu'il faut penser de cet argument.

Le principe de base.

Dans le premier article de cette série, nous avons montré qu'on pourrait très facilement obtenir deux tensions d'égale amplitude, mais en opposition de phase au moyen d'un transformateur dont l'enroulement secondaire comporte une prise médiane. Si $S_1 = S_2$ comportent exactement le même nombre de spires, les deux tensions V_1 et V_2 sont égales et déphasées de 180° (fig. 1).

Le même résultat peut être obtenu sans qu'il soit nécessaire d'employer un transformateur à prise médiane. Il suffit de prévoir un diviseur de tension constitué par deux résistances R_1 , R_2 , d'égale valeur

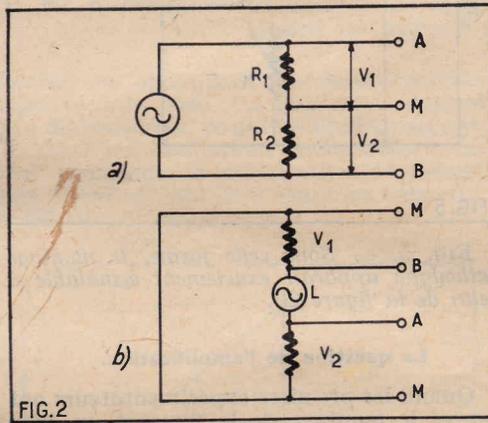


FIG.2

FIG. 2. — a) On peut encore obtenir les deux tensions déphasées de 180° , au moyen d'un simple diviseur de tension.

b) Le montage b est équivalent au montage a. Les éléments constitutifs sont simplement disposés d'une autre manière.

(fig. 1b). Mais on voit immédiatement que, dans ce cas, l'emploi d'un transformateur n'est même pas nécessaire. Il suffit tout simplement du diviseur de tension, comme nous l'indiquons sur la figure 2a. Ce qu'il importe de bien comprendre, c'est que, pour obtenir deux tensions effectivement en opposition, il faut prendre le point M comme origine des phases.

Si nous prenons le point B, nous constaterions que, par rapport à M, la tension obtenue se présente dans la même position de phase que la tension qu'on obtient entre B et A, mais que l'amplitude de cette dernière est double. Il n'est peut-être pas inutile de constater que le montage de la figure 2b est exactement le même. Il n'en diffère que par la disposition des éléments constitutifs.

Essayons maintenant de transposer ces

quelques résultats dans le domaine des tubes électroniques.

Utilisons un tube électronique.

Avec un peu de naïveté, on pourrait penser à l'utilisation d'un montage comme celui de la figure 3 en se disant qu'en somme cette disposition équivaut à celles de la figure 2. C'est tout à fait exact si l'on considère que le tube électronique est isolé dans l'espace.

FIG. 3. — Il ne faudrait pas comparer ce montage à celui de la figure 2. On pourrait, à la rigueur, obtenir les tensions déphasées de 180° à condition d'isoler complètement l'étage et de l'alimenter avec des sources indépendantes.

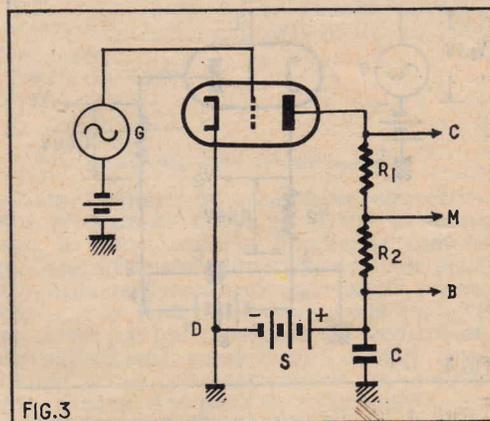


FIG.3

Cela devient tout à fait faux si l'on considère que le circuit représenté sur la figure 3 est un étage amplificateur qui fait partie d'un ensemble et que tous les tubes de cet ensemble sont alimentés par une source commune de courant anodique S. On est ainsi amené à prévoir une liaison entre les

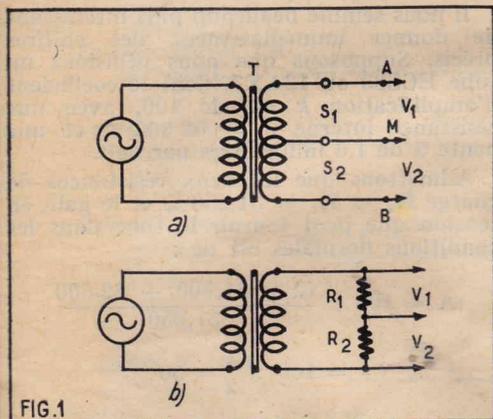


FIG.1

FIG. 1. — a) Les deux tensions V_1 et V_2 fournies par un transformateur à prise médiane sont égales et déphasées de 180° par rapport au point milieu M.

b) A défaut de transformateur à prise médiane, on obtient le même résultat au moyen d'un diviseur de tension constitué par deux résistances égales.

(1) Voir n° 164 et suivants de Radio-Plans.

différents étages de l'amplificateur et il faut bien que cette liaison permette le passage des différents circuits anodiques par la source commune.

Cela semble tellement évident à la plupart de nos lecteurs que c'est une question à laquelle ils ne se sont probablement jamais donné la peine de réfléchir.

Et pourtant! Cette évidence n'existe que par la force de l'habitude. Si l'on consulte les premiers brevets sur les amplificateurs à tubes électroniques, on constate que tous sont prévus avec des sources séparées, aussi bien pour le chauffage des filaments que pour la source de courant anodique : un brevet qui a fait beaucoup couler d'encre couvre le principe qui permet de n'utiliser qu'une source commune de chauffage et une source commune de tension d'anode...

Aujourd'hui, on prévoit automatiquement une alimentation commune. Il en résulte, par ce fait même, que les points D et B sont communs à tous les étages. On matérialise d'ailleurs ce fait et l'on simplifie en même temps le câblage en reliant le point D à la masse.

Notons, d'ailleurs, en passant, qu'il n'est pas du tout obligatoire de prévoir la mise à la masse du pôle négatif de la source de tension anodique. Bien mieux dans certains cas, il est avantageux de prévoir la mise à la masse du pôle positif. C'est ce qu'on fait généralement dans les oscillographes.

Pour que le montage de la figure 3 puisse effectivement donner le déphasage que nous cherchons, il faudrait que le point M, origine de phase, soit commun aux différents étages. C'est tout à fait impossible, puisque c'est le point B qui l'est, par suite des nécessités de l'alimentation en tensions continues. Remarquons encore qu'en ce qui concerne les tensions alternatives, les points B et D sont au même potentiel. En effet, l'alimentation commune ne peut fonctionner qu'à la condition impérative d'utiliser une source S de résistance intérieure nulle. S'il en est autrement, il est toujours possible de rendre l'impédance équivalente négligeable au moyen d'un condensateur C de valeur correctement choisie. Cette remarque n'est pas inutile puisqu'elle va nous permettre d'arriver jusqu'au montage « cathodyne ».

Le principe du montage cathodyne (fig. 4).

Le montage cathodyne est représenté de la manière habituelle sur la figure 4. L'impédance de charge du tube amplifi-

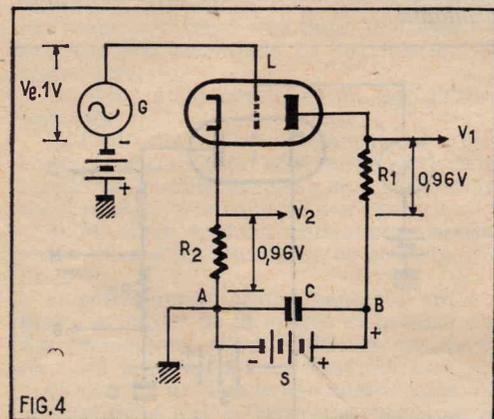


FIG. 4. — Le principe du montage cathodyne. Si les deux résistances R_1 et R_2 sont d'égale valeur les deux tensions V_1 et V_2 sont égales. On peut comparer cette disposition à celle de la figure 2b. Il faut considérer qu'en courant alternatif, les points A et B sont au même potentiel. Il faut, en effet, que l'impédance de la source d'alimentation soit nulle.

cateur L est constituée par deux résistances rigoureusement égales R_1 et R_2 . On voit immédiatement que l'une d'elle est insérée dans le circuit de la cathode et l'autre dans le circuit de l'anode. On comprend, d'après cela, pourquoi le montage est parfois désigné par les termes *amplificateur à charges équilibrées*.

La parenté avec les montages dont il a été question plus haut est évidente. Il suffit, pour le voir, d'un seul coup d'œil de disposer les éléments comme nous l'avons fait sur la figure 5. C'est, semble-t-il, exactement ce qu'on trouve sur la figure 2b.

Le tube amplificateur L remplace le générateur G.

D'autre part les deux points M ne sont pas reliés par une connexion qui constitue un court-circuit. En effet, la source d'alimentation anodique est intercalée dans la liaison entre les deux points M. Mais nous avons déjà précisé que l'impédance de la source S doit être pratiquement nulle et que, s'il n'en n'était pas ainsi, le condensateur de découplage S annulerait cette impédance.

Les deux points M sont donc bien effectivement au même potentiel en ce qui concerne les tensions alternatives. Ce potentiel, c'est d'ailleurs celui de la masse.

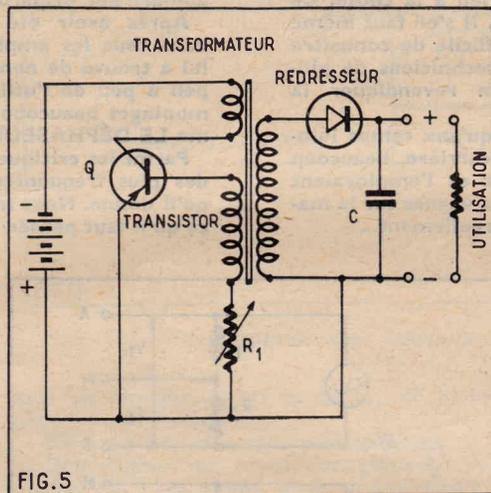


FIG. 5. — Sous cette forme, le montage cathodyne apparaît exactement semblable à celui de la figure 2b.

La question de l'amplification.

Quand les premiers expérimentateurs ont essayé le montage de la figure 4 ou celui de la figure 5 (puisqu'ils sont identiques) ils s'attendaient, sans aucun doute, à obtenir un rapport d'amplification (ou gain) du même ordre de grandeur qu'avec un étage amplificateur du modèle courant, c'est-à-dire de l'ordre de 50 avec un tube dont le coefficient d'amplification est de 100. Or, le gain constaté était en réalité beaucoup plus faible.

Pour augmenter le gain fourni par un amplificateur à résistance il suffit d'adopter une impédance de charge plus élevée. Ces pionniers ont été tout naturellement amenés à prendre pour R_1 et R_2 (qui doivent être égales) les valeurs aussi grandes que le permettaient les caractéristiques des tubes électroniques et la grandeur des sources d'alimentation disponibles.

L'augmentation de gain obtenue dans ces conditions était en réalité très faible. Tout ce qu'on peut constater en pratique, c'est que si le générateur G donne, par exemple, une tension de 1 V (valeur efficace) les deux tensions égales V_1 et V_2 sont légèrement inférieures à 1 V. Elles seront, par exemple, 0,96 V. En diminuant la valeur des deux résistances R_1 et R_2 ,

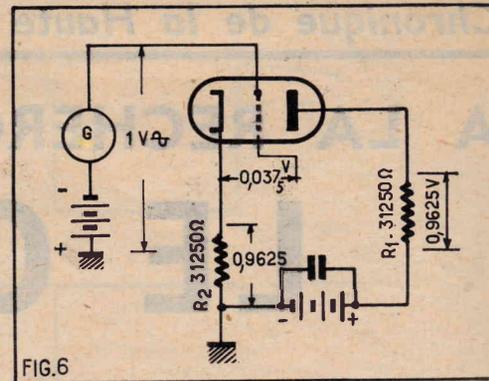


FIG. 6. — Répartition des tensions dans un montage cathodyne. Il faut bien noter que la tension amplifiée est celle qui existe entre cathode et grille. Elle est ici, de 0,0375 V seulement, malgré que le générateur G fournisse une tension de 1 V.

on obtiendrait 0,95 V. En l'augmentant on trouverait, par exemple, 0,98 V. Mais dans aucun cas, quelle que soit la valeur donnée à R_1 et R_2 , on ne pourra dépasser 1 V, c'est-à-dire la valeur appliquée entre grille et masse de l'amplificateur.

On peut donc dire qu'à peu de chose près, le montage reporte la tension d'entrée entre les extrémités de chacune des deux résistances de charge.

On a prétendu que le gain était inférieur à 1. C'est inexact. En effet, la tension amplifiée fournie par le tube n'est ni V_1 ni V_2 , mais très exactement la somme des deux tensions, c'est-à-dire $V_1 + V_2$.

Le gain est donc, en réalité, très voisin de 2. Mais il importe de le répéter. Quelles que soient les conditions de fonctionnement, ou le modèle de tube triode utilisé, il est impossible de dépasser 2.

Ce qui se passe en réalité (fig. 6).

Evidemment, il me serait bien facile de sortir ici quelques belles formules et de démontrer que le résultat observé est bien conforme à la théorie. Mais cette démonstration n'expliquerait rien et ne permettrait pas aux esprits curieux de nos lecteurs de comprendre comment les choses se passent. Il est donc beaucoup plus profitable d'essayer de démonter le mécanisme de fonctionnement. Il sera toujours temps d'avoir recours aux formules par la suite.

Il nous semble beaucoup plus intéressant de donner immédiatement des chiffres précis. Supposons que nous utilisons un tube ECC83 ou 12AX7, dont le coefficient d'amplification k est de 100, avec une résistance interne $\rho = 62\,500 \Omega$ et une pente S de 1,6 millimètres par volt.

Admettons que les deux résistances de charge $R_1 = R_2 = 31\,250 \Omega$ et le gain en tension que peut fournir le tube dans les conditions normales est de :

$$A = 100 \times \frac{(2 \times 31\,250 + 62\,500)}{31\,250} = 100 \times \frac{1}{2} = 50$$

Mais le gain en tension, c'est évidemment la tension obtenue entre les extrémités de la résistance de charge quand on applique une tension de 1 V entre grille et cathode. Reprenons la figure 4. La tension fournie par le générateur G est appliquée entre grille et masse. Le fonctionnement fait apparaître une tension V_2 entre la cathode et la masse.

Il en résulte évidemment que la tension existant réellement entre cathode et grille

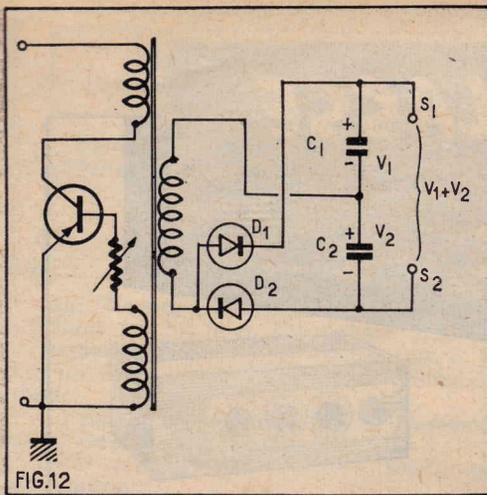


FIG. 12. — Montage doubleur de tension classique.

que celui des convertisseurs de tension de Planté, à peu de chose près. Une étude détaillée nous montrerait que le fonctionnement optimal ne peut être obtenu qu'en choisissant judicieusement les valeurs de capacité des différents étages. Il faut également tenir compte de la tension croissante que supportent les condensateurs à mesure que leur rang devient plus élevée dans la chaîne de multiplication.

Un exemple d'utilisation : Alimentation d'un oscilloscope à partir d'une tension de 12 V, d'après Mullard, Technical Communications, volume 2, numéro 17.

Nous représentons sur la figure 14 un dispositif permettant l'alimentation en courant haute tension d'un oscilloscope, à partir d'une batterie de 12 V.

Deux sorties sont prévues : l'une à 150 V pouvant fournir 3 milliampères, l'autre à 2 000 V pouvant fournir environ 800 μ A. Le rendement est de 68 %. L'intensité empruntée à la batterie de 12 V est d'environ 0,25 A. La fréquence de fonctionnement est d'environ 1 000 Hz, ce qui permet d'avoir une tension d'ondulation très faible, sans filtrage autre que celui des condensateurs « réservoirs ».

La multiplication de tension est obtenue au moyen d'un circuit quadriplicateur qu'on peut considérer comme un double montage série-parallèle.

Le transformateur est bobiné sur un circuit magnétique de ferrite avec un entrefer de 2/10 mm.

- Les dimensions sont les suivantes :
- Section : 2 mm.
- Section de fenêtre : 6 cm².
- Longueur totale : 3,2 cm.
- Longueur des bobinages : 2,5 cm.

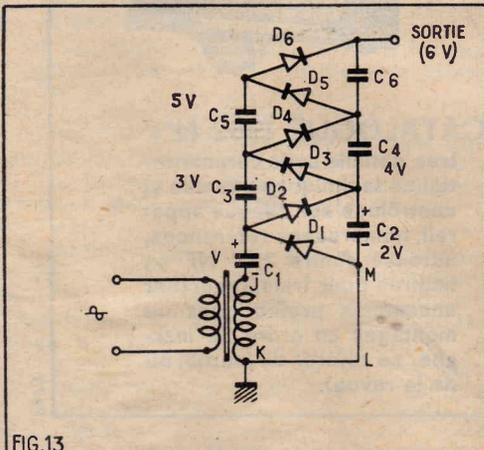


FIG. 13. — Montage « à échelle » ou à « pompe » permettant de multiplier une tension.

Hauteur totale : 1,9 cm.
Hauteur des bobinages : 1,5 cm.
Longueur de la ligne de force moyenne : 16 cm.

Circuit primaire : 106 spires en 4 couches, connectées en parallèle avec un enroulement identique pour réduire la dispersion.

Circuit de base : 50 spires en une couche.

Circuit secondaire : 6 400 spires en 20 couches. Prise à 2 800 spires.

Transistor : OC15 (modèle expérimental).

Diode : Westinghouse 16H12.

Sur le schéma, on notera la présence d'un dispositif de mise en route par bouton poussoir. Quand le fonctionnement normal

est amorcé, la résistance de 15 Ω est court-circuitée et le diviseur de tension mis hors circuit.

Autre exemple d'application.

Flash électronique (d'après documentation C.F.T.H., département semi-conducteur).

Le schéma de ce dispositif est donné figure 15.

L'amorçage est assuré au moyen de la dissymétrie introduite par la résistance R1.

Valeur des éléments :

R1 : 10 Ω -0,5 W.

R2 : de 250 à 500 Ω -0,5 W.

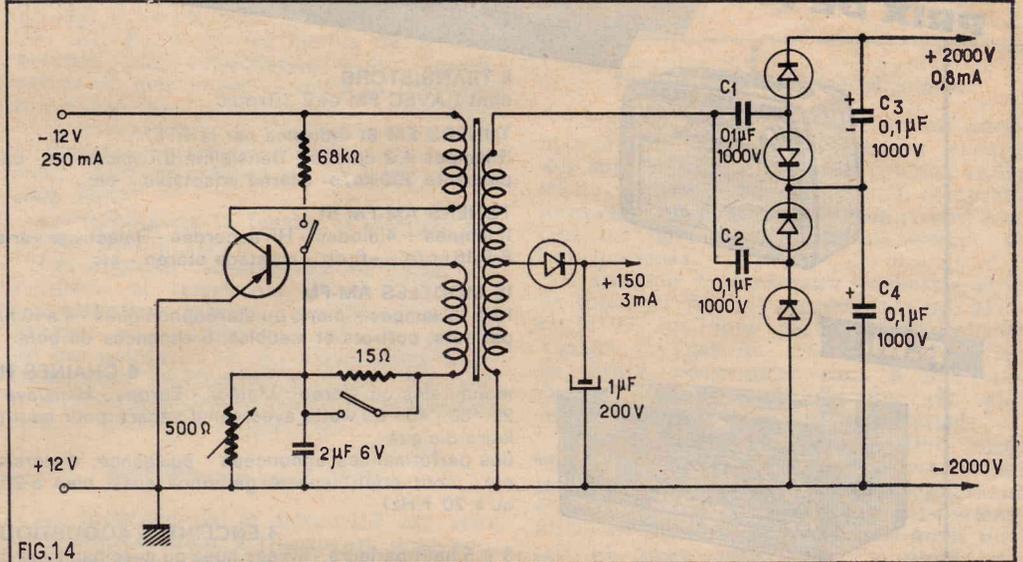


FIG. 14. — Exemple d'emploi d'un système convertisseur à transistor, combiné avec un quadriplicateur de tension pour l'alimentation d'un oscilloscope.

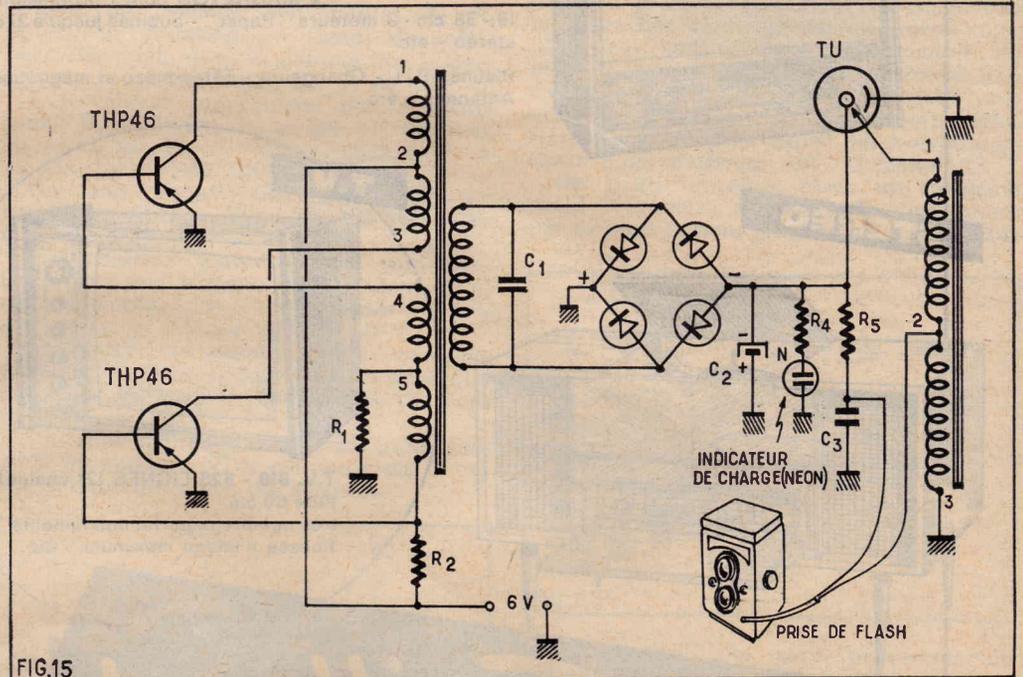


FIG. 15. — Un autre exemple : un flash électronique.

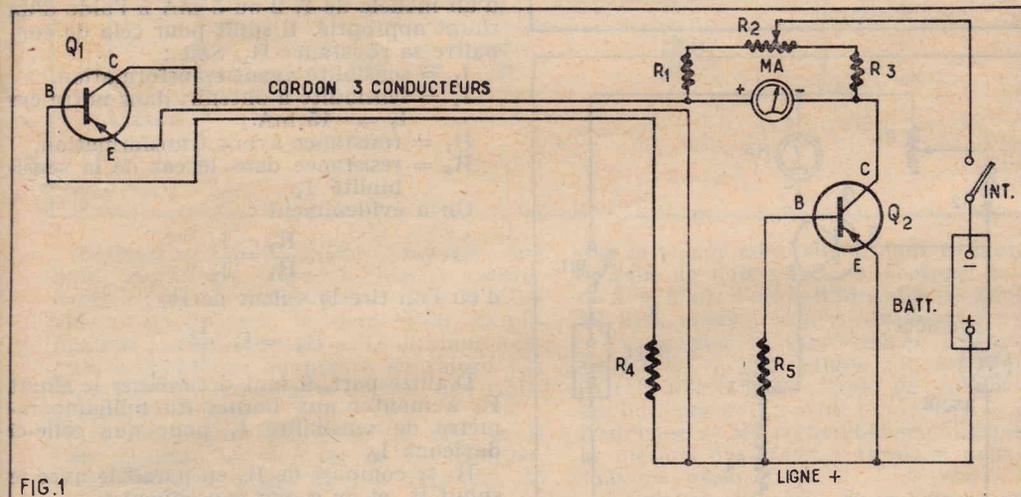
- R3 : 2 000 Ω -2 W.
- R4 : 15 M Ω -1/2 W.
- R5 : 1 M Ω -1/2 W.
- C1 : 500 pF papier, type 500 V.
- C2 : 1 500 μ F-500 V électrolytique.
- C3 : 0,25 μ F-500 V.
- TU : Lampe à éclats Mazda TEI55.
- N : Tube indicateur néon 150 V.
- Transformateur T1.
- Circuit magnétique, circuit E4, empilage 20 mm.
- Nombre de spires entre :

- 1 et 2 : 25 spires émail 1 mm.
- 2 et 3 : 25 spires émail 1 mm.
- 4 et 5 : 17 spires émail 30/100.
- 5 et 6 : 17 spires émail 30/100.
- 7 et 8 : 3 000 spires émail 12/100.
- Bâtonnet de ferroxcube B.
- Nombre de spires entre 1 et 2 : 15 000 émail soie 7/100.
- Nombre de spires entre 2 et 3 : 350 émail 30/100.
- Diodes IN340.
- Transistor THP46.

Petits montages à transistors ⁽¹⁾

Thermomètre électronique — Microphone dynamique
Métronomie électronique — Luxmètre — Amplis

PAR JEAN ARMAND



pourra utiliser la prise PU d'un radio-récepteur ou l'entrée PU piézo-électrique ou céramique d'un électrophone.

Dans ce montage, le transistor étant du type NPN, l'émetteur est polarisé négativement à l'aide de la batterie « Batt. 1 » et le collecteur positivement à l'aide de la batterie « Batt. 2 ». La première est de 1,5 V et la seconde de 9 V. La base étant à la masse, sa polarisation sera intermédiaire de celles des deux autres électrodes.

Le montage est du type émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur. Le circuit émetteur est découplé par C_1 tandis que C_2 sert de liaison avec le circuit qui sera monté à la sortie.

Un interrupteur bipolaire « Int. 1 » — « Int. 2 » permet de couper les circuits des batteries pendant les périodes de non utilisation de ce microphone dynamique.

Les valeurs des éléments sont : dynamique, un modèle à faible impédance de l'ordre de 2Ω connecté, à sa bobine mobile, directement entre la base de Q_1 et la masse; $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$ 0,5 W, $R_2 = 6,8 \text{ k}\Omega$ 0,5 W, $C_1 = 500 \mu\text{F}$ 3 V électrolytique, $C_2 = 1 \mu\text{F}$ 12 V électrolytique, Batt. 1 = 1,5 V, Batt. 2 = 9 V, interrupteur bipolaire, $Q_1 = 2\text{N}299$ Sylvania.

Thermomètre électronique.

Le principe de cet appareil est très simple.

Si la température ambiante change, le transistor Q_1 (fig. 1) fonctionne d'une manière différente et cette modification de fonctionnement se traduit par une déviation de l'aiguille du milliampèremètre MA, qui peut être gradué directement en degrés centigrades.

L'appareil électronique de la figure 1 n'utilise que deux transistors, $Q_1 = Q_2 = 2\text{N}307$ (Sylvania) du type PNP. Le premier, Q_1 , est relié à l'aide d'un cordon à trois conducteurs, long de quelques mètres, au reste du montage indiqué sur la partie à droite du schéma. Les extrémités côtés Q_1 des trois conducteurs sont reliées aux électrodes de ce transistor.

Le montage de Q_2 et Q_1 est celui d'une partie de pont dans lequel les quatre branches sont :

Branches 1 et 2 : R_1 et R_3 , chacune en série avec une partie du potentiomètre R_2 ; branches 3 et 4 : les transistors Q_1 et Q_2 . Soit t_0 la température la plus basse de l'emplacement de Q_1 . Cette température sera considérée comme un point extrême et on réglera le potentiomètre R_2 de manière que l'aiguille du milliampèremètre se place à la division zéro. En ce moment l'équilibre du pont sera réalisé et on ne touchera plus au réglage du potentiomètre. On marquera devant la division zéro la température t_0 , mesurée à l'aide d'un thermomètre classique quelconque.

On chauffera ensuite, lentement, le milieu dans lequel se trouve Q_1 et on repérera à l'aide du thermomètre diverses températures t_1, t_2, t_3 que l'on marquera sur le milliampèremètre devant les graduations correspondant aux positions respectives de l'aiguille.

Il est conseillé de procéder par étapes. Chauffer d'abord pour que la température se stabilise à une valeur t_1 . Attendre quelques minutes et effectuer l'étalonnage de

l'instrument de mesure. Passer ensuite à une température supérieure t_2 et ainsi de suite.

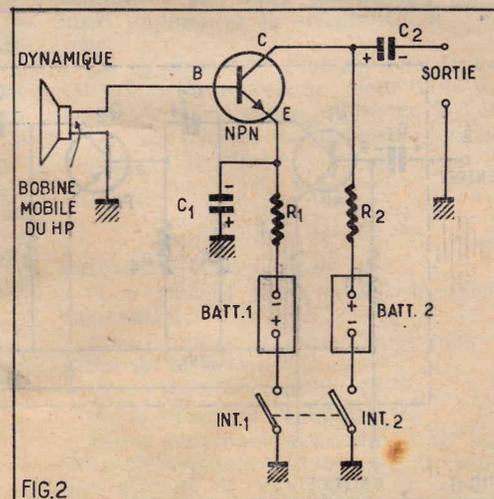
Voici les valeurs des éléments : $R_1 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ 0,5 W, $R_2 =$ potentiomètre linéaire 250Ω , $R_4 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega$ 0,5 W, $Q_1 = Q_2 = 2\text{N}307$ Sylvania, MA = milliampèremètre 0 à 25 mA continu, « Batt. » = batterie de piles de 22,5 V, « Int. » = interrupteur.

Un cordon trois conducteurs, d'un type quelconque par exemple trois fils lumière torsadés, conviendra.

Microphone dynamique.

Un haut-parleur dynamique à aimant permanent de très petit diamètre, par exemple 4,5 cm, peut être utilisé comme microphone en adoptant le montage de la figure 2 qui comprend un transistor NPN type 2N299 monté en amplificateur BF de tension.

La tension fournie à la sortie est d'environ 0,5 V, ce qui permettra d'utiliser ce montage comme source de BF à connecter à l'entrée d'un amplificateur BF ayant un niveau d'entrée de même valeur. On



Métronomie électronique.

Un métronome normal à mouvement d'horlogerie peut être remplacé par un modèle électronique réalisé avec un oscillateur de relaxation alimentant un haut-parleur.

Le montage de la figure 3 est réalisé avec deux transistors 2N233 du type NPN et quelques accessoires classiques à la portée de tous.

L'oscillateur de relaxation est un multivibrateur à deux transistors dont la fréquence de répétition peut être modifiée à l'aide du potentiomètre R_3 de 50 k Ω , linéaire. Ce potentiomètre fait varier la polarisation du transistor Q_1 et il en résulte une modification de la durée de la décharge de C_1 donc de la fréquence d'oscillation.

La fonction de l'inverseur « Inv. » est de brancher le transformateur de sortie, soit au collecteur de Q_1 , soit à celui de Q_2 . Dans les deux positions la fréquence reste la même mais le niveau de la puissance de sortie est modifié.

L'intérêt du montage réside dans l'indépendance de la fréquence par rapport à la tension, forcément variable de la batterie.

Le multivibrateur est du type *astable*. Son fonctionnement est tel que chaque transistor est bloqué pendant que l'autre est conducteur. Les valeurs des éléments ont été déterminées de manière que l'on obtienne des fréquences de l'ordre de 80 par minute dans une bande étendue dépassant celle d'un métronome classique à mouvement d'horlogerie.

Les éléments utilisés sont : $Q_1 = Q_2 = 2\text{N}233$ transistors NPN Sylvania, « Batt. » = batterie 12 V, $C_1 = 50 \mu\text{F}$ 25 V électrolytique, $C_2 = 0,1 \mu\text{F}$ papier, HP = haut-parleur avec bobine mobile de 8Ω , $T_1 =$ transformateur d'adaptation, primaire P = 1 000 Ω ,

(1) Voir les nos 158 et suivants de Radio-Plans.

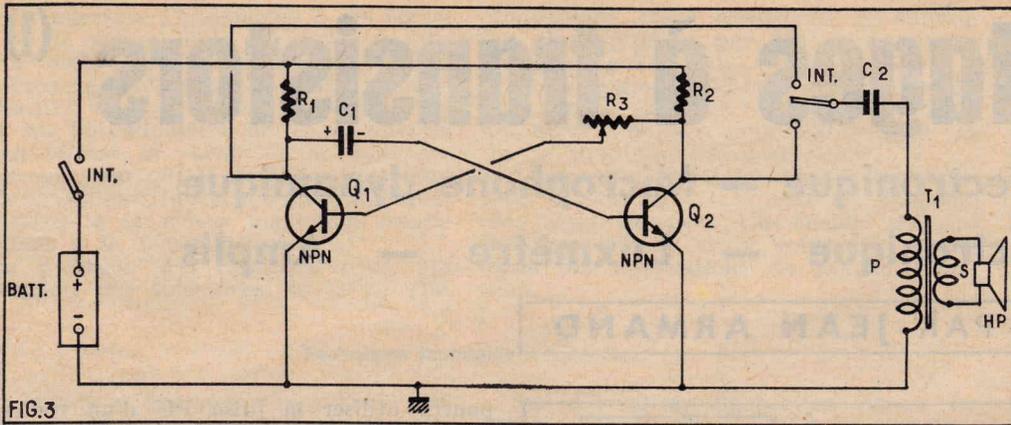


FIG. 3

secondaire $S = 8 \Omega$. (Tout autre haut-parleur peut être utilisé, il suffit que l'impédance de S et celle de la bobine mobile soient égales.) $R_1 = R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$ 0,5 W, $R_3 =$ potentiomètre 50 k Ω 1 W bobiné, linéaire, « Int. » = interrupteur général, de préférence indépendant du potentiomètre, « Inv » = inverseur unipolaire deux positions.

Il est possible de modifier ce montage pour en faire un instrument de musique électronique simplifié. Pour obtenir ce résultat on remplacera R_3 par un système de plusieurs résistances commutables. A chaque position du commutateur correspondra une note différente, dont la hauteur dépendra de la valeur de la résistance en service.

Il est évident que ces résistances pourraient être ajustables et que le commutateur pourra être remplacé par un système à touches.

La figure 4 montre la partie modifiée du schéma précédent. R_3 est remplacée par $R_{31}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}$, en supposant qu'il y ait 7 notes. L'organe supplémentaire outre les potentiomètres R_3 est le commutateur I_1 ou le système à touches. On pourra adapter assez facilement à cet emploi un clavier de piano-jouet pour réaliser le commutateur, l'ensemble du montage y compris la batterie pouvant être logée aisément dans le coffret même du jouet.

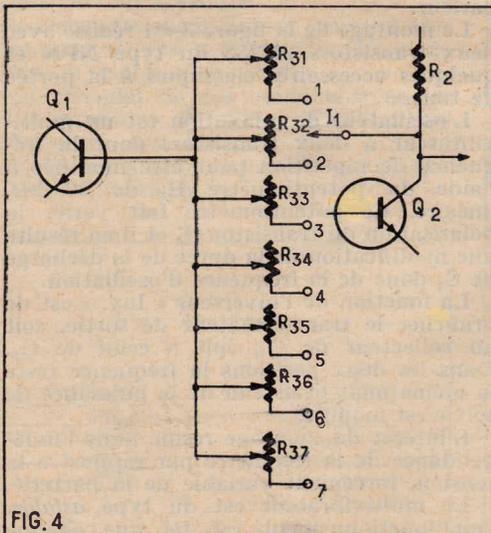


FIG. 4

Luxmètre.

La mesure de l'intensité lumineuse est réalisable à l'aide d'une photodiode suivie d'un transistor monté en milliampèremètre électronique. Considérons le montage de la figure 5.

La photodiode V_1 est un transformateur d'énergie lumineuse en énergie électrique. Si la lumière appliquée à V_1 est faible, la photodiode, polarisée inversement, a une résistance très élevée. Dans ces conditions

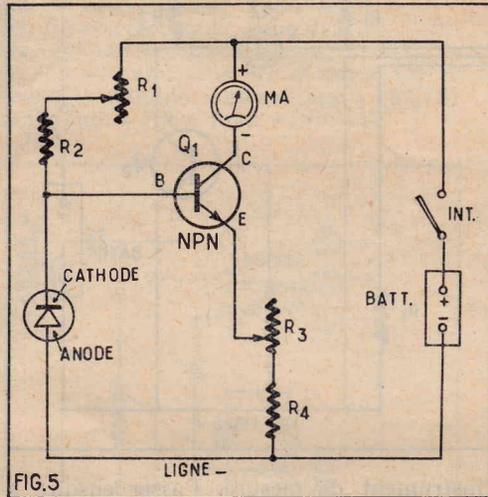


FIG. 5

la tension de la diode est à peu près celle de la batterie.

La base du transistor Q_1 est donc très positive et ce transistor est très conducteur, d'où un fort courant collecteur indiqué par le milliampèremètre MA.

Si la lumière appliquée à la photodiode diminue, la résistance inverse de la photodiode augmente, d'où baisse de la tension positive de la base de Q_1 et diminution, également, du courant collecteur. Le milliampèremètre indiquera donc un courant d'autant plus faible que la lumière sera intense. Si cette dernière est très intense, la résistance de la photodiode est presque nulle, la base est alors au potentiel zéro et le milliampèremètre est à la division zéro.

On voit que cet instrument de mesure se comporte d'une manière analogue à celle d'une ohmmètre. En fait, il mesure la résistance de la photodiode.

Le réglage s'effectuera à l'aide des résistances variables R_1 et R_3 .

La lumière étant faible, on règle R_1 et

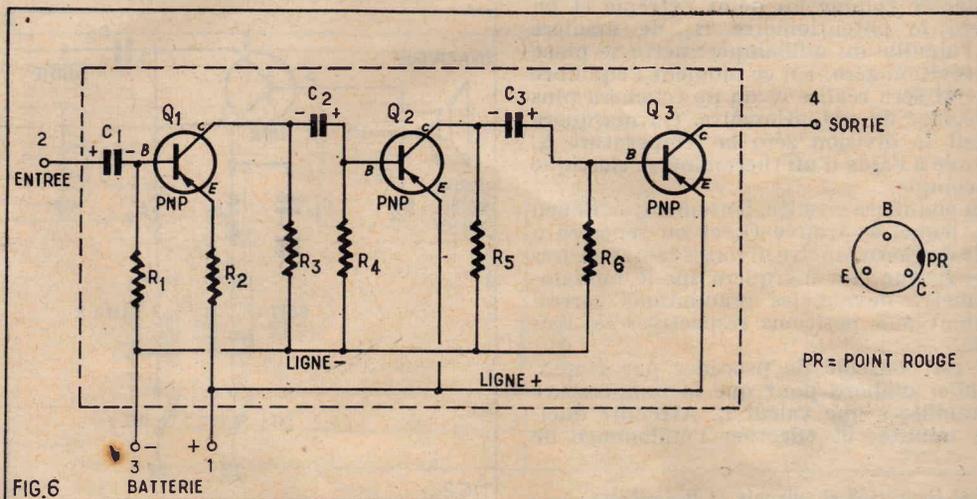


FIG. 6

R_2 de manière que l'aiguille de MA indique le maximum, c'est-à-dire 15 mA.

L'étalonnage peut s'effectuer par comparaison avec un luxmètre.

Voici les éléments du montage :

$Q_1 = 2N229$ transistor NPN Sylvania
 $V_1 =$ photodiode Sylvania type 1N7
 $R_1 =$ potentiomètre 25 k Ω , $R_2 = 270 \Omega$, 0,5 W, $R_3 =$ potentiomètre 250 Ω , $R_4 = 68 \Omega$, 0,5 W, MA = milliampèremètre 15 mA continu, « Batt. » = batterie 9 V
 « Int. » = interrupteur unipolaire ou simple bouton poussoir fermant le circuit lorsqu'on pousse le bouton comme celui d'une sonnerie électrique.

Le milliampèremètre de 15 mA n'étant pas courant il est facile de le réaliser à partir d'un modèle de 1, 2 ou 5 mA à l'aide d'un shunt approprié. Il suffit pour cela de connaître sa résistance R_1 . Soit :

$I_1 =$ sensibilité avant transformation,

$I_2 =$ sensibilité à obtenir, dans notre cas :

$$I_2 = 15 \text{ mA};$$

$R_1 =$ résistance avant transformation,

$R_2 =$ résistance dans le cas de la sensibilité I_2 .

On a évidemment :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{I_1}{I_2}$$

d'où l'on tire la valeur de R_2 :

$$R_2 = R_1 \frac{I_1}{I_2}$$

D'autre part, il faut déterminer le shunt R_3 à monter aux bornes du milliampèremètre de sensibilité I_1 pour que celui-ci devienne I_2 .

R_2 se compose de R_1 en parallèle avec le shunt R_3 et on a, par conséquent :

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

Exemple. Soit le cas d'un milliampèremètre pour continu, gradué de 0 à 2 mA ($I_1 = 2 \text{ mA}$) et dont la résistance est $R_1 = 50 \Omega$ par exemple.

On a :

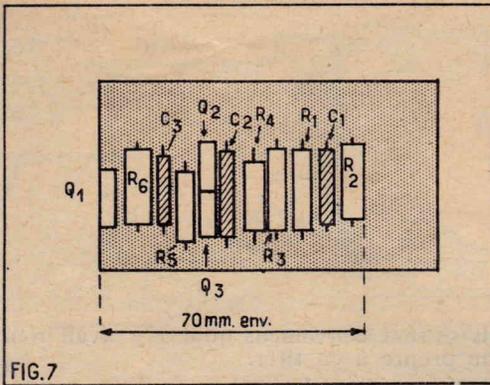
$$R_2 = 50 \times \frac{2}{15} = \frac{100}{15} = 6,66 \Omega$$

et $R_3 = \frac{50 \times 6,66}{43,33} = 7,6 \Omega$ environ

Amplificateur à multiples usages.

Un amplificateur très compact et à schéma très simple est réalisable d'après le schéma de la figure 6 avec 3 transistors PNP type 2N207 Philco.

Cet amplificateur, étudié par F. H. Frantz Sr, a été décrit dans *Radio Electronics* sous le nom de Minipack. Son volume est faible. Nous montrons à la figure 7 l'ensemble des résistances et condensateurs, montés sur une plaque isolante.



On remarquera que le Minipack ne comporte que quatre points de branchement, les suivants :

2 = point « chaud » de l'entrée, le point « froid » étant le + et le - batterie, car le point 2 est isolé en continu par C_1 .

3 et 1 = bornes - et + batterie.

4 = sortie reliée directement au collecteur de Q_3 .

Le montage de ce petit amplificateur est à résistances-capacité et les valeurs des éléments sont :

$R_1 = R_4 = 470 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 47 \Omega$, $R_3 = R_5 = 6,8 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 330 \text{ k}\Omega$, toutes de 0,5 W tolérance 10 % ;

$C_1 = C_2 = C_3 = 1 \mu\text{F}$ 6 V électrolytique, $Q_1 = Q_2 = Q_3 = 2\text{N}207$ Philco.

La tension à appliquer entre les points 3 et 1 est de 1,5 V. On a adopté les transistors 2N207 en raison de leurs caractéristiques avantageuses et de leur faible volume.

Dans ce montage on a disposé dans le circuit d'émetteur de Q_1 une résistance de stabilisation de 47Ω (R_2). De plus, la présence de cette résistance non découplée augmente l'impédance d'entrée de l'amplificateur, qui atteint environ $2 \text{ k}\Omega$ et améliore la réponse en fréquence de l'étage d'entrée.

Les autres émetteurs sont reliés directement à la masse, c'est-à-dire au + batterie. Il n'y a pas d'autres circuits de stabilisation. Les bases sont reliées par des résistances R_1 , R_4 et R_6 au point - batterie.

Cet amplificateur a un gain de 72 dB à 1 000 Hz avec la batterie de 1,5 V. Le débit de celle-ci est de 0,6 mA donc très réduit.

Il est possible d'adopter une batterie de 3 V et dans ce cas le gain sera plus élevé, 81 dB avec un courant consommé de 1,2 mA.

La réponse est uniforme, à ± 5 dB près, entre 50 et 10 000 Hz.

Pour la mesure on a connecté entre le collecteur de Q_3 (point 4, sortie) et la ligne négative, un casque de 1 000 Ω .

Un haut-parleur peut être connecté à la sortie à l'aide d'un transformateur avec primaire (côté collecteur Q_3) de 1 000 Ω et secondaire conforme à l'impédance de la bobine mobile, par exemple 4 Ω .

Voici quelques utilisations du Minipack. Cet amplificateur peut être associé à d'autres montages nécessitant un amplificateur de bonnes performances mais pour lequel on ne dispose que de peu de place.

Grâce à sa faible consommation et à ses quatre points de branchement seulement le Minipack sera facilement introduit dans un autre appareil.

Voici d'abord, à la figure 8, comment on a associé à l'amplificateur un réglage de volume, un microphone et un écouteur, constituant ainsi un appareil de surdité. On adoptera les valeurs suivantes : $P_1 = 25 \text{ k}\Omega$ conjugué avec l'interrupteur « Int. », écouteur 1 000 à 2 000 Ω .

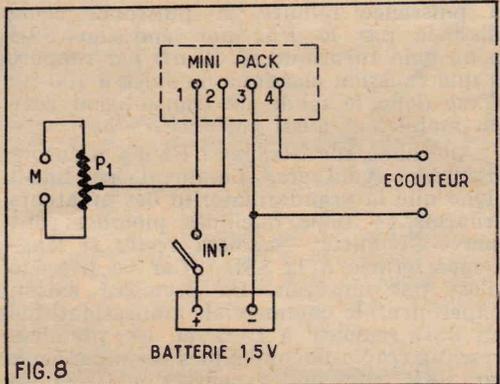
Le microphone magnétique sera de 1 000 à 2 000 Ω mais on pourra utiliser aussi un microphone à cristal.

Un autre montage est indiqué à la figure 9. En association avec une bobine L accordée par un condensateur C, une diode D, un potentiomètre à interrupteur et un casque,

on réalisera un petit récepteur simple mais dont les performances aux points de vue de la sélectivité et de la sensibilité ne peuvent être que limitées.

On utilisera le matériel complémentaire suivant : L = bobine P_0 avec plusieurs prises ; choisir celle qui assure le meilleur compromis entre le gain et la sélectivité ; C = variable 0 - 330 ou 0 - 500 pF ou valeurs voisines, D = diode 1N34, P = 25 $\text{k}\Omega$, batterie 1,5 V, écouteur 1 000 à 2 000 Ω .

Eviter l'instabilité de l'amplificateur en séparant autant que possible le fil d'entrée (2) de celui de sortie (4).



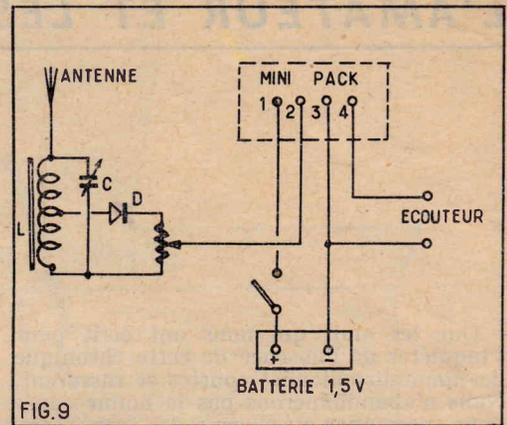
Amplificateur BF 6 W modulés.

Voici maintenant un amplificateur réalisable avec des transistors fabriqués en France par Cosem. Il comprend un étage d'entrée commandant le push-pull de sortie monté en classe B et fournissant une puissance modulée de 6 W avec distorsion réduite.

La tension d'alimentation est de 12 V. On applique le signal à amplifier à l'entrée reliée par C_2 à la base de Q_1 type SFT 352. Ce transistor « driver » (ou de commande) doit fournir la puissance nécessaire à l'entrée du push-pull à transistors $Q_2 = Q_3 = 2\text{SFT} 212$. A cet effet, on a prévu une liaison par transformateur T_1 muni d'un secondaire à prise médiane attaquant les bases du 2SFT 212 dont les collecteurs sont les électrodes de sortie reliées aux extrémités du primaire de T_2 muni d'une prise médiane.

Le secondaire de T_2 est utilisé pour l'adaptation au haut-parleur et également comme enroulement de contre-réaction.

On voit sur le schéma que l'extrémité de S_2 opposée à la masse est reliée par l'intermédiaire de R_9 au circuit d'émetteur de Q_1 , composé de $R_5 - C_3$ et de R_4 . En réalité R_4 est commune au circuit d'émetteur et à



celui de sortie ce qui ramène sur Q_1 une partie du signal final.

Les valeurs des éléments sont : $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 18 \Omega$, $R_5 = 100 \Omega$, $R_6 = 5 \Omega$, $R_7 = 0,6 \Omega$, $R_8 = 390 \Omega$, $R_9 = 270 \Omega$, $C_1 = 50 \mu\text{F}$ 12 V, $C_2 = 5 \mu\text{F}$ 12 V, $C_3 = 200 \mu\text{F}$ 3 V. Toutes les résistances sont des 0,25 W, sauf R_7 et R_8 qui sont de 0,5 W.

La batterie est de 12 V et on peut intercaler un interrupteur entre le pôle + et la masse.

Remarquer le dispositif de polarisation des émetteurs des transistors finals pour R_7 , commune aux deux transistors.

Dans les deux étages les bases sont polarisées par des diviseurs de tension. Celui de l'étage final comporte une résistance réglable R_8 .

Les bobinages peuvent se réaliser d'après les indications suivantes :

T_1 : rapport 3,6 / (1 + 1), primaire 1 000 spires fil de 0,22 mm émaillé, secondaire 2 fois 280 spires fil de 0,35 mm émaillé. Résistance du primaire 100 Ω au maximum et résistance du secondaire 6 Ω au maximum.

T_2 : rapport (1,9 + 1,9) / 1, primaire 2 fois 114 spires fil émaillé 0,6 mm, secondaire 60 spires fil émaillé de 0,8 mm de diamètre.

Les deux transformateurs comportent des carcasses identiques ayant les caractéristiques ci-après.

Circuit magnétique type 52 x 60 mm². Epaisseur 20 mm.

Tôles au silicium type 1,6 W/kg. Section du fer 400 mm².

Voici encore quelques remarques concernant l'amplificateur de 6 W modulés.

1° On pourra remplacer la résistance normale R_6 de 5 Ω par deux résistances en

(Suite page 65.)

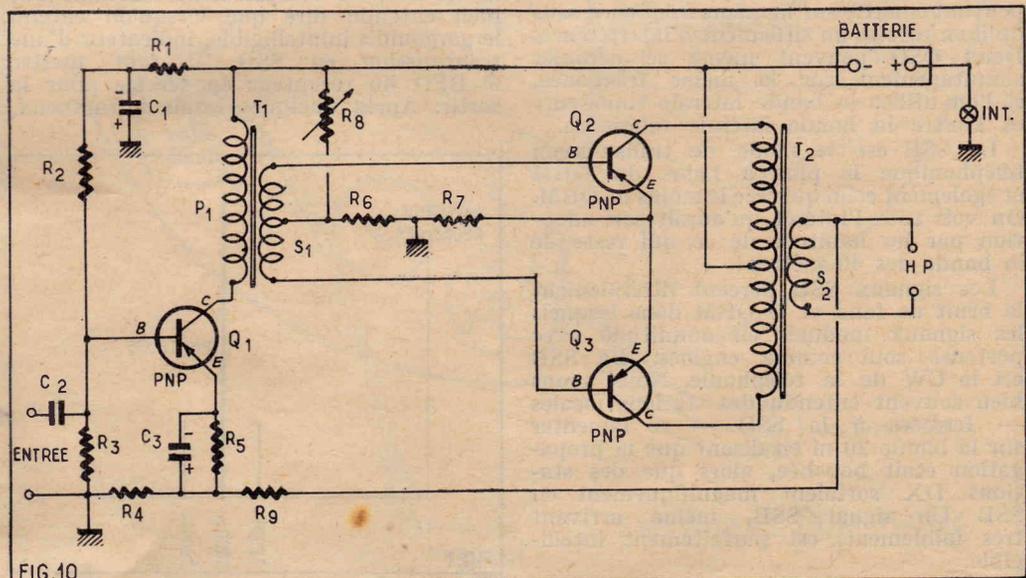


FIG.10

LA SSB

par J. NAEPELS

Que les amis qui nous ont écrit pour s'inquiéter de l'absence de cette chronique des amateurs d'ondes courtes se rassurent. Nous n'abandonnerons pas la bonne cause pour succomber au charme des transistors. Sans méconnaître les très intéressantes possibilités offertes par ces derniers, nous savons bien que les nombreux amateurs qui ont accumulé au cours des années un important matériel classique ne sont pas près de l'abandonner. Après la perte de 100 kHz de la bande des 40 m et celle de la totalité de la bande 4 m, nous avons simplement pensé qu'il était grand temps de repenser toute la question de l'émission d'amateur. Grand temps surtout pour les amateurs français de se réveiller et de prendre conscience de la plus grande révolution qui se soit produite dans l'émission d'amateur depuis ses débuts. Cette révolution c'est le grand rush des amateurs étrangers — notamment américains, britanniques et allemands — sur un procédé de transmission de la parole d'une efficacité plusieurs fois supérieure à celle de tout autre système connu : l'émission sans porteuse et, accessoirement, à bande latérale unique. Ce système est couramment désigné par les initiés par l'abréviation anglaise, SSB — Single Sideband — ou plus rarement, par sa traduction française, B.L.U. — bande latérale unique. Ces désignations ont le défaut de ne pas exprimer l'essentiel qui, beaucoup plus que la suppression d'une bande latérale, est la suppression de la porteuse. On peut d'ailleurs conserver les principaux avantages du procédé en gardant les deux bandes latérales mais en supprimant la porteuse ; il s'appelle alors DSB. — Double Sideband.

Nous verrons au cours des explications qui vont suivre les extraordinaires avantages de la SSB par rapport à la modulation d'amplitude avec porteuse. Enumérons cependant dès maintenant les principaux pour vous donner le courage de nous suivre plus avant :

— Absence d'interférences. Comme il n'y a pas de porteuse, deux stations SSB peuvent émettre sur la même fréquence sans qu'il en résulte un sifflement d'interférence. Deux QSO peuvent même se dérouler simultanément sur la même fréquence, si l'on utilise la bande latérale supérieure et l'autre la bande latérale inférieure.

La SSB est le mode de transmission téléphonique le plus à l'abri du QRM et également celui qui crée le moins de QRM. On voit tout l'intérêt qu'aurait son adoption par les habitués de ce qui reste de la bande des 40 mètres !

Les signaux SSB percent littéralement le bruit de fond et le QRM dans lesquels les signaux modulés en amplitude avec porteuse sont comme engluisés. La SSB est la CW de la téléphonie. Nous avons bien souvent entendu des stations locales — fermées à la SSB — se lamenter sur la bande 20 m en disant que la propagation était bouchée, alors que des stations DX sortaient magnifiquement en SSB. Un signal SSB, même arrivant très faiblement, est parfaitement intelligible.

Comme la CW, la SSB a une efficacité extraordinaire, même en émission à puissance réduite. A puissance égale dissipée par le PA, une émission SSB a un gain théorique de 12 dB par rapport à une émission classique modulée à 100 %. C'est donc le mode de transmission rêvé en mobile, et aussi en VHF.

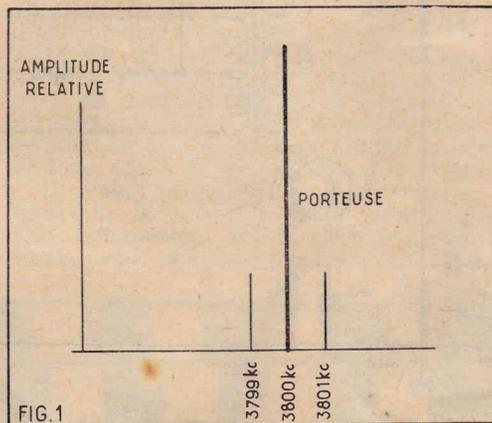
Alléchant, n'est-ce pas ? Et il y a encore d'autres avantages. Comment se fait-il donc que la grande majorité des amateurs français — seuls quelques pionniers ont sauvé l'honneur — soient restés si longtemps fermés à la SSB ? Car ce procédé n'est pas nouveau. La première liaison expérimentale commerciale transatlantique en SSB remonte à 1923 et les premiers réseaux radio-téléphoniques commerciaux en SSB sur ondes courtes à 1928. La première liaison d'amateur en SSB a eu lieu aux Etats-Unis en 1933. Il fallut cependant attendre 1947 pour voir se développer aux Etats-Unis l'émission d'amateur en SSB et bien des réticences durent, là aussi, être surmontées avant que le mouvement ne devienne irrésistible au point d'obliger tous les grands constructeurs d'appareils de trafic à les concevoir en fonction de ce mode de transmission, comme c'est le cas depuis quelques années. Les Anglais ont également une avance importante dans ce domaine, de sorte que toute la littérature technique sur la SSB est en langue anglaise... et que le matériel spécialement conçu pour la SSB est d'origine anglo-saxonne et hors de la portée de l'amateur français moyen. Le manque de documentation en langue française et le fait que la plupart des amateurs étrangers pratiquant la SSB s'exprimaient en anglais ont certainement constitué un handicap. Le manque de matériel ne devrait pas en être un, puisque plusieurs pionniers français de la SSB ont réussi à s'équiper en construisant eux-mêmes leurs appareils avec l'aide des surplus. Le fait est que la plupart des amateurs français ignorent encore soit l'existence même de la SSB, soit la façon de la recevoir correctement. Certains ont bien entendu dire que lorsqu'on entend le gargouillis inintelligible, indicateur d'une transmission en SSB, il faut mettre le BFO du récepteur en service pour la sortir. Après quelques essais infructueux,

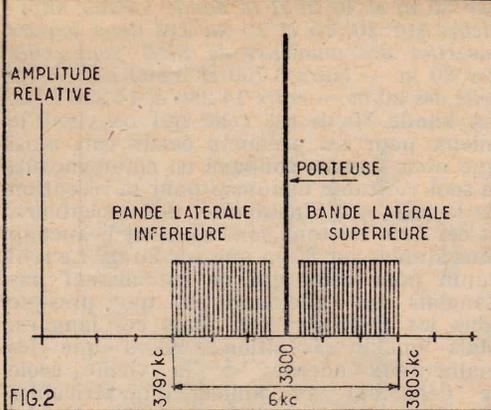
ils se sont convaincus qu'il n'y avait rien de propre à en tirer.

N'importe quel récepteur de trafic, pourvu qu'il soit stable et raisonnablement sélectif, permet de recevoir — plus ou moins bien mais de façon intelligible — la SSB. On peut même la recevoir sur une détectrice à réaction fonctionnant en accroché, comme pour la CW. Seulement, alors que pour une émission ordinaire, il suffit de tourner négligemment le bouton du cadran du récepteur et qu'une émission reste intelligible même si l'on s'est réglé à plusieurs kilohertz de l'accord exact, en SSB, la parole ne sort distinctement que si l'on n'est pas éloigné de plus de quelques herz de l'accord exact. Et cela vaut non seulement pour le cadran du récepteur mais aussi pour l'accord de la fréquence du BFO, si on utilise ce dernier comme porteuse locale. Il faut donc des cadrans très démultipliés ou, à défaut, un grand doigté. Et pour mener à bien ces réglages, il est indispensable de bien comprendre ce que l'on doit faire.

Modulation = changement de fréquence.

Supposons un émetteur classique à modulation d'amplitude avec porteuse, cette dernière étant par exemple sur 3 800 kHz. Avec un générateur BF quelconque, appliquons un signal de 1 000 p/s à l'entrée du modulateur. Ce kilohertz, mélangé aux 3 800 kHz de la porteuse, créera deux porteuses nouvelles, l'une sur $3\ 800 + 1 = 3\ 801$ kHz, et l'autre sur $3\ 800 - 1 = 3\ 799$ kHz (fig. 1). De même, si le signal BF appliqué à l'entrée est de 2 000 Hz, il donnera de la même façon deux autres porteuses nouvelles, sur 3 802 kHz et 3 798 kHz. La porteuse joue donc un rôle analogue à celui de l'oscillateur local dans un superhétérodyne. Elle sert uniquement à créer le battement permettant de convertir les fréquences BF en fréquences HF, tout comme l'oscillateur local du récepteur permet de convertir les fréquences HF en fréquences MF. Si maintenant nous branchons, à la place du générateur BF, un microphone à l'entrée de notre modulateur et commençons à parler devant, c'est une multiplicité de fréquences BF que nous allons introduire. Il est généralement admis qu'une voix masculine produit avec la parole des fréquences allant de 100 à 8 000 p/s. Nous allons donc avoir de part et d'autre de la porteuse toute une série de porteuses supplémentaires allant de 3 792 kHz à 3 799,9 kHz et de 3 800,1 kHz à 3 808 kHz. Autrement dit, notre émission va s'étaler de 3 792 kHz à 3 808 kHz, c'est-à-dire sur une plage de 16 kHz. Un tel étalement serait inadmissible sur les bandes amateurs déjà si encombrées. D'autre part, toute la puissance consacrée à générer les porteuses correspondant aux fréquences très aiguës serait gaspillée en pure perte car elles seraient automatiquement rejetées par la bande passante des MF du récepteur appelé à recevoir l'émission. Comme il a été démontré que la transmission des fréquences comprises entre 300 et 3 000 p/s est suffisante pour l'intelligibilité de la parole,





il convient de couper dans le modulateur de l'émetteur toutes les fréquences de la parole au-delà de 3 000 p/s, soit au moyen de filtres, soit en utilisant un microphone spécialement conçu pour ne rien enregistrer au-delà de cette limite. La figure 2 donne la représentation schématique d'une émission modulée dans de telles conditions. Les groupes de petites

Détection = changement de fréquence.

Voyons maintenant ce qu'il va advenir de notre émission à son arrivée au récepteur. Ce dernier étant accordé sur la porteuse (3 800 kHz dans notre exemple), le changement de fréquence va convertir ce signal étalé sur 6 kHz en un autre de même largeur centré sur la moyenne fréquence. Supposons cette dernière de 455 kHz. Le signal s'étalera donc de 452 kHz à 458 kHz. Si la courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence était rectangulaire et large de 6 kHz, tout se passerait bien. Malheureusement une telle courbe idéale n'existe pas — voir notre article du n° 126 sur les filtres MF à cristal. D'autre part, pour lutter contre les brouillages résultant de l'encombrement de l'éther, nombre de récepteurs de trafic ont une bande passante nettement plus étroite que 6 kHz, parfois de l'ordre de 3 kHz. La figure 3 montre que dans ce cas une bonne part des bandes latérales seront rejetées par l'ampli MF. Comme ce sont celles correspondant aux fréquences aiguës de la parole, cette dernière, réduite aux basses, prend un son de tonneau difficilement intelligible. Pour pouvoir comprendre le correspondant, les opérateurs sont automatiquement amenés à ne pas accorder leur récepteur exactement sur la porteuse, de façon à placer cette dernière, non pas au centre de la bande passante, mais à côté d'elle (fig. 4). Ils arrivent ainsi

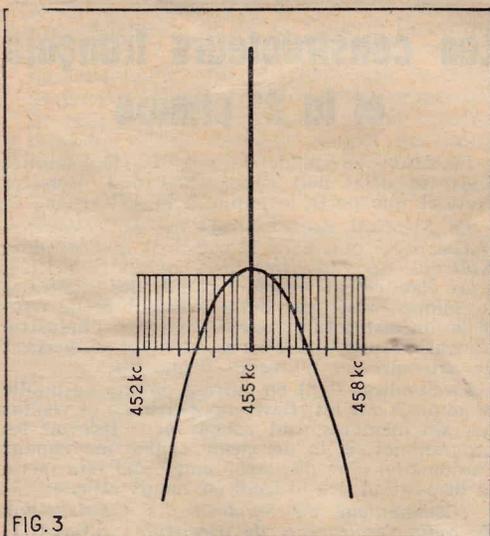


FIG. 3

porteuses issues de la modulation constituent les bandes latérales.

Ce sont ces bandes latérales qui portent le message. La porteuse, abusivement nommée ainsi, ne porte rien. De plus, chacune des bandes latérales contient le même message.

Or, 50 % de la puissance consommée par le PA de l'émetteur sert uniquement à amplifier cette prétendue porteuse, qui ne porte aucun message, alors que les véritables porteuses que sont les bandes latérales n'en utilisent chacune que 25 %. Il est vrai qu'à la détection du signal les deux bandes latérales sont remises en phase et s'additionnent. Donc un émetteur de 100 W, modulé à 100 % délivrera une puissance utile de 50 W. Mais quand on parle d'un émetteur de 100 W, on entend par là que la puissance appliquée au PA est de 100 W en l'absence de modulation. En pointes de modulation, le PA encaisse une puissance quatre fois plus grande, soit 400 W. Donc pour obtenir une puissance utile de 50 W, il faut consommer 400 W en pointes de modulation. Ce rendement déplorable est loin de justifier l'enthousiasme pour la modulation plaque et écran des tenants encore trop nombreux de « la radio de papa » !

à recevoir intégralement l'une des bandes latérales. Or, ainsi que nous l'avons montré précédemment, chacune des bandes latérales contient tout le message. Comme M. Jourdain, ils font de la SSB sans le savoir ! Mais de la SSB dans de très mauvaises conditions et sans en obtenir les avantages.

Arrivons en effet à la détection. Tout comme la modulation de l'émetteur, elle consiste en un changement de fréquence : transformation par battement de la MF en BF. Cela échappe généralement car on ne voit pas l'oscillateur local. Ce dernier n'est autre que la porteuse. Un piètre oscillateur local ! Elle est en effet affaiblie par son parcours à travers l'éther, déformée par les parasites de toutes sortes et le fading. Et, en vous reportant à la figure 4, vous constaterez qu'elle se trouve également atténuée considérablement lorsqu'on se décale pour pouvoir recevoir l'intégralité d'une bande latérale. Inutile de dire si, dans de telles circonstances, le changement de fréquence qu'est la détection s'effectue dans de mauvaises conditions, et si le signal basse fréquence qu'on recueille finalement est déformé !

Récapitulons. La porteuse est une clé permettant de chiffrer le message à l'émission et de le déchiffrer à la réception. Mais, entre l'émetteur et le récepteur, non seulement elle ne sert à rien, mais encore, elle se déforme sous l'action du fading et apporte des parasites. Il est absolument stupide d'envoyer la clé avec le message alors qu'on peut en créer une semblable à la réception. D'autre part, la modulation de l'émetteur crée deux bandes latérales, qui disent deux fois la même chose, représentent chacune 25 % seulement de la puissance de l'émetteur, et qu'on ne peut utiliser toutes les deux avec un récepteur sélectif.

La solution consiste à supprimer à l'émission la porteuse et l'une des bandes latérales et à créer à la réception une oscillation locale de même fréquence que la porteuse initiale. Cette oscillation locale pourra être d'une amplitude optimum pour que la détection s'effectue dans les meilleures conditions possibles. Comme elle sera parfaitement pure et stable, elle éliminera, en outre, une bonne partie des parasites que véhiculait la porteuse et réduira en même temps les effets du fading.

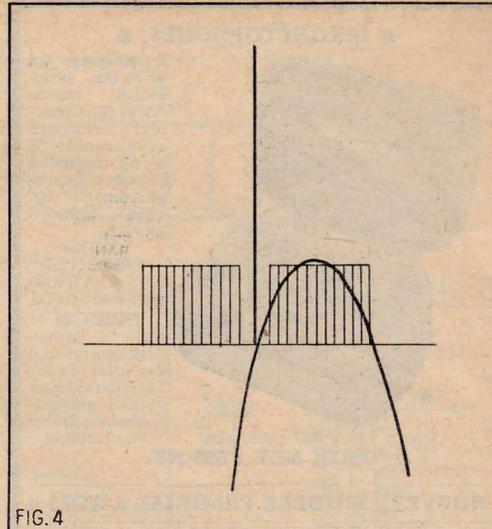


FIG. 4

Nous verrons ultérieurement comment supprimer la porteuse et l'une des bandes latérales à l'émission. Reportons-nous à la figure 5 et supposons que nous avons supprimé la porteuse sur 3 800 kHz et, par exemple, la bande latérale supérieure (on pourrait évidemment tout aussi bien supprimer la bande inférieure). Cette bande restante est en réalité composée d'une multitude d'impulsions, analogues à celles que produiraient de nombreuses émissions télégraphiques en entretenues pures (C.1) effectuées sur des fréquences très voisines comprises entre 3 797 kHz et 3 799,7 kHz. C'est en accordant le récepteur entre ces fréquences que nous entendrons des gargouillis caractéristiques d'une émission SSB (si l'émission reçue arrive puissamment). Nous ignorons naturellement en entendant ces séries d'impulsions sur quelle fréquence se trouvait la porteuse correspondante, supprimée à l'émission. Il n'est pas possible de s'accorder sur la porteuse puisqu'il n'y en a pas. Nous réglerons donc le cadran du récepteur sur la fréquence où le gargouillis sort le plus puissamment.

Dans notre exemple, cette fréquence correspondant au milieu de la bande latérale unique sera approximativement de 3 798,35 kHz. Nous disons approximativement car il est impossible de trouver à ce stade la fréquence exacte. Nous procédons alors comme pour la CW, c'est-à-dire que nous coupons l'antifading et mettons en service le BFO. Après avoir agi sur le potentiomètre de commande manuelle du gain HF ou MF de façon à réduire ce dernier au point où le gargouillis est tout juste audible, agir sur le CV d'accord du BFO, en ne retouchant surtout pas au cadran du récepteur. En tournant très lentement ce CV, on trouvera des positions où la voix est caverneuse et d'autres où elle est extraordinairement

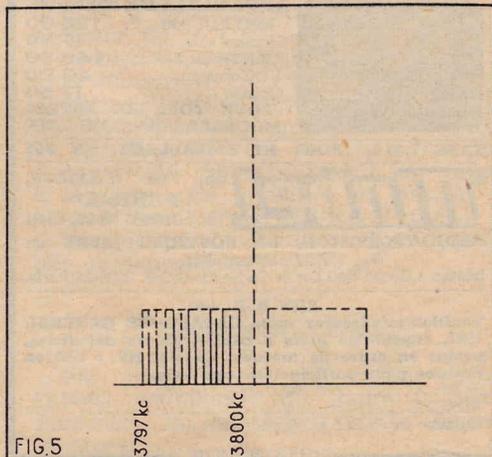


FIG. 5

MAGNÉTOPHONES

2 vitesses, 9,5 et 19 cm. Rebobinage rapide AV et AR. Compteur incorporé avec remise à zéro manuelle. Ecoute à l'enregistrement. Mixage des 2 entrées.

BANDES PASSANTES 9,5 : 40 à 14000 ps, 19 : 40 à 16000.

PRÉSENTATION Mallette gainée plastique lavable 2 tons. Livré avec 1 bobine vide, un cordon enregistrement radio ou PU, 1 micro.

Dim. : 390 x 280 x 170 mm.

PRIX NET : 585 NF.

NOUVEAU MODÈLE FAMILIAL « RG23 »

Importation allemande.

Notice spéciale contre enveloppe timbrée portant nom et adresse.

TABLES DE TÉLÉVISION

Modèles pour 49 et 59/114° aux mêmes prix.



Gainage en plastique 4 coloris unis havane, vert, rouge, jaune au choix

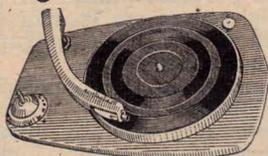
43 cm. 57.00
54 cm. 65.00

Même modèle mais entièrement verni : noyer ou palissandre.

43 cm. 63.00
54 cm. 72.00

43 cm : 49 x 51 x 75
54 cm : 75 x 59 x 67

PLATINES TOURNE-DISQUES



4 vitesses 16, 33, 45, 78 tours. 110-220 V 50 périodes

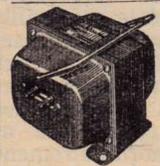
ARRÊT AUTOMATIQUE

Philips, 74.50 - Radiohm, 68.00
Radiohm stéréo..... 88.50

PATHE MARCONI - Nouveaux modèles 1961.
Mélodyne 520 IZ, 78.00. Mélodyne stéréo 530 IZ, 81.00
Mélodyne changeur stéréo 320 IZ, 140.00
Mélodyne - Type professionnel n° 999
Équipement Hi-Fi..... 299.00
Mélodyne pour T.-D. à transistors, 95.00

AUTO-TRANSFO

220-110 V RÉVERSIBLES
80 VA..... 12.60
100 VA..... 14.50
200 VA..... 24.00
300 VA..... 34.50
500 VA..... 41.00
Autres valeurs : nous consulter.



APPAREILS DE MESURE

MÉTRIX 460..... 124.00
Housse cuir..... 17.50
CENTRAD 715..... 148.50
VOC miniature..... 46.50
Housse..... 17.50

POUR TOUS LES AUTRES MODÈLES, NOUS CONSULTER



TAXE 2,83 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

Montel 35, rue d'Alsace, PARIS-X^e
Tél. : NORD 88-25, 83-21

RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUTIQUE JAUNE en haut des marches.
Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. 3236-25 Paris.

BON R.-P. 4-61

Veillez m'adresser votre CATALOGUE GÉNÉRAL 1961, ensembles prêts à câbler, pièces détachées, postes en ordre de marche. Ci-joint NF : 1.50 en timbres pour participation aux frais.

NOM.....
ADRESSE.....
Numéro du RM (si professionnel).....

GALLUS PUBLICITÉ

aiguë — genre Donald Duck ou Mickey — et en un point précis entre ces positions extrêmes nous en trouverons une où la parole sort naturelle, alors que sur les autres elle était pratiquement incompréhensible. Ces réglages sont surtout délicats du fait qu'en SSB, lorsque celui qui émet cesse de parler devant son micro, on ne reçoit plus rien. Or il est plus que fréquent que cela se produise au cours des réglages ci-dessus exposés.

Le gain HF ou MF doit, avons-nous dit, être maintenu au minimum. Cela pour éviter de surcharger l'ampli MF car, rappelons-le, l'antifading n'est pas en service. N'oublions pas que dans un récepteur de trafic, c'est-à-dire ayant au moins deux étages MF, l'amplification du signal par la moyenne fréquence est considérable. Lorsque, dans le cas de l'émission classique, la porteuse était incorporée au signal, cela n'avait pas d'importance puisqu'elle était amplifiée, en même temps que les bandes latérales. Mais en SSB, l'oscillation du BFO remplaçant la porteuse est généralement de faible amplitude par rapport aux signaux amplifiés par la MF, de sorte que si l'on ne jugulait pas le gain HF ou MF, cette porteuse locale serait surmodulée par les signaux reçus ce qui entraînerait une sérieuse distorsion. Une autre cause de distorsion est souvent imputable au caractère défectueux de l'émission reçue, ce qui n'est pas rare. Il faut laisser aux amateurs-émetteurs nouveaux venus à la SSB le temps de se faire la main !

Lorsque vous aurez trouvé le réglage convenable du BFO, il n'y aura plus à y retoucher — en principe — et vous pourrez vous accorder sur toutes les émissions utilisant la même bande latérale uniquement avec le cadran du récepteur. Mais si vous tombez sur une station utilisant l'autre bande latérale que celle pour laquelle vous avez réglé le BFO, il vous faudra reprendre l'accord de ce dernier pour le placer sur la nouvelle fréquence convenable. En pratique, cela ne se produit que très rarement lorsqu'on ne change pas de bande. En effet, les amateurs utilisent généralement la bande latérale inférieure

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

(Suite de la page 25.)

La figure 15 en donne l'un des plus simples.

On détermine deux sorties CG et CD dans chaque canal dont l'impédance est de l'ordre de quelques milliers d'ohms, par exemple 5 000 Ω. Ces sorties peuvent être les charges anodiques des lampes finales.

On connecte entre les points chauds de ces sorties un potentiomètre P dont la position du curseur dosera le rapport des signaux à mélanger.

L'ensemble des signaux est alors disponible entre le curseur et la masse aux points A et B. Il ne restera plus qu'à les amplifier si nécessaire.

Références.

1. Voltmètre pour alternatif : *Electronics*, vol. 23, n° 9, page 152.
2. Technique japonaise : *Japon Electronics*.
3. Voltmètre pour HF : *Doc. Sylvania*.
4. Amplificateur pour continu : *Doc. Spragne* (Radiophon).
5. Troisième canal stéréo : *Hi-Fi Audio Handboock* 1960.

sur 80 m et 40 m et la bande latérale supérieure sur 20, 15 et 10 m. Les deux bandes favorites des amateurs de SSB sont celles des 80 m — entre 3 700 et 3 800 kHz — et celle des 20 m — entre 14 280 et 14 320 kHz. La bande 80 m est celle qui convient le mieux pour les premiers essais car, ainsi que nous l'avons souligné en commençant, le seul véritable handicap pour la réception de la SSB est l'instabilité des récepteurs, et ces derniers sont généralement beaucoup plus stables sur 80 m que sur 20 m. Le seul ennui pour ceux qui ne connaissent pas l'anglais ou l'allemand est que presque tous les QSO s'y font dans ces langues. Mais quelle révélation ! Alors que les malheureux adeptes de la vieille école se débattent au milieu d'inextricables brouillages et parasites sur cette bande, les émissions SSB s'y déroulent dans le calme comme du véritable téléphone. Et le DX sort sur cette bande dans des conditions ahurissantes pendant la période hivernale de bonne propagation. Sur 20 m, on n'a que l'embarras du choix et découvre que tous les grands ténors mystérieusement disparus de cette bande depuis plus ou moins longtemps sont tout simplement passés en SSB.

Vous constaterez malheureusement aussi que votre récepteur que vous jugiez stable comme un roc est loin d'être aussi bon sous ce rapport que vous le pensiez. L'accord, en SSB, doit être exact à une vingtaine d'herz près, au grand maximum, ce qui est tout autre chose qu'une stabilité à quelques dizaines de kilohertz près comme en réception classique. Et en SSB, vous avez deux oscillateurs, au lieu d'un, qui ne demandent qu'à dériver : celui du changement de fréquence et celui du BFO. En fait, c'est surtout ce dernier qui laisse généralement le plus à désirer.

Jusqu'à ces derniers temps, le BFO a été traité en parent pauvre du récepteur de trafic. Des récepteurs commerciaux assez récents ne valent pas mieux à ce point de vue que des appareils surplus vieux d'un quart de siècle et ces derniers possèdent souvent une stabilité mécanique inégalable. Il suffit de remédier à leur instabilité due aux variations de tension ou à l'échauffement en utilisant les tubes stabilisateurs au néon et les condensateurs à coefficient négatif de température pour leur donner une nouvelle jeunesse.

La SSB a ceci de merveilleux qu'elle permet à l'amateur de déceler les moindres déficiences de son récepteur, rien qu'à l'oreille. Et un récepteur bon pour la SSB ne laisse rien à désirer pour la réception de la modulation d'amplitude classique ou de la CW.

(A suivre.)

Les constructeurs français et la 2^e chaîne

La deuxième chaîne qui couvrira le territoire dans un délai non encore fixé doit accroître l'intérêt que porte le public à la Télévision.

Le Syndicat des Constructeurs de Téléviseurs (S.C.A.R.T.) qui, dans le cadre de la Fédération Nationale des Industries Electroniques (F.N.I.E.), a été étroitement associé à l'étude des problèmes techniques posés par l'établissement d'une nouvelle infrastructure, confirme que l'industrie française a pris toutes les mesures lui permettant de satisfaire les nouvelles demandes.

Le Syndicat tient en outre à donner au public la garantie que les téléviseurs fabriqués et vendus par ses membres sont conçus pour recevoir les programmes de la deuxième chaîne moyennant l'adjonction d'un dispositif simple qui sera mis à la disposition des usagers en temps utile.

(Communiqué du Syndicat des Constructeurs de radio-récepteurs et de téléviseurs) S.C.A.R.T.

ANTIPARASITAGE IMAGE D'ADAPTATION FACILE

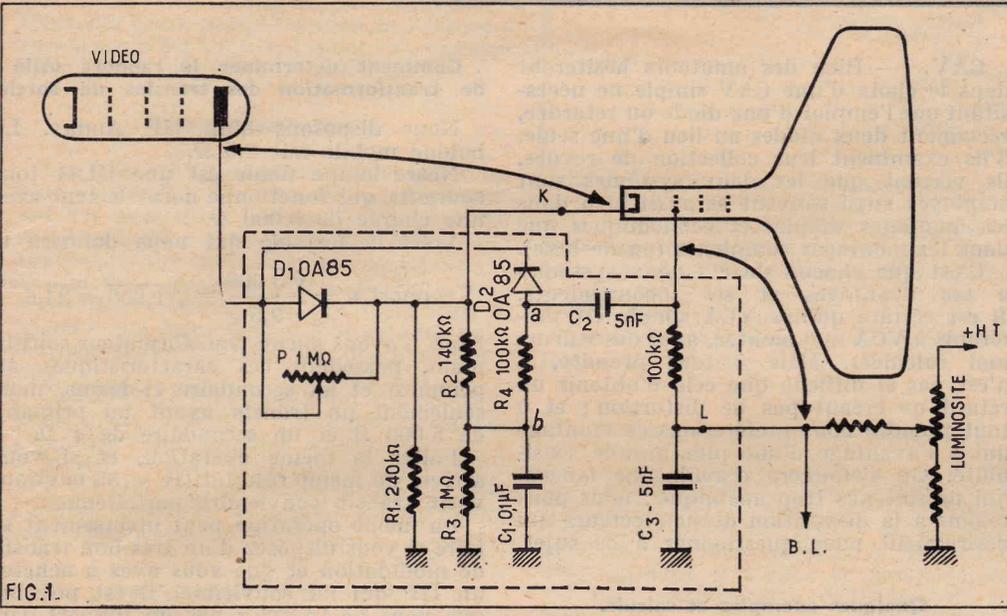


FIG. 1.

Les possesseurs d'un récepteur TV gênés par des parasites image peuvent les éliminer presque totalement en réalisant le dispositif dont le schéma est donné à la figure 1. Sur cette figure les flèches en trait gras montrent les liaisons qui existent normalement entre la cathode et le whenelt du tube image avant l'introduction du circuit anti-parasites, qui lui est représenté dans le cadre pointillé.

Succinctement, le fonctionnement est le suivant : la diode D1 fonctionne en limiteuse. Un parasite violent se traduit sur la plaque de la lampe vidéo par une forte impulsion négative dépassant le niveau du blanc. Cette impulsion étant appliquée à l'anode de la diode D1 supprime la conductibilité de celle-ci et de ce fait pendant toute la durée du parasite le signal vidéo n'est pas transmis à la cathode du tube image. Ceci provoque la suppression ou tout au moins une forte atténuation des parasites. Le potentiomètre P1 de 1 MΩ sert à régler le seuil d'action de la diode.

La diode D2 fonctionne en inverseuse. L'impulsion négative due au parasite est appliquée à sa cathode. Elle rend donc cette diode conductrice. Le courant dans cette diode provoque une chute de tension aux bornes de la résistance R4. Le sens de cette chute est tel que le point a se trouve à un

potentiel plus négatif que le point b et par conséquent que la masse. Cette impulsion négative dont l'ampleur dépend de l'intensité du parasite est appliquée au whenelt du tube par le condensateur C2. Elle a pour effet d'éteindre le tube pendant toute la durée du parasite. On sait qu'un parasite se traduit sur l'écran par une succession de points blancs. Grâce à la diode inverseuse ceux-ci sont transformés en points noirs qui passent presque inaperçus. Les actions des deux diodes se complètent et donnent au système son efficacité exceptionnelle.

Pour passer du fonctionnement sans anti-parasite au fonctionnement « avec » on utilise un commutateur à six sections deux positions.

La figure 4 montre la réalisation pratique.

Les diodes OA85, les résistances et les condensateurs sont soudés sur le commutateur qui est du type à glissière. On peut d'ailleurs adopter un tout autre type, rotatif par exemple. Le tout est fixé sur une petite platine en métal qui elle-même sera fixée à l'intérieur de l'ébénisterie du téléviseur par 4 vis à bois, près du culot du tube pour éviter les fils trop longs. Le raccordement se fait en coupant les connexions aboutissant aux broches cathode et whenelt du culot du tube image et en reliant chaque tronçon de ces fils aux points du dispositif repérés par les mêmes lettres, W, L, K et V (voir fig. 3).

M. MERLIER.

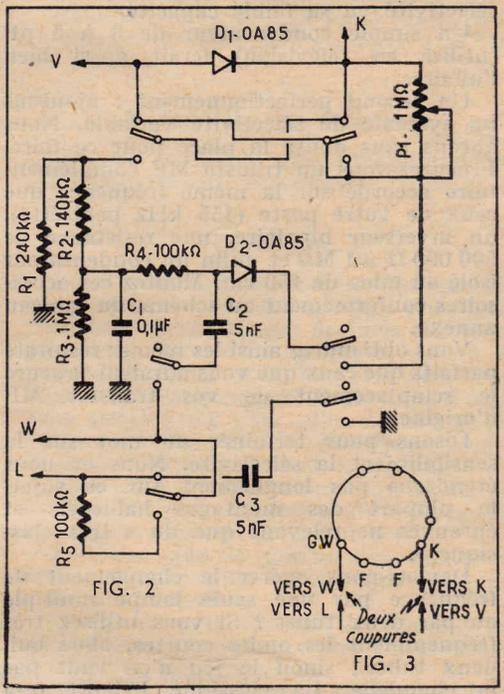


FIG. 2

FIG. 3
VERS W
VERS L
VERS K
VERS V
Deux coupures

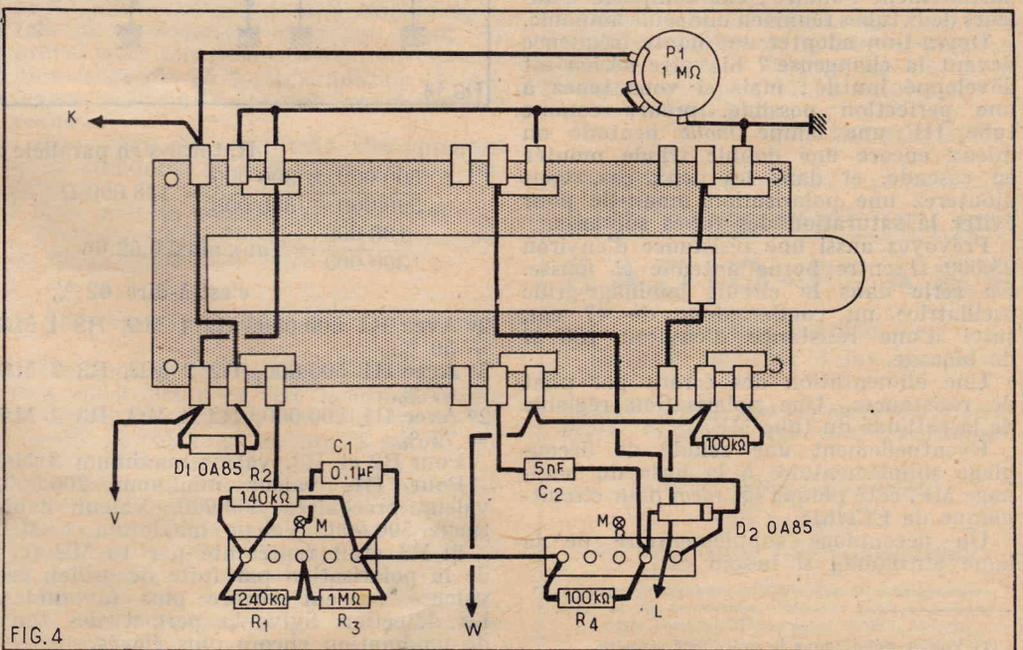


FIG. 4

N'oubliez pas...

de joindre une enveloppe timbrée à votre adresse à toute demande de renseignements.

AMÉLIORONS NOTRE RÉCEPTEUR

(Condensé de prescriptions usuelles)⁽¹⁾

par R. GUIARD

Quelques trucs pour modifier la musicalité.

Le super a la réputation de sacrifier un peu les aiguës : qu'à cela ne tienne. Avec peu de matériel, tâchons d'obtenir quelque amélioration. A la borne entrée primaire du bobinage d'accord (c'est-à-dire côté antenne) soudons, après l'avoir dénudé à une extrémité, seulement 3 ou 4 cm de fil isolé, pas trop gros (genre câble lumière vélo). Puis une même longueur à la borne secondaire côté condensateur. Torsadons ensemble ces deux longueurs. Nous obtenons ainsi un condensateur de quelques picofarads qui ne pourra pas nuire à la sélectivité vu sa faible capacité.

Un simple condensateur de 3 à 5 pF (utilisé en télévision) ferait aussi bien l'affaire.

Un second perfectionnement : ajoutons un système de sélectivité variable. Nous aurons sans doute la place pour ce faire. Procurez-vous un transfo MF complémentaire accordé sur la même fréquence que ceux de votre poste (455 kHz peut-être), un inverseur bipolaire, une résistance de 500 000 Ω à 1 MΩ et enfin un condensateur isolé au mica de 150 cm. Montez ces accessoires conformément au schéma du tableau annexe.

Vous obtiendrez ainsi les mêmes résultats parfaits que ceux que vous auriez procuré le remplacement de vos transfos MF d'origine.

Disons pour terminer un mot sur la sensibilité et la sélectivité. Nous ne nous étendrons pas longuement sur ce sujet, la plupart des montages habituels et éprouvés ne relevant que du « très classique ».

Devons-nous opérer le changement de fréquence par une seule lampe multiple ou par deux tubes ? Si vous utilisez très fréquemment les ondes courtes, alors oui, deux tubes ; sinon le jeu n'en vaut pas la chandelle. La classique ECH81 fera parfaitement l'affaire ; elle comporte d'ailleurs deux tubes réunis en une seule ampoule.

Devra-t-on adopter une haute fréquence devant la changeuse ? Si votre aérien est développé inutile ; mais si vous tenez à une perfection possible, prenez comme tube HF une lampe molle pentode ou mieux encore une double triode montée en cascade, et dans les deux cas, vous ajouterez une polarisation manuelle pour éviter la saturation des tubes suivants.

Prévoyez aussi une résistance d'environ 25 000 Ω entre borne antenne et masse. En série dans le circuit bobinage-grille oscillatrice un condensateur de 47 cm, suivi d'une résistance d'environ 100 Ω de blocage.

Une alimentation des écrans par pont de résistances. Une polarisation réglable de la cathode du tube MF.

Eventuellement une cellule de découplage supplémentaire à la base du bobinage MF, côté plaque (et *idem* pour circuit-plaque de ECH81).

Un découplage supplémentaire de la ligne antifading si besoin est.

CAV — Bien des amateurs hésiteront dans le choix d'une CAV simple ne nécessitant que l'emploi d'une diode ou retardée, réclamant deux diodes au lieu d'une seule. S'ils examinent leur collection de revues, ils verront que les deux systèmes sont employés aussi souvent et aussi bien dans les montages simples et économiques que dans les montages complexes (ou de luxe).

C'est que chacun de ces deux systèmes a ses avantages et ses inconvénients. Il est certain qu'une VCA simple est préférable à VCA mal montée, avec des valeurs mal calculées. Mais à tout prendre, il n'est pas si difficile que cela d'obtenir un retard ne créant pas de distorsion ; et à tout prendre nous préférons ce montage qui a l'avantage d'une plus grande sensibilité. On s'efforcera d'avoir une tension qui ne soit pas trop anémique ; nous nous tenons à la disposition de nos lecteurs qui désireraient nous questionner à ce sujet.

Quelques exemples et calculs.

De détermination du taux de modulation maximum admis en fonction de la valeur des résistances en circuit à la détection.

1° Si R1 = 300 000 (R. de détection)
— R2 = 1 000 000
— R3 = 1 000 000 } Résult. 500 000 Ω

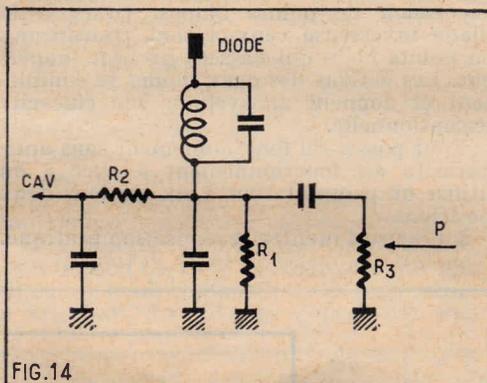


FIG.14

R. totales en parallèle :

$$\frac{500\,000 \times 300\,000}{500\,000 + 300\,000} = 188\,000 \Omega$$

$$\frac{188\,000}{300\,000} = \text{Taux max. } 0,6266$$

c'est-à-dire 62 %

2° Avec R1 500 000, R2 1 MΩ, R3 1 MΩ = 50 %.

2° Avec R1 500 000, R2 2 MΩ, R3 2 MΩ = 67 %.

2° Avec R1 300 000, R2 2 MΩ, R3 2 MΩ = 77 %.

Pour R2 et R3, valeur maximum 3 MΩ
Pour R1, valeur minimum 200 000, valeur préconisée 300 000. Valeur habituelle 500 000. Valeur maximum 1 MΩ.

Si R3 était représenté par 10 MΩ (cas de la polarisation par fuite de grille), ces valeurs seraient encore plus favorables. La détection Sylvania permet des taux de modulation encore plus élevés.

Comment déterminer le rapport utile de transformation des transfos de sortie

Nous disposons d'un HP Audax. bobine mobile fait 2,5 Ω.

Notre lampe finale est une UL41 to courants qui fonctionne normalement avec une charge de 3 000 Ω.

Voici la formule qui nous donnera

$$\text{rapport } n = \frac{\sqrt{3\,000}}{2,5} = \sqrt{1,200} = 34,6$$

Nous n'avons aucun transformateur sous main, possédant ces caractéristiques à la fois à la primaire et au secondaire ci-dessus, mais seulement un transfo ayant un primaire de 5 000 Ω et un secondaire de 4 Ω.

Faites la même opération, et si vous arrivez au même résultat (R = 35 environ) votre transfo conviendra parfaitement.

La même opération peut inversement se faire si vous disposez d'un très bon transfo de modulation et que vous ayez à acheter un HP qui lui convienne. Il est possible que vous ne trouviez pas un rapport parfaitement identique. Dans ce cas, contentez-vous d'un rapport légèrement inférieur si votre lampe finale est une multigrille.

Comment connaître approximativement le voltage appliqué à l'électrode d'une préamplificatrice lorsqu'on ne dispose que d'un contrôleur à 1 000 Ω par volt, connaissant la valeur de la résistance en série dans le circuit du tube ?

Cette dernière est, supposons, de 250 000 Ω. La haute tension de 250 V. Vous allez employer votre contrôleur sur la sensibilité maximum. Mettons 750 V. Le rapport est 3. Et nous lisons au contrôleur 65 V.

Voici la formule :

$$\frac{3 \times 250 \times 65}{3 \times 250 - 65} \text{ soit } \frac{48\,800}{685} = 71 \text{ V}$$

Nous aurons à cet électrode non pas 65 V mais en réalité environ 71 V.

Comment contrôler si votre oscillatrice fonctionne ? Sans être infaillible, voici un moyen extrêmement simple. Court-circuitez les lames CV du circuit oscillateur avec un morceau de fil métallique ; vous devez entendre un claquement suivi d'un bruit de fond ressemblant à des parasites. Si vous n'entendez aucun bruit, ou peut-être seulement un très léger claquement, le tube est peut-être à changer.

Pour vérifier l'alignement de vos transfos MF, le signalement consisterait à débrancher les circuits grilles les uns après les autres. C'est là un moyen assez compliqué.

Il vous faut un tout simple hétérodyne, très facile et peu onéreux à construire (nous dirons bientôt comment). Celui-ci peut être à accord fixe identique aux circuits accordés de votre poste (455 kHz par exemple).

Vous branchez votre prise hétérodyne à la borne antenne du poste en intercalant une résistance de 100 000 Ω pour atténuer l'émission (en reliant les masses, bien entendu). Vous court-circuitez les lames CV de l'oscillateur et vous mettez en marche les deux appareils. Vous réglez ensuite les noyaux de transfo MF toujours en remontant depuis la détection jusqu'à l'accord (premier transfo). C'est tout. Vous obtien-

(1) Voir le début dans le précédent numéro.

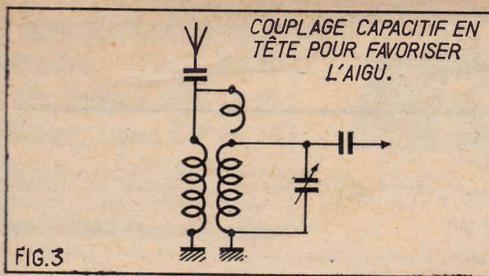


FIG.3

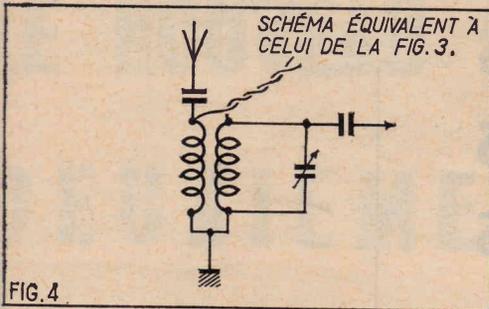


FIG.4

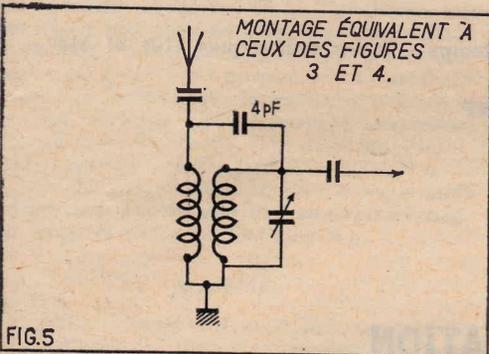


FIG.5

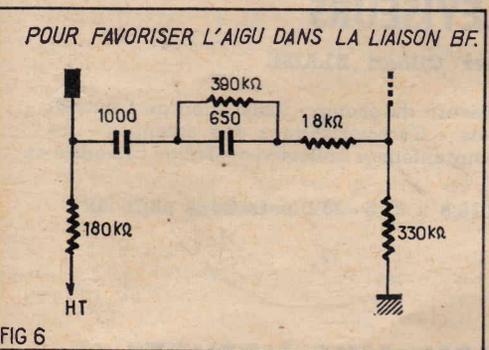


FIG.6

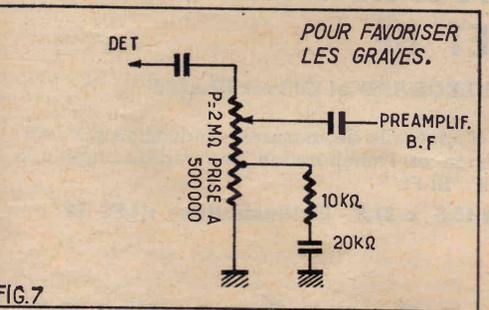


FIG.7

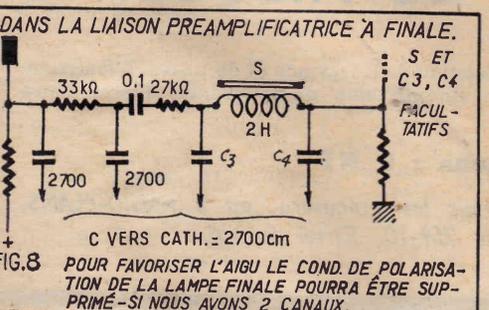


FIG.8

erez un réglage très satisfaisant pour peu que vous sachiez apprécier finement l'intensité maximum des signaux.

Découplages. Trop souvent, lors de la constitution d'une cellule de découplage la valeur du condensateur et de la résistance sont choisies au petit bonheur. C'est là une grave erreur, ou bien on court le risque d'avoir une cellule totalement inefficace ou même nuisible, allant à l'encontre du but recherché.

Il faut que la valeur du condensateur soit (au moins) cinq fois moins élevée que la valeur de la résistance pour la fréquence la plus basse à transmettre. Se souvenir dans ces conditions qu'un condensateur de 0,1 μ F à 50 périodes représente une résistance de 32 000 Ω .

Les multiples et sous-multiples sont faciles à calculer.

Où placer un fusible ? Généralement tous les transfo d'alimentation disposent d'un fusible au primaire du secteur. Ce n'est pas suffisant. Faites mieux encore.

Entre la prise médiane du dit transfo (au secondaire de 250×2) et la masse, ajoutez une simple ampoule cadran (6,3 V, 0,1 ou 0,2 A maximum).

Du côté du haut-parleur. — Une des deux cosses de la bobine mobile (celle ne donnant pas lieu à réaction positive) sera reliée à la carcasse métallique du HP et ces deux points réunis à la masse. Vous pourrez ainsi éviter certains accrochages ou résonances indésirables.

Du choix d'un bon haut-parleur (critérium).

Champ magnétique en gauss le plus élevé possible (exemple 15 000 Gs).

Transfo de résonance (en p/s). La plus faible possible (exemple 35 Hz).

CR. — Lors de la constitution d'un montage comportant deux canaux distincts (l'un pour les graves, l'autre pour les aiguës), nous ne préconiserions pas l'introduction d'une contre-réaction d'intensité surtout sur le circuit des graves, mais uniquement un CR en tension, ceci afin de diminuer autant que peut se faire la résistance interne de l'étage.

Sur le canal des aiguës, au besoin, une légère CR d'intensité conjointement à la CR en tension. Cette CR pourra être prise entre grille d'entrée du tube préamplificateur et bobine mobile.

Noter que la CR d'intensité tend à augmenter la RI. A retenir enfin qu'à défaut de la valeur exacte pour l'impédance généralement prescrite du primaire de transfo module : Si la RI du tube est très faible, il vaut mieux se tenir à une Z légèrement plus élevée, et demeurer plutôt au-dessous de cette valeur si l'étage final présente une RI élevée.

(Suite page 65.)

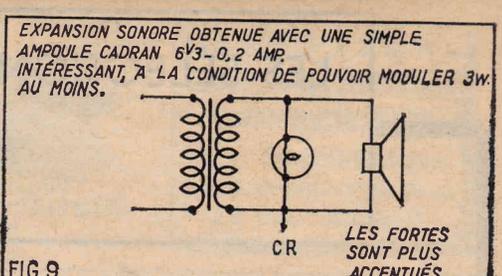


FIG.9

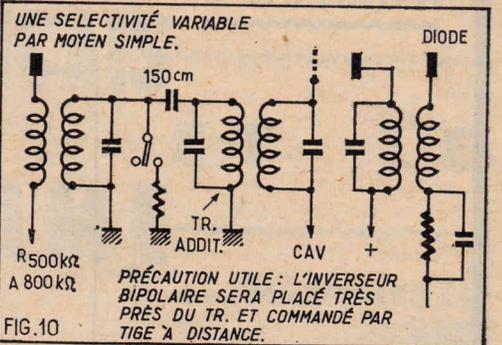


FIG.10

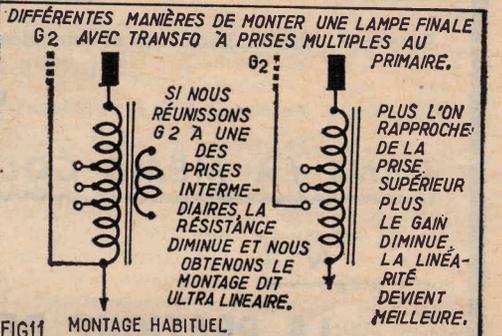


FIG.11

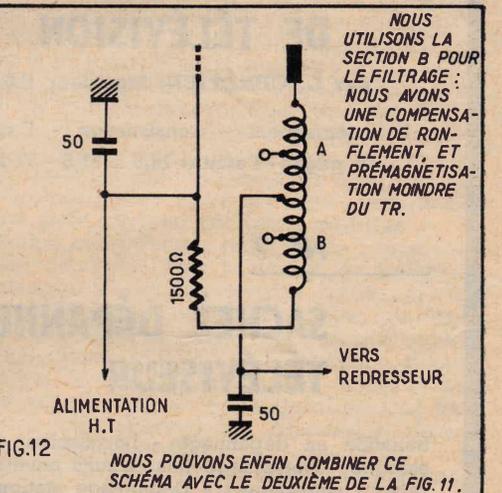


FIG.12

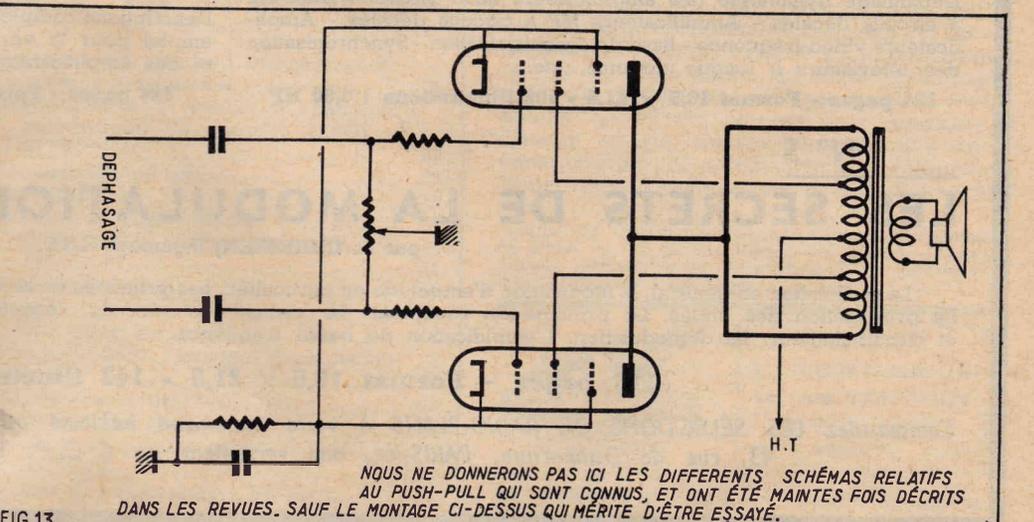


FIG.13

NOUS NE DONNERONS PAS ICI LES DIFFÉRENTS SCHÉMAS RELATIFS AU PUSH-PULL QUI SONT CONNUS, ET ONT ÉTÉ MAINTES FOIS DÉCRITS DANS LES REVUES. SAUF LE MONTAGE CI-DESSUS QUI MÉRITE D'ÊTRE ESSAYÉ.

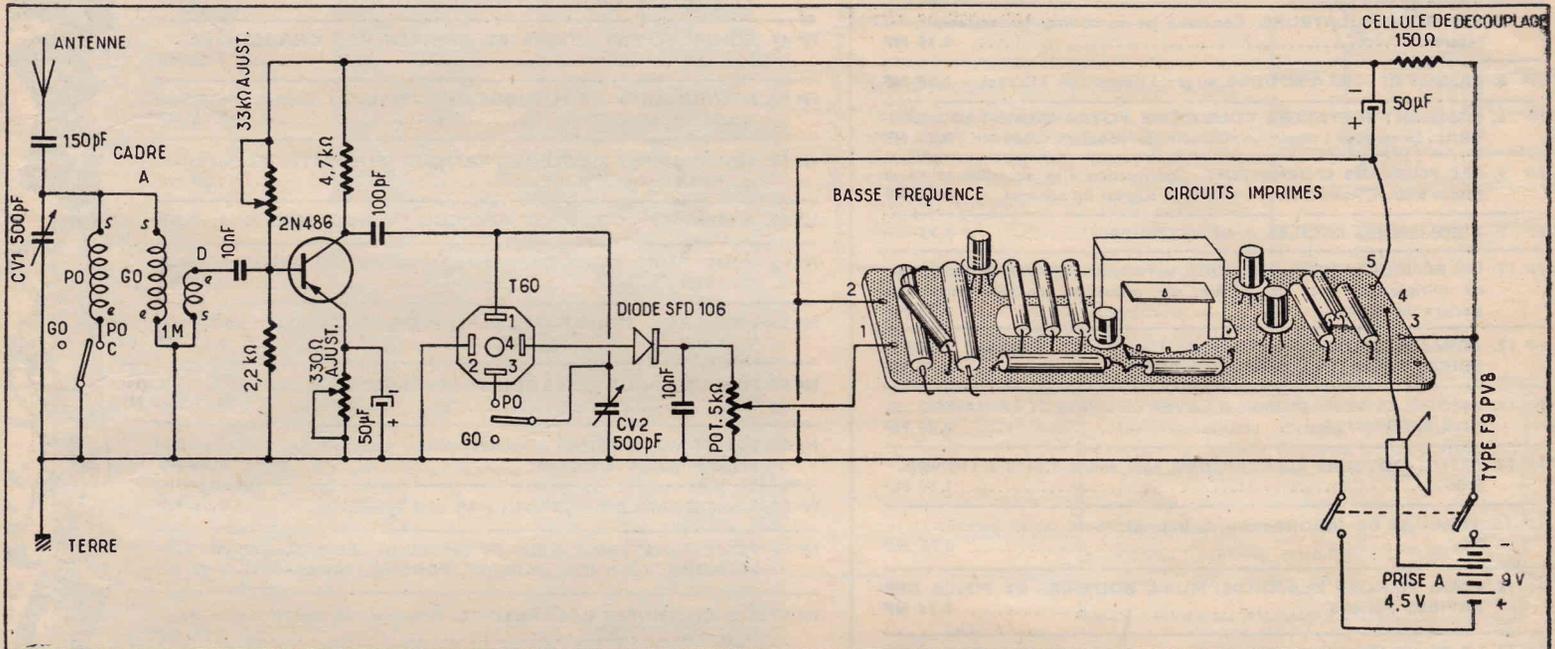
(MONTAGE HAFLER ET KEROS)

RÉCEPTEUR A 5 TRANSISTORS

(1 HF + 1 DIODE + 4 BF EN PUSH-PULL)

SANS TRANSFO DE SORTIE ET A CIRCUITS IMPRIMÉS

par Lucien LEVEILLEY



Nous avons réalisé, mis au point et essayé ce récepteur. Voici les résultats obtenus (essais réalisés à 45 km de Bordeaux où se trouvent deux puissants émetteurs en PO de longueur d'onde voisine). Réception des émetteurs en question sur cadre, en GO. Bonne réception de Paris-Inter, Europe I, Droitwich et Luxembourg, sur petite antenne extérieure d'une dizaine de mètres et prise de terre. La nuit, dans les mêmes conditions, réception de pas mal d'émetteurs étrangers en PO. Sur antenne intérieure de 4 m et prise de terre, très bonne réception en GO de Paris-Inter (Luxembourg plus faiblement) et en puissant haut-parleur les deux émetteurs régionaux en PO. Audition très pure (sans souffle ni bruit de fond) et bonne sélectivité dans tous les cas.

Particularités de ce récepteur.

Ce récepteur utilise un cadre *extra-plat*, un nouveau haut-parleur « Audax » et un module BF à 4 transistors basse fréquence en push-pull sans transfo de sortie et à circuits imprimés (nous vous en donnerons la description technique au paragraphe suivant). Le commutateur d'ondes PO-GO est à boutons poussoirs pour la haute fréquence; les contacts en sont excellents. La polarisation négative de la base du transistor haute fréquence (SFT 108) et la stabilisation de l'émetteur de ce transistor sont assurées par des résistances au graphite *ajustables*, ce qui permet de conférer à cet étage le maximum de sensibilité. *A noter que les dites résistances sont à la valeur gravées sur leur plaquette en bakélite, quand leur curseur est à mi-course.*

Module basse fréquence.

Ce module comporte une platine imprimée sur laquelle sont soudés tous les éléments d'un amplificateur basse fréquence

à trois étages (quatre transistors et un transfo driver). Sa sortie attaque directement la bobine mobile du haut-parleur (c'est-à-dire qu'on n'utilise pas de transfo de sortie). La bobine mobile du haut-parleur doit avoir une impédance de 25 Ω (28 Ω maximum).

Le montage de ce module est d'une simplicité extrême (il n'y a que 5 connexions à réaliser) !

Contrairement aux autres montages, ce récepteur nécessite l'utilisation d'un interrupteur *bipolaire* pour la batterie d'alimentation (*ceci est absolument indispensable, si on ne veut pas que la batterie continue à débiter pendant la non-utilisation du récepteur*).

Voici les caractéristiques techniques de ce module basse fréquence :

- Puissance maximum : 200 mW à 200 périodes et plus.
- Impédance d'entrée : 5 000 Ω.
- Impédance de sortie : 20 à 30 Ω.
- Gain de puissance : 70 dB.
- Courbe de réponse : + — 3 dB de 100 à 10 000 périodes.
- Distorsion harmonique : 5 % à 1 000 périodes.
- Contre-réaction : 5 dB.

Pièces détachées nécessaires pour réaliser ce récepteur.

Résistances au graphite, PLP type 1/2 W, précision + — 10 % :

- 1 de 2,2 kΩ.
- 1 de 4,6 kΩ.
- 1 de 150 Ω.

Résistances au graphite ajustables :

- 1 de 33 kΩ.
- 1 de 330 Ω.

Condensateurs fixes :

- 1 de 150 pF, type mica.
- 1 de 10 000 pF, type mica.
- 1 de 10 000 pF, type céramique.
- 1 de 100 pF, type céramique.

Condensateurs électrochimiques :

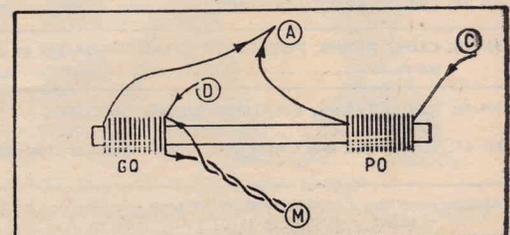
- 2 de 50 μF, type 9-12 V.

Divers :

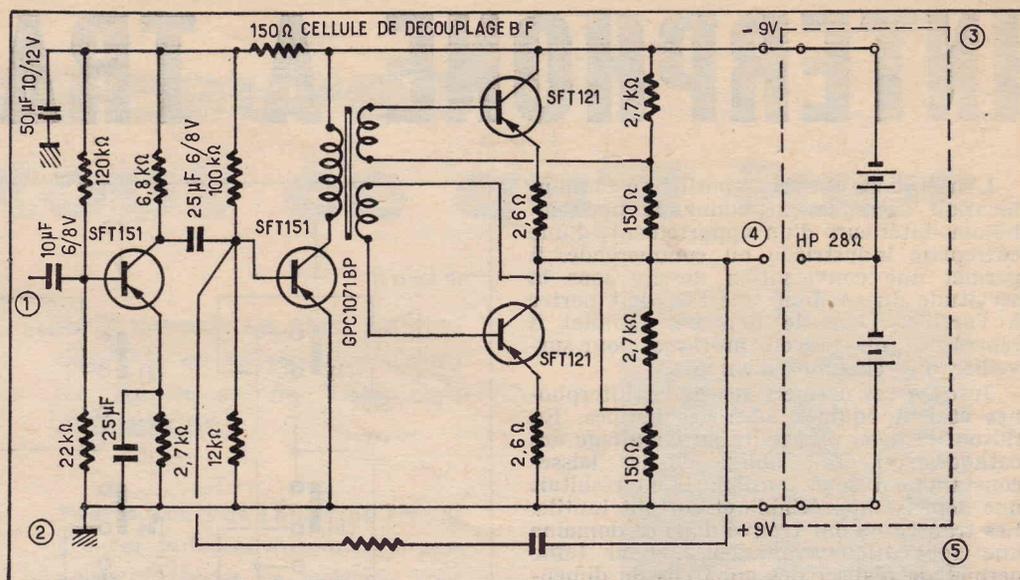
- 1 cadre.
- 1 bloc de bobinage, type T60.
- 1 commutateur PO-GO, à boutons poussoirs.
- 1 interrupteur miniature *bipolaire*.
- 2 condensateurs variables de 500 pF, à diélectrique solide (ces deux condensateurs variables peuvent être remplacés par un condensateur variable à deux éléments de 490 pF, avec trimmers, si on désire ce récepteur en version « commande unique »).
- 1 potentiomètre au graphite, sans interrupteur de 5 000 Ω.
- 1 module BF à circuits imprimés.
- 1 transistor, type 2N486.
- 1 diode, type SFD106.
- 1 haut-parleur à bobine mobile de 25 Ω
- 2 piles de poche type standard de 4,5 V.

Réalisation du récepteur (fig. 7).

La partie haute fréquence et la détection sont connectées comme suit : la douille antenne est branchée à un condensateur fixe, du type céramique, de 150 pF. Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe, est relié aux lames fixes d'un condensateur variable de 500 pF (CV1). Les lames mobiles de ce condensateur variable sont branchées



à la douille terre, ainsi qu'au pôle positif + de la batterie d'alimentation. Les lames fixes du condensateur variable, sont également reliées aux deux fils « A » du cadre. Le fil « C » du cadre est branché au plot PO du commutateur d'ondes (premier circuit). Le frotteur de ce commutateur et de ce circuit sont branchés à la masse pôle positif + de la batterie). Les deux fils « M » du cadre sont reliés à la masse pôle positif + de la batterie). Le fil « D » du cadre est branché à un condensateur fixe du type céramique, de 10 000 pF. Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est relié à la base du premier transistor (2N486). La base de ce transistor est branchée à une résistance de 2,2 k Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la masse pôle positif + de la batterie). Cette base est également branchée à une résistance ajustable au graphite de 33 k Ω . La cosse demeurant libre de cette résistance ajustable est reliée à une résistance de 150 Ω ainsi qu'au pôle négatif - d'un condensateur électrochimique de 50 μ F. Le pôle positif +



est relié à une cosse extrême du potentiomètre de 5 k Ω (pot.). La cosse extrême demeurant libre de ce potentiomètre est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie). Ce potentiomètre est encadré par un condensateur fixe du type mica de 10 000 pF.

Câblage du module basse fréquence à circuits imprimés.

Il n'y a que cinq connections à réaliser. Elles sont faites comme suit : la cosse « 1 » est branchée à la cosse centrale du potentiomètre de 5 k Ω (pot.). La cosse « 2 » est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie). La cosse « 3 » est branchée au pôle négatif - de la batterie (après l'interrupteur). La cosse « 4 » est directement reliée à une cosse du haut-parleur. La cosse « 5 » est branchée à la masse (pôle positif + de la batterie). La cosse demeurant libre du haut-parleur est reliée au point milieu de la batterie de 9 V.

Utilité des résistances au graphite ajustables (fig. 8).

Utilisées dans les circuits haute fréquence, elles permettent d'ajuster avec précision la

polarisation négative de la base des transistors, ainsi que la stabilisation optimale de leur émetteur, ce qui se traduit par l'obtention d'un maximum de sensibilité.

Utilisées dans les circuits basse fréquence, et pour les mêmes électrodes de transistors, elles permettent d'obtenir le maximum de puissance et de musicalité.

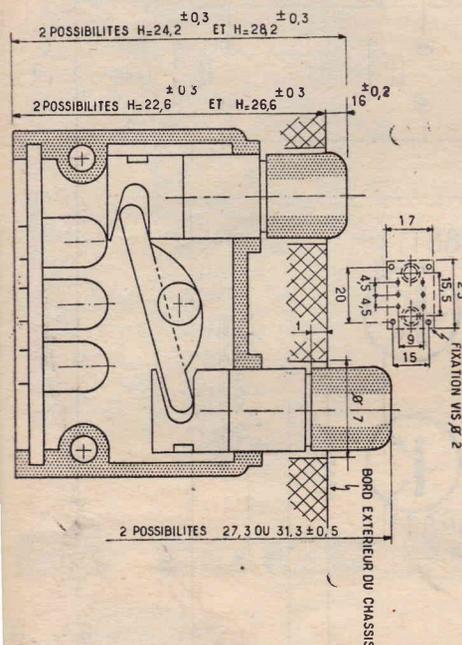
En haute fréquence ou en basse fréquence, il est évidemment indispensable qu'elles soient ajustées correctement.

Leur utilisation en résistances de charge (résistances connectées au collecteur des transistors), s'avère moins utile, car la valeur ohmique des dites résistances peut être différente de $\pm 10\%$ de celle indiquée sur les schémas, sans que cela modifie sensiblement le rendement du récepteur.

Réglage du récepteur.

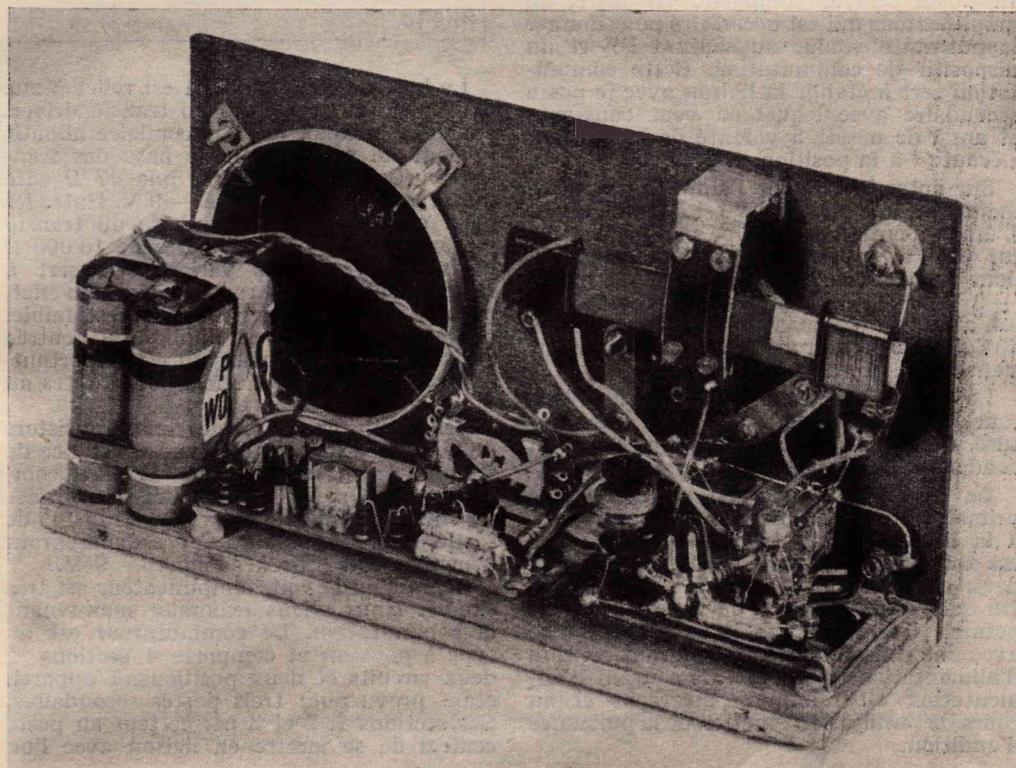
Pour la gamme GO, on accorde le récepteur sur un émetteur GO et on règle le bobinage GO du cadre, ainsi que le noyau du bloc T60, jusqu'à ce que l'on obtienne le maximum de puissance. Pour la gamme PO, on règle de la même manière le bobinage PO du cadre.

LUCIEN LEVEILLEY.



ce condensateur électrochimique est branché à la masse (pôle positif + de la batterie). Le fil demeurant libre de la résistance de 150 Ω (cellule de découplage haute fréquence) est relié au pôle négatif - de la batterie (après l'interrupteur). L'émetteur du transistor 2N486 est branché à une résistance ajustable au graphite de 330 Ω . La cosse demeurant libre de cette résistance ajustable est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie). Cette résistance est encadrée par un condensateur électrochimique de 50 μ F (observez la polarité de ce dernier en le connectant). Le collecteur du 2N486 est branché à une résistance de 2,7 k Ω . Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la cellule de découplage haute fréquence. Le collecteur du 2N486 est également branché à un condensateur fixe du type céramique de 100 pF. Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est relié à la cosse « 1 » du bloc T60, aux lames fixes d'un condensateur variable de 100 pF (CV 2), ainsi qu'au frotteur du commutateur d'ondes (deuxième circuit). Les lames mobiles du condensateur variable CV 2 sont branchées à la masse (pôle positif + de la batterie). La cosse « 2 » du bloc T60 est reliée à la masse (pôle positif + de la batterie).

La cosse « 3 » du bloc T60 est reliée au plot PO du commutateur d'ondes (deuxième circuit). La cosse « 4 » du bloc T60 est branchée à la diode de détection SFD106 (côté pointe). Le côté cristal de cette diode



INTERPHONE A TRANSISTORS

L'interphone est un dispositif de communication extrêmement commode pour les besoins intérieurs d'un appartement, d'une entreprise industrielle ou commerciale. Il permet une conversation directe sans la servitude du combiné que l'on doit porter à l'oreille. Dans le domaine familial il représente un moyen pratique pour surveiller une chambre d'enfants.

Jusqu'à ces derniers temps les interphones étaient équipés avec des lampes. En raison du délai nécessaire au chauffage des cathodes on était obligé de les laisser constamment sous tension. Il en résultait une dépense appréciable et surtout inutile. Les transistors ont trouvé dans ce domaine une application avantageuse. Leur taille permet de réaliser des appareils de dimensions très réduites. Leur faible consommation et surtout leur fonctionnement instantané permet de les mettre sous tension uniquement pendant l'utilisation. Ils sont donc d'un usage très économique.

Pour tous ceux que cette question intéresse et ils sont nombreux si on en juge par les demandes que nous recevons, nous allons décrire un interphone très facile à construire et d'une mise au point pratiquement nulle.

Le schéma (fig. 1).

Une installation d'interphone comporte un poste principal et un ou plusieurs postes secondaires. Pour tous ces postes la traduction des vibrations sonores en courant BF et inversement la traduction du courant BF en son se fait à l'aide d'un organe unique : un haut-parleur. En effet, le fonctionnement d'un HP est réversible, c'est-à-dire que si on l'alimente avec du courant BF, il restitue les sons correspondant et si on produit des sons devant sa membrane les vibrations transmises à la bobine mobile, en vertu des lois de l'électro-magnétisme, induisent dans cette dernière un courant BF. Donc pour chaque poste le haut-parleur fonctionne alternativement en HP et en microphone. Le poste central comporte, en outre, un amplificateur qui est nécessaire pour donner la puissance voulue au courant BF et un dispositif de commutation. Cette commutation sert à établir la liaison avec le poste secondaire avec lequel on veut conserver et aussi de passer à volonté de la position « écoute » à la position « parole ».

Sur notre interphone l'amplificateur, alimenté par une pile de 9 V est à deux étages. L'étage d'entrée est équipé par un transistor 991T1. Sa base est polarisée par un pont de résistances : 5 600 Ω côté masse + 9 V et 47 000 Ω côté - 9 V. Cette base est attaquée à travers un condensateur de 10 μ F. Nous verrons plus loin comment s'effectue cette attaque.

Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation d'effet de température. Cette résistance est découplée par un condensateur de 50 μ F.

Le circuit collecteur est chargé par le primaire du transfo driver. Ce transfo sert à la liaison avec l'étage final. Ce dernier est du type push-pull et est équipé par deux transistors 988T1 utilisés en classe B. On sait que ce mode de fonctionnement permet d'obtenir une grande puissance avec une consommation en courant continu d'alimentation très faible. Ce courant d'alimentation est minimum au repos et au cours de l'utilisation fonction de la puissance d'audition.

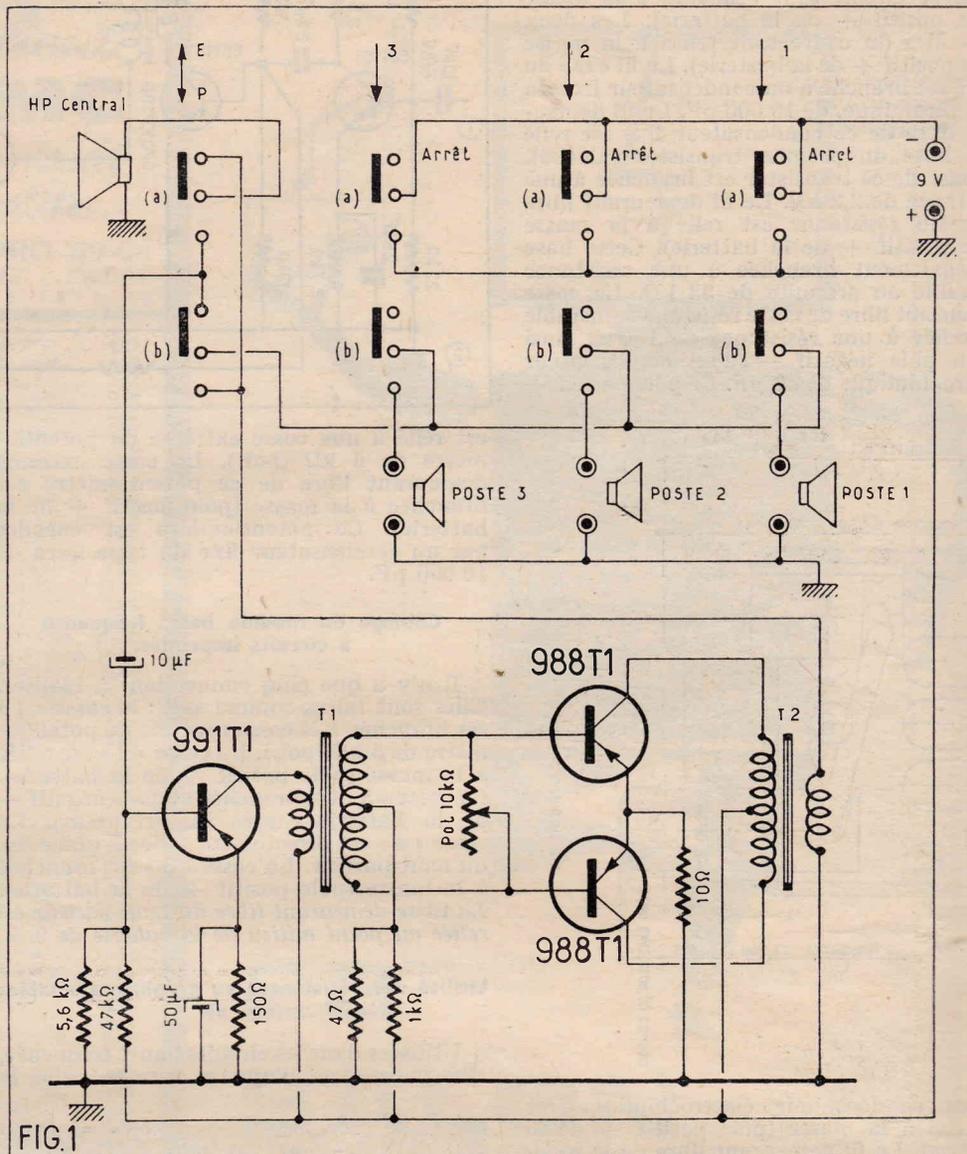


FIG.1

La base de chaque 988T1 est reliée à une extrémité du secondaire du transfo driver. Au point médian de ce secondaire aboutit le pont de polarisation de base des transistors. Ce pont comporte une 47 Ω côté masse et une 1 000 Ω côté - 9 V. Entre les deux extrémités du secondaire du transfo est branché un potentiomètre de 10 000 Ω utilisé en résistance variable. Il sert à régler la puissance de reproduction. En effet, plus la résistance qu'il présente est faible, moins le signal BF est appliqué à l'entrée des transistors du push-pull est important. Son réglage se fait une fois pour toutes au moment des essais.

Les circuits émetteurs des deux transistors de puissance sont dotés d'une résistance de stabilisation d'effet de température commune (10 Ω). Les collecteurs sont reliés au deux demi-primaires du transfo de sortie, le point commun de ces demi-enroulements étant relié à la ligne - 9 V.

Comme on le voit l'amplificateur est très simple. Nous allons examiner maintenant la commutation. Le commutateur est du type à pousser et comporte 4 sections à deux circuits et deux positions. L'appareil étant prévu pour trois postes secondaires. Les sections 1, 2 et 3 permettent au poste central de se mettre en liaison avec l'un

de ces trois postes secondaires. Sur le schéma ces sections sont représentées à la position arrêt. Vous pouvez constater que dans ce cas le circuit a coupe le circuit d'alimentation 9 V de l'amplificateur coupure s'effectuant dans la ligne - 9 V. De cette façon au repos il n'y a aucune usure de la pile. Si, par exemple, l'opérateur du poste central appuie sur la touche de la section 1, le circuit a établit l'alimentation de l'amplificateur qui est alors en mesure de fonctionner. La section b coupe un côté de la bobine mobile du HP du poste 1 au commun du circuit b de la section « écoute-parole ». Le fait d'enfoncer la touche de la section 2 ou de la section 3 met de la même façon l'amplificateur sous tension par le circuit a et selon le cas un côté de la bobine mobile du HP du poste 2 ou 3 au commun du circuit a de la section « écoute-parole ». L'autre côté de la bobine mobile des haut-parleurs est reliée en permanence à la masse de l'amplificateur.

Il reste à voir comment opère la section « écoute-parole ». La position représentée sur le schéma est la position « écoute-parole » c'est-à-dire celle qui permet au poste central d'entendre le poste secondaire choisi. Vous voyez que dans ce cas le

P'2 et la cosse C du support 988T1 (2) à la cosse P2. Les cosses E des deux supports 988T1 sont connectées ensemble. Entre la cosse E du support 988T1 (1) et la cosse S'2 on soude une résistance de 10 Ω. On relie les cosses S2 et b et les cosses a et —.

La pile d'alimentation de 9 V se branche entre les cosses + et — en respectant bien entendu ces polarités. La bobine mobile du HP du poste central est branchée par un cordon souple à deux conducteurs entre la paillette 2 et l'armature du commutateur.

Mise en coffret, essais, installation.

Une fois terminé le HP et l'amplificateur du poste central sont fixés dans un petit coffret en forme de pupitre. Les HP des postes secondaires sont disposés dans des coffrets de même forme.

La liaison entre les postes secondaires et le poste central se fait à l'aide de lignes à deux conducteurs dont la longueur dépend évidemment de l'éloignement des postes secondaires du poste central. Etant donné qu'il s'agit d'une liaison à basse impédance, cette distance peut être relativement grande. On aura soin cependant d'utiliser des conducteurs de section suffisante. Ces lignes sont soudées à une de leur extrémité sur les cosses de la bobine mobile des HP secondaires et à l'autre reliées aux séries de bornes 1, 2 et 3.

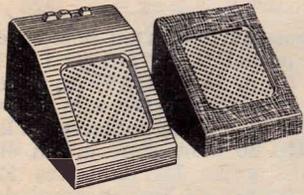
Avant l'installation définitive il est bon d'effectuer un branchement provisoire et de procéder à un essai. On en profitera pour régler la puissance à l'aide du potentiomètre de 10.000 Ω.

A. BARAT.

Devis des pièces détachées nécessaires au montage du

TRANSINTER

décrit ci-contre



Pour le poste principal :

Coffret et décor.....	18.00
HP 28 ohms.....	13.00
1 jeu de transfos.....	10.00
1 châssis.....	4.50
1 jeu de 3 transistors (2x988T1 et 1x991T1).....	17.00
Petit matériel.....	16.00
Total.....	78.50

Prix forfaitaire de l'ensemble des pièces pris en une seule fois..... **75.00**

Pour le poste secondaire :

Coffret et décor.....	12.00
HP, 28 ohms.....	13.00
Total.....	25.00

Prix de l'appareil tout monté et avec 20 mètres de fils..... **30.00**

Expédition immédiate contre mandat

NORD-RADIO

149, rue La Fayette, Paris (10^e)
C.C.P. PARIS 12 977-29

INFORMATIONS SUR LE RÉSEAU R.T.F.

par L.C.

La Radiodiffusion-Télévision Française vient de procéder à la régularisation de plusieurs réémetteurs de Télévision qui avaient été mis en service au début de l'année.

Voici leurs caractéristiques :

MURAT (Chailande)

Puissance crête image : 0,3 W.
Puissance porteuse son : 0,075 W.
Canal d'émission : F8. Bande III.
Fréquence image : 186,55 MHz.
Fréquence son : 175,40 MHz.
Polarisation : horizontale.
Emetteur pilote : Lyon (mont Pilat). Canal d'émission : F12. Polarisation horizontale.
Implantation : au lieu-dit « Chailande », commune de Murat (Cantal).
Altitude : 1 100 m.
Hauteur de l'antenne : 12,50 m.
Date de mise en service : 28 janvier 1961.

SAINT-ANTHÈME (mont Cebroux)

Puissance crête image : 0,3 W.
Puissance porteuse son : 0,075 W.
Canal d'émission : F7. Bande III.
Fréquence image : 177,15 MHz.
Fréquence son : 188,30 MHz.
Polarisation : horizontale.
Emetteur pilote : Lyon (mont Pilat) : F12-H.
Implantation : au lieu dit « mont Cebroux » (Puy-de-Dôme), commune de Saint-Anthème.
Altitude : 1 210 m.
Hauteur de l'antenne : 13 m.
Date de la mise en service : 24 février 1961.

AMBERT (Dunanges)

Puissance crête image : 3 W.
Puissance porteuse son : 0,75 W.
Canal d'émission : F9. Bande III.
Fréquence image : 190,30 MHz.
Fréquence son : 201,45 MHz.
Polarisation : verticale.
Emetteur pilote : Clermont-Ferrand (Puy-de-Dôme). F6-V.
Implantation : au lieu dit « Dunanges », commune d'Ambert (Puy-de-Dôme).
Altitude : 1 010 m.
Hauteur de l'antenne : 19 m.
Date de mise en service : 24 février 1961.

PONTAUMUR (Chambon)

Puissance crête image : 0,3 W.
Puissance porteuse son : 0,075 W.
Canal d'émission : F11. Bande III.
Fréquence image : 203,45 MHz.
Fréquence son : 214,60 MHz.
Polarisation : horizontale.
Emetteur pilote : Clermont-Ferrand (Puy-de-Dôme). F6 - V.
Implantation : au lieu-dit « Chambon », commune de Pontaumur.
Altitude : 700 m.
Hauteur de l'antenne : 11 m.
Date de mise en service : 24 février 1961.

Dans les derniers numéros
des CAHIERS de

SYSTÈME "D"

il y en a sûrement un
qui vous sera utile

N° 9

APPAREILS MÉNAGERS. Machines à laver de différents modèles - Aspirateurs - Machines à éplucher les légumes - Balances automatiques - Séchoirs à linge - Machine à repasser - Sorbetière - Ventilateur - Cireuses...

N° 10

JEUX ET JOUETS. Kaléidoscope - Billard électrique - Traîneau - Rampe lance-fusées - Scooter électrique - Voilier - Triporteur...

N° 11

14 MACHINES-OUTILS pour l'amateur à construire par l'amateur : Scies à rubans, circulaires, sauteuses. Tours à bois et de modélisme - Dégoussieuse. Machines universelles à bois, à métaux, etc...

N° 12

UN KAYAK PÉRISSOIRE. UN BACHOT DE 3 M. UNE BARQUE DE RIVIÈRE. Le contre-plaqué dans la construction nautique. L'installation d'un moteur hors-bord. La construction des coques en matière plastique et une vedette moderne pour le camping croisière.

N° 13

UNE ÉLÉGANTE MAISON DE WEEK-END EN ALUMINIUM. UN CHALET POUR LES VACANCES ÉTUDIÉ POUR 4 PERSONNES. UN CHALET EN RONDIN. UN PIED-A-TERRER POUR LE WEEK-END. LA MEILLEURE UTILISATION D'UN GARAGE. L'AMÉNAGEMENT D'UN GRENIER.

N° 14

MODÈLES RÉDUITS ET JEUX. Fusée Jupiter - Porteurs - Micro-moteur électrique - La Ford Futura - Voitures de voyageurs - Réseau HO - Auto à vapeur 1907 - Fusée à réaction - Avion piloté à distance - Camion électrique - Jeu de courses automobiles électriques - Carabine à répétition.

N° 15

CARAVANES CAMPING. Caravane 4 mètres. Remorque monoroue. Aménagement d'un fourgon 1 200 kg. Carrosserie coque. Habitation flottante pour camping nautique. Caravane 5 mètres.

N° 16

CONSTRUCTION d'une MAISON (3 pièces - Garage) - Transformations de greniers en chambres - Aménagements de caves.

N° 17

POUR LES CINÉASTES ET PHOTOGRAPHES AMATEURS. Comment construire UN FUSIL PHOTOGRAPHIQUE, UN PROJECTEUR 9,5 mm sonore. Un flash électronique. Un agrandisseur multiformat et de nombreux accessoires.

N° 18

Tous les plans, tous les détails pour construire **UNE VEDETTE HABITABLE** de 6,30 m - Un CATAMARAN en acier - Un hors-bord en plastique armé.

N° 19

Les plans et devis complets pour construire : **UN PAVILLON ÉCONOMIQUE** 2 pièces, type F2 - **UN PAVILLON de 4 pièces - UNE MAISON de 5 pièces principales** - Comment établir les dossiers de demande de permis de construire et de prime à la construction.

N° 20

UNE CARAVANE REPLIABLE pour 2 personnes. **AMÉNAGEMENT d'un FOURGON CITROEN** pour le camping - Pour 4 personnes dont 2 enfants. **UNE CARAVANE de 3,15 m - Poids 515 kg.** Tractable par une voiture de 6 à 7 CV. **UNE CARAVANE de 3 m - tractable** pour voiture de 5 CV et moins - prévue pour 3 à 4 personnes. et la caravane et la loi.

N° 21

Tous les plans, pour construire
Un kayak-périssoire.
Un hors-bord multi-version.
Un prao.
Un dériveur de 3,60 m.
Un hors-bord de 4,80 m.

**Chaque numéro 48 pages 24 x 32
sous couverture couleurs :**

2 NF

En vente chez votre marchand de journaux. S'il ne les a pas reçus, il peut se les procurer aux MESSAGERIES TRANSPORTS-PRESSE. Vous pouvez aussi les commander à SYSTÈME « D », la revue des bricoleurs, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e, par versement à notre C.C.P. Paris 259-10.

TUBES PROFESSIONNELS A BAS PRIX

par F. BUSSER

Il est bien des montages pour lesquels on aimerait employer des tubes professionnels de ces fameuses séries de sécurité pourtant inaccessibles à un budget d'amateur par leur prix élevé.

Les tubes professionnels sont des tubes de caractéristiques voisines des tubes courants, mais d'une construction plus soignée et plus robuste. Ils possèdent en général une cathode spéciale très robuste, des dispositifs de fixation des électrodes très étudiés, une anode de structure favorisant la dissipation de la chaleur. Tous ces détails alliés à une grande précision dans la fabrication et à des contrôles rigoureux permettent à ces tubes d'atteindre une grande longévité tout en ayant des performances souvent supérieures à celles des tubes des séries normales et une faible dispersion des caractéristiques.

Les tubes professionnels sont quasiment indispensables dans les appareils de mesure, les appareils de surveillance, les équipements de commande automatique et tous les ensembles complexes. Ils sont précieux dans les récepteurs de trafic, les téléviseurs, etc. C'est dire s'il est regrettable que leur prix les rende inaccessibles à l'amateur.

Notre titre peut paraître une gageure. Pourtant nous avons déniché (1) récemment chez un revendeur spécialisé un stock considérable d'éléments enfichables provenant apparemment de calculatrices électroniques et comportant chacun un tube miniature professionnel. Chaque élément correspond à un étage de calculatrice digitale et en constitue un sous-ensemble.

Les calculatrices électroniques sont comme on sait des ensembles fort complexes équipés d'un nombre considérable de tubes électroniques. Leur entretien et leur dépannage posent du fait de cette complexité des problèmes infiniment délicats qu'il est préférable de tourner plutôt que de chercher à résoudre. C'est pourquoi, afin d'éviter les risques de pannes et leurs conséquences, ces calculatrices ont-elles été équipées de tubes professionnels des séries de sécurité. Toutefois la complexité des ensembles rend les pannes souvent très difficiles à localiser et les erreurs qu'elles intro-

duisent dans les calculs peuvent dans certaines circonstances passer inaperçues. Aussi les techniciens chargés de l'entretien de ces machines, non contents d'employer des tubes de sécurité, remplacent d'office les éléments actifs après un certain nombre d'heures de fonctionnement. Cette méthode élimine tout risque de panne, mais peut paraître onéreuse au profane. Il nous a été assuré qu'en tenant compte des frais que suppose l'immobilisation pour dépannage d'un grand ensemble de calcul électronique et de ceux que peuvent causer des erreurs de calcul non détectées, elle était la seule rentable. Peu nous importe après tout. Elle nous compte parmi ses plus enthousiastes tenants, puisqu'elle a l'avantage de jeter sur le marché à des prix très bas un matériel professionnel de très haute qualité.

Ces sous-ensembles se présentent sous la forme d'un culot noval fixé à une petite platine carrée surmontée d'un arceau dont la partie supérieure forme poignée pour faciliter l'arrachement. A mi-longueur de cet arceau est fixée une seconde platine de même forme et dimensions que la première. Elle porte un support miniature ou noval selon le type des ensembles. C'est sur ce support que s'embroche le tube protégé par ailleurs par l'arceau qui en entoure le bulbe. Le câblage du sous-ensemble est réalisé entre les deux platines, c'est-à-dire entre le culot noval et le support du tube.

S'il est intéressant de récupérer le tube sur ces ensembles, il ne faut pas perdre de vue l'intérêt du montage mécanique qui permet de réaliser des ensembles relativement complexes avec un encombrement modeste, tout en conservant une excellente accessibilité de chaque élément qui peut être réglé ou dépanné hors du montage général et remis en place en un tour de main. Nous avons, actuellement, un grand oscilloscope bicanal en chantier et nous nous sommes empressés de modifier nos plans initiaux pour utiliser ces éléments enfichables pour la plupart des circuits annexes, les bases de temps, et même pour l'alimentation. Bien entendu nous avons profité de l'aubaine pour remplacer les tubes courants par des tubes professionnels chaque fois que cela était possible. Nous avons de la sorte gagné une place précieuse qui nous permet de prévoir quelques perfectionnements nouveaux, tout en ayant la tâche plus facile sur le plan de l'évacuation des calories dissipées par les quelque 24 tubes (dont 5 de puissance !) de l'appareil.

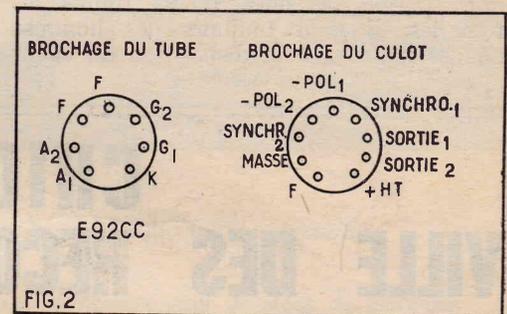
Il serait inexact de considérer les tubes équipant ces sous-ensembles pour des tubes usés, tout juste bons pour quelque bricolage sans prétensions. En réalité ils ont fonctionné au plus quelques centaines d'heures, c'est-à-dire un temps insignifiant pour des tubes longue durée et sont d'autant plus intéressants. En effet, pour des appareillages de précision nécessitant une grande stabilité de la part des tubes, les constructeurs vieillissent souvent les tubes, même professionnels, qui leur sont livrés, c'est-à-dire qu'ils les font fonctionner un

certain temps dans des conditions voisines du maximum de leurs possibilités, une certaine d'heures en général. Pendant ce vieillissement les caractéristiques se stabilisent, la cathode achève de se former, le vide se parfait. Certes, à la livraison les tubes professionnels ont en principe déjà subi un vieillissement, mais l'expérience pratique montre que la stabilisation obtenue peut encore être parfaite. C'est pourquoi les tubes récupérés sur ces sous-ensembles sont particulièrement précieux.

Nous avons pu vérifier sur le lot de tubes en notre possession qu'ils ne présentaient aucun signe de fatigue ni d'usure, mais que, par contre, leurs caractéristiques restaient remarquablement stables dans le temps et différaient très peu d'un tube à l'autre. Nous avons fait notamment une série d'expériences sur quelques E92CC que nous avons fait fonctionner sans interruption pendant près de trois mille heures sans noter d'évolution sensible des caractéristiques.

Parmi les tubes équipant ces sous-ensembles, nous avons noté les types suivants : E92CC, 6211, 5965, 6350, 6463, 5844, 5696, 10 010, 6B3001, E81CC, E180 CC, 2D21, etc... etc

L'un des sous-ensembles les plus répandus et partant le meilleur marché porte la référence TR3 et est équipé de la double triode à cathode commune E92CC. Nous en donnons le schéma en figure 1. Il s'agit d'un Eccles Jordan, c'est-à-dire d'une bascule bistable. Le brochage du culot de raccordement et celui du tube sont donnés

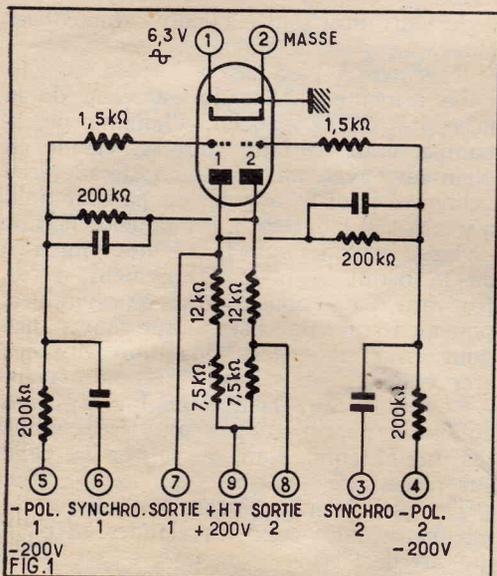


en figure 2. Ces précisions nous paraissent intéressantes car ce montage peut facilement être utilisé directement ou avec des modifications minimales dans un nombre important de réalisations.

La TR3 est par exemple utilisable directement pour la réalisation d'une horloge électronique pour la distribution de l'heure, d'une minuterie à temps courts pré-réglés, d'un tachymètre électronique, d'un compteur rapide, etc... Moyennant très peu de modifications souvent, il peut être incorporé, voire, devenir une multitude d'appareils allant de l'oscilloscope au photo-intégrateur en passant par diverses minuteries, dispositifs photo-électriques, temporisateurs, etc.

Dans un prochain article nous donnerons quelques précisions au sujet des montages dans lesquels nous avons utilisé le TR3 tel quel ou modifié.

Ils ont tort ceux qui prétendent que l'ère des surplus est révolue, l'exemple de ce matériel ne demande qu'à le prouver. Tout au plus les surplus industriels remplacent-ils peu à peu les surplus militaires, mais toujours qui cherche trouve...



(1) Radio-Prim, 296, rue de Belleville, Paris.

LE COURRIER DE "RADIO-PLANS"

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

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

L. Z..., à Bruxelles.
Quelles sont les caractéristiques du tube PX4 ?

Voici les caractéristiques du tube PX4 que vous nous demandez :

Chauffage.....	4 V, 1 A
Tension plaque.....	250 V
Courant plaque.....	48 millis
Polarisation.....	34 V

D..., à Noisy-le-Sec.
Depuis quelques temps, je constate une diminution de la hauteur de l'image de mon téléviseur et une instabilité de la fréquence horizontale. D'un autre côté, il se produit à l'intérieur de l'appareil une vibration que je n'ai pas pu localiser. D'où peuvent provenir ces anomalies ?

Il se pourrait fort bien que la panne provienne d'une baisse dans la tension anodique des circuits de balayage. Il faut donc vérifier la valve et les condensateurs électrolytiques.

La vibration constatée pourrait avoir pour cause la coupure ou sécheresse d'un condensateur d'entrée de filtrage. Dans ce cas, on constate en effet une vibration des tôles de la bobine de filtrage.

Il faudrait donc, d'abord essayer de doubler tous les condensateurs de filtrage par des condensateurs en bon état.

Le tube EL36 qui n'amorce pas est un tube qui a séjourné longtemps en magasin. Il amorcerait sans doute si la tension était normale. De plus, sous l'influence du fonctionnement, sa cathode se réactiverait rapidement.

L..., à Vannes.
Quelles sont les caractéristiques du tube cathodique VC4139. Sa sensibilité varie-t-elle avec la valeur de THT.

Voici les caractéristiques du tube VCR139A que vous désirez :

Chauffage.....	4 V, 1 A
Tension anode 1.....	1 500 V
— 2.....	350 V
— 3.....	1 500 V
Tension whenelt pour l'extinction	50 V env.
Sensibilité horizontale.....	= 0,11 mmV/V
— verticale.....	0,11 mmV/V

La sensibilité indiquée ci-dessus correspond à la valeur de THT de 1 500 V.

Comme pour tout tube cathodique, cette sensibilité augmente lorsqu'on diminue la THT.

L. P..., à Méricourt (Pas-de-Calais).
Voudrait savoir s'il est possible de remplacer un transformateur d'alimentation donnant 2 x 300 V, 75 mA par un autre donnant 2 x 350 V, 100 mA.

Vous pouvez remplacer un transformateur 2 x 300 V, 75 millis par un 2 x 350 V, 100 millis. Néanmoins, il est possible que les 50 V de différence excédentaire avec le second transformateur vous donne une haute tension après filtrage supérieure à 250 V.

Dans ce cas, il vous faudrait mettre en série avec la self de filtre une résistance chutrice bobinée 10 W. L'ordre de grandeur de cette résistance doit être 650 Ω et devra être ajustée de manière à obtenir les 250 V requis après filtrage.

R. D..., à Mouvoux (Nord).
A quoi attribuer l'usure anormalement rapide des piles de mon récepteur à transistors. Est-ce que les transfos BF peuvent être incriminés ?

Il semble anormal que sur le récepteur à transistors que vous avez construit, les piles s'usent

aussi rapidement. Il semblerait que la consommation de ce poste soit exagérée.

Il faudrait que vous puissiez mesurer cette consommation qui ne doit pas excéder 10 millis.

Les transformateurs BF ne sont pas à incriminer. Il faudrait plutôt penser à un transistor défectueux ou à une mauvaise adaptation (valeur de résistances incorrectes) de l'un d'eux.

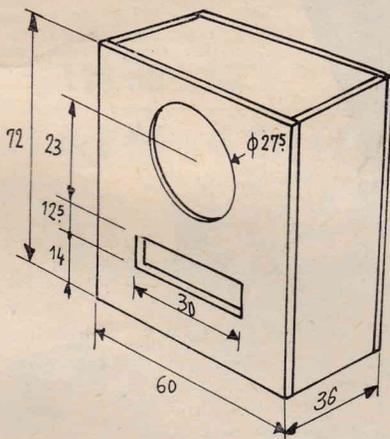
Vérifiez également si le condensateur de 50 μ F qui shunte la prise d'alimentation ne présente pas une fuite exagérée.

J. L..., à Paris-XIX^e.
Quels haut-parleurs dois-je utiliser sur un amplificateur bi-canal, dont le canal « graves » délivre une puissance modulée de 15 W. Pouvez-vous me fournir les caractéristiques d'une enceinte acoustique pour ces haut-parleurs ?

Sur cet amplificateur, nous vous conseillons d'utiliser sur le canal graves un haut-parleur haute fidélité de 30 cm de diamètre et sur le canal aigus un haut-parleur dynamique de 12 cm allié à un tweeter électrostatique.

Une enceinte acoustique est seulement nécessaire pour le haut-parleur graves (voir détail sur la figure ci-dessous).

Les haut-parleurs aigus seront placés dans un petit coffret au-dessus de l'enceinte du HP grave.



R. C..., à Villeurbanne.
Possesseur d'un téléviseur commercial, je suis obligé de changer les valves PY82 tous les mois, car la HT au bout de ce temps tombe à 160 V au lieu de 230 V. Qu'est-ce qui provoque cette usure rapide ?

Il est anormal d'avoir à changer une valve tous les mois ; cela traduit un débit excessif de la haute tension.

Il faut d'abord rechercher d'où vient cet excès d'intensité ; cela peut être dû à un condensateur de filtrage partiellement claqué, ou à un court-circuit partiel.

Il se peut encore que la consommation de l'étage de sortie « lignes » soit exagérée. Vérifier les tensions, vérifier également la forme et l'amplitude de la tension d'attaque fournie par le relaxateur « lignes ».

(Suite page 66.)

PRIX INFÉRIEURS

Qualité SUPÉRIEURE

= LIBRE SERVICE

QUELQUES EXEMPLES...

- Tube TV 59 cm, 110°... 100 NF
- Ébénisterie TV ou radio... 10 NF
- Cache TV 43-54 cm, etc... 6 NF
- Valise pour électrophone. 12 NF
(Pour platine PATHÉ MARCONI)
- Ampoules d'éclairage (130 V)
REMISE sur tarif officiel 30 %
- Tubes radio..... 1.95 NF
(2D21 - 6AL5 - 6BE6 - 6J6, etc.)

...tout le
**MATÉRIEL STANDARD
DISPONIBLE !...**
► **mais aussi
un choix extraordinaire
de SPÉCIALITÉS !...**

QUELQUES EXEMPLES...

- AIMANTS. ALU (en plaques). AMORTISSEURS BAKÉ-LITE (en plaques-en tubes). BLINDAGES (alu-laiton mu métal-papier métallisé). CAPOTS pour TRANSFO. CIRE HF et THT. CHIMIE (plus de 30 produits). COMPTEURS (mécanismes). CHASSIS PERCÉS et NON PERCÉS. COPPER CLAD pour CIRCUITS IMPRIMÉS. DÉCOLLETAGE. ENTRETOISES. ÉQUERRES. FERRITE. FILS ÉMAILLÉS (pour bobinage). FILS GUPÉS. FILS RÉSISTANTS (par coupes de 10 et 20 m). ISOLANTS (bakélite-mica-stéatite, etc...). ISOLATEURS. LAITON en plaque. MÉCANIQUE : choix exceptionnel de petites pièces pour télécommande, maquettes, etc... MICROSWITCH. MOTEURS. PÉGA pour GAINAGE de VALISES. PLEXIGLASS en plaques, en tubes. POIGNÉES et FERMETURES pour VALISES. PROFILÉS LAITON pour DÉCORS, pour TRANSFORMATIONS, pour ADAPTATIONS. QUARTZ.
- RELAIS ÉLECTRONIQUES. RESSORTS. RIVETS. ROULEMENTS à BILLES. SELFS à FER et à AIR. TRANSFORMATEURS (30 000 pièces en stock). Caractéristiques STANDARD et SPÉCIALES. TOLES et ÉTRIERS pour TRANSFO. TISSU PLASTIFIÉ et TISSU MÉTALLIQUE pour DÉCORS HP. (Petites et grandes coupes).

RADIO-PRIM (Porte des Lilas)
296, rue de Belleville — PARIS-20^e
MEN. 40-48 GARAGE FACILE

RADIO-PRIM (Gares du Nord et Est)
5, rue de l'Aqueduc — PARIS-10^e
NOR. 05-15

RADIO M. J. (Gobelins)
19, rue Claude-Bernard — PARIS-5^e
GOB. 47-69

NOUS N'AVONS PAS DE CATALOGUE

PETITS MONTAGES A TRANSISTORS

(Suite de la page 47.)

parallèle, l'une normale de 10Ω 0,5 W et la seconde, une thermistance dont la résistance à 25°C est de 10Ω .

2° On a vu que R_s est variable, valeur nominale 390Ω 0,5 W. En pratique on mettra à sa place un potentiomètre monté en résistance dont on ajustera la résistance en service de manière que la tension de polarisation des bases des transistors finals soit de -160 mV à 25°C .

Le rapport de transformation de T_2 et les caractéristiques du secondaire S_2 ont été établis pour une bobine mobile de haut-parleur de $2,5 \Omega$. Si celle-ci est différente on devra modifier le secondaire en conséquence.

Ainsi, si par exemple l'impédance est

5Ω au lieu de $2,5 \Omega$, on prévoira au secondaire S_2 , 1,414 fois plus de spires, c'est-à-dire 85 spires et du fil plus fin par exemple du $0,6 \text{ mm}$ émaillé. Les caractéristiques de l'amplificateur sont données par les trois tableaux ci-après et sont valables jusqu'à une température ambiante de 45°C .

TABLEAU I

Impédance d'entrée du driver : $2\ 200 \Omega$ min. $2\ 500$ moy.
 Impédance de charge collecteur à collecteur, étage de sortie : 36Ω moy.
 Taux de contre-réaction : 6 dB.
 Gain en puissance, global (driver + push-pull) : 48 dB min. 50 dB moy.
 Gain en puissance de l'étage final : 25 dB min. 25 dB moy.
 Ce dernier gain est mesuré au primaire de T_1 en l'absence de contre-réaction.

TABLEAU II

Puissance de sortie 50 mW.
 Impédance d'entrée de l'étage de puissance, au primaire du transformateur T_1 : $1\ 750 \Omega$ moy.
 Tension à l'entrée de l'étage driver : 36 mV moy. 45 mV max.

AMÉLIORONS NOTRE RÉCEPTEUR

(Suite de la page 53.)

Pour contrôler la polarisation de votre lampe finale. — Entre plaque et transfo de sortie, intercalez votre milliampère-mètre. Mettez en marche. Réglez le CV sur une émission orchestrale. L'aiguille du milli devra bouger le moins possible dans les fortes. Réglez la R bobinée de polarisation en conséquence.

Réflexion concernant le remplacement d'une pentode genre EL84 par un tétrode genre 6AVQ5. Cette substitution est-elle intéressante à opérer ?

Au point de vue puissance, non.

Au point de vue musicalité, oui (bien que le tube EL84 soit extrêmement intéressant).

Au point de vue distorsion. La première (EL84) possède un taux de 10 %.

La seconde (6V6 ou 6AQ5) un taux de 8 %.

Le modèle 6V6 GT possède un taux de 6 %.

Mais alors que, pour la pentode, ce taux est représenté par environ 85 % d'harmoniques impairs, pour la tétrode, ce taux est représenté par environ 85 % d'harmoniques pairs.

Or les harmoniques impairs sont deux fois plus insupportables que les harmoniques pairs. Augmenter la résistance de charge d'un tube à nombre de grilles réduit (triode, par exemple) équivaut à diminuer le nombre d'harmoniques pairs. Diminuer la résistance de charge d'un tube à nombre de grilles plus important (pentode, par exemple) équivaut à diminuer le nombre d'harmoniques impairs. A-t-on alors avantage à monter l'une ou l'autre de ces deux lampes en triode ? Oui, car la résistance interne diminue énormément (mettons quinze fois moindre). On atténue ainsi la résonance du HP sur les graves.

La résistance de charge sera, dans ce cas, maintenue à environ trois fois la RI (exemple : $5\ 500 \Omega$ pour RI $1\ 700 \Omega$). A noter en passant que l'emploi d'une contre-réaction diminue aussi beaucoup la RI de l'étage.

Si l'on monte une pentode ou une tétrode en triode, il faudra une plus grande préamplification. Le tube BF ne sera donc pas une triode mais une pentode à forte pente et gain élevé que l'on montera au besoin avec polarisation par fuite de grille ($10 \text{ M}\Omega$) et pot. d'ajustement de tension dans G2.

Dans un prochain article nous reviendrons sur ces questions en produisant les courbes correspondantes pour différents tubes d'usage courant.

RÉCEPTEUR stéréophonique AM-FM

(Suite de la planche dépliant.)

Lorsque toutes les connexions sont posées on soude les différents condensateurs et résistances. Pour cela, on procède étages par étages de manière à terminer tous les circuits conformément aux plans. En procédant méthodiquement toute erreur ou omission peut être évitée.

On peut alors fixer le cadre et souder ses fils aux cosses du bloc AM. On câble encore le support de l'indicateur d'accord et ceux des ampoules du cadran. On termine par le branchement des haut-parleurs.

Mise au point.

La mise au point ne présente aucune difficulté particulière, puisqu'elle concerne uniquement la chaîne de réception AM.

Après vérification du câblage on place les lampes sur leur support. On s'assure que le fusible du transfo d'alimentation est bien dans la position correspondant à la tension du secteur. On peut alors mettre le poste sous tension par la manœuvre de l'interrupteur. Lorsque les cathodes des lampes sont chaudes on peut vérifier les tensions aux différents points du montage. Pour permettre ce contrôle nous donnons les valeurs correctes sur le schéma (chiffres cerclés).

Dès cet instant, il doit être possible de capter des stations en position AM. Il faut cependant, pour donner à l'appareil toutes ces qualités, procéder à l'alignement de la chaîne AM. Les opérations d'alignement sont classiques, on retouche l'accord des transfos MF sur 480 kHz. Enfin on règle les circuits du bloc d'accord pour les différentes gammes sur les points d'alignements que le constructeur du bloc indique dans sa notice.

Une fois cet appareil placé dans son ébénisterie il est prêt à entrer en service.
 A. BARAT.

Distorsion harmonique totale à 400 Hz
 0,8 % moy. 1,5 % max.

TABLEAU III

Puissance de sortie 4 W
 Impédance d'entrée sur primaire T_1 : $1\ 000 \Omega$ moy.
 Tension entrée driver : 0,32 V moy. 0,35 V max.
 Distorsion : 4 % moy. 6 % max.

Références.

1° Thermomètre électronique, Microphone dynamique, Métronome électronique, Luxmètre (documentation Sylvania).

2° Amplificateur à multiples usages. (Radio Electronics, vol. 32, n° 4, pages 50 et suivantes.)

3° Amplificateur 6 W (documentation Cosem).



J'ai compris

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

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

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

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