

radio plans

AU SERVICE DE L'AMATEUR
RADIO, T.V. ET ELECTRONIQUE

XXVI^e ANNÉE

PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
N° 144 — OCTOBRE 1959

120 francs

Prix en Belgique : 18 F belges
Étranger : 144 F
en Suisse : 1,60 FS

Dans ce numéro :

Pratique de la modulation
de fréquence

★

Télévision à UHF

★

Emetteur à transistors

★

Stéréophonie
avec un seul émetteur

★

Les cellules
photo-électriques

et

LES PLANS

EN VRAIE GRANDEUR

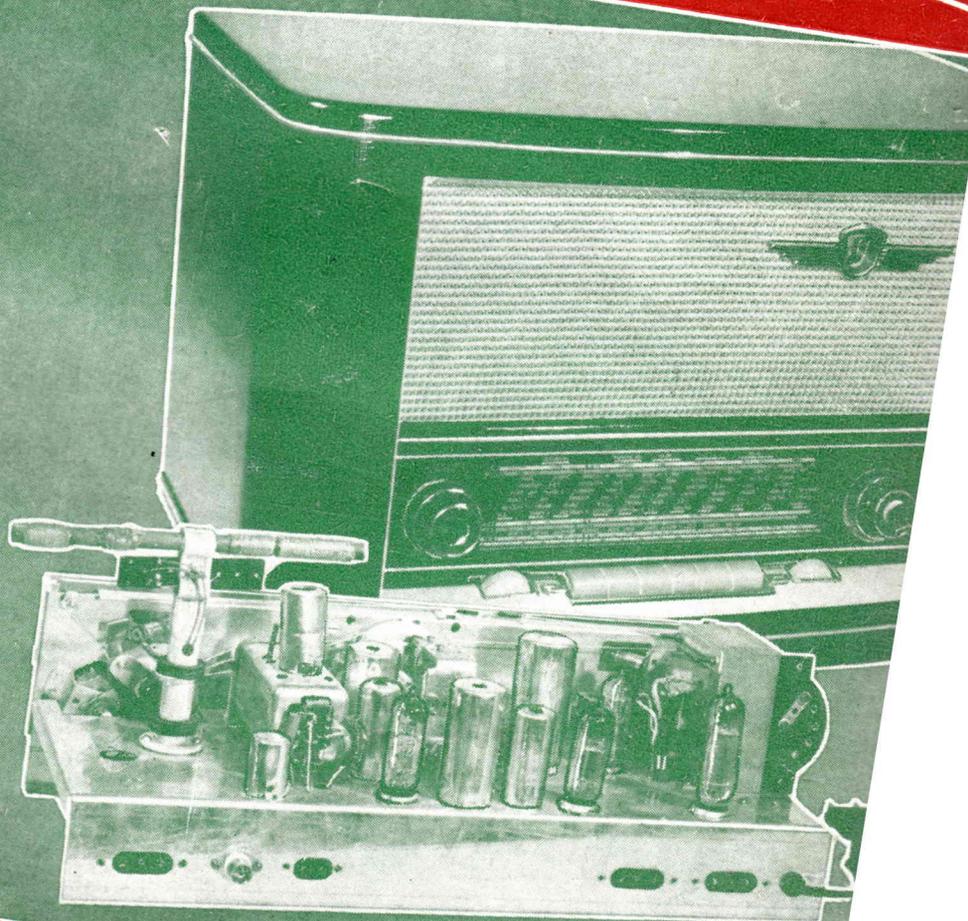
d'un

**POSTE PORTATIF
A 6 TRANSISTORS
avec prise antenne auto**

d'un

**ÉLECTROPHONE
STÉRÉOPHONIQUE**

et de ce...



PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION : Raymond SCHALIT

ABONNEMENTS :

Un an..... 1.275 F

Six mois..... 650 F

Étrang., 1 an. 1.600 F

C. C. Postal : 289-10

DIRECTION- ADMINISTRATION ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque,
PARIS-X^e. Tél. : TRU 09-92

RÉPONSES A NOS LECTEURS

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^o Chaque lettre ne devra contenir qu'une question.

2^o 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^o S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 100 francs.

S. A..., à Tizel (Oranie).

Comment employer un poste à transistors dans une voiture ?

Pour utiliser un poste à transistors à bord d'une voiture, il faut lui adjoindre un étage haute fréquence comme celui indiqué dans la réalisation du SPOUTNIK 3 décrit dans le n° 131 de *Radio-Plans*, et utiliser sur le véhicule une antenne télescopique.

L. R..., à Villeherviers.

En possession d'un récepteur installé dans sa chambre a branché un haut-parleur supplémentaire dans la cuisine. Il voudrait introduire dans le circuit du HP supplémentaire, c'est-à-dire dans la cuisine, un potentiomètre de façon à augmenter ou diminuer la puissance sans avoir à se déranger dans la chambre. Il nous demande si cette modification est réalisable, et si oui quel potentiomètre introduire ?

Vous pouvez parfaitement brancher un potentiomètre sur votre HP supplémentaire, celui-ci étant bien entendu sans transformateur d'adaptation, ce transformateur étant en général celui du récepteur.

Il vous suffit donc de prendre un potentiomètre de 50 ohms bobinés et de relier ses extrémités à la ligne allant au secondaire du transformateur d'adaptation, et de brancher la bobine mobile du haut-parleur supplémentaire entre une de ses extrémités et le curseur.

J. M..., à Mazères.

A réalisé un récepteur à piles portatif, se plaint du mauvais fonctionnement en OC et BE. Il vous demande des tuyaux utiles pour régler et recevoir correctement ces 2 gammes, sur antenne télescopique ?

Le mauvais fonctionnement de votre récepteur en bandes OC peut être dû à un alignement incorrect. Il faudrait revoir celui-ci à l'aide d'une hétérodyne, en particulier pour les transformateurs MF et pour les noyaux OC du bloc que vous devez régler en gamme BE sur 6,1 mHz.

Il est également possible que la changeuse de fréquence DK92 oscille difficilement sur ces fréquences élevées.

Nous vous conseillons donc si vous en avez la possibilité d'essayer une autre DK29.

P. N..., à Sierre (Suisse).

Voudrait les schémas et plans d'une sonde à ultra-sons pour mesurer la profondeur des lacs, rivières, etc.

La construction d'un tel appareil n'est pas à la portée d'un amateur.

En effet, si le principe est simple puisqu'il s'agit d'émettre une onde ultra-sonore, de capter son écho à l'aide d'un récepteur et de chiffrer le temps qui sépare l'impulsion émise et celle reçue qui est proportionnelle à la distance entre l'émetteur et l'obstacle, la difficulté réside dans l'établissement du dispositif indicateur de distance.

Il faut en effet, utiliser un oscilloscope doté d'une base de temps très précise.

G. A..., à Toulon.

Désire savoir quel est le mode de fonctionnement d'un oscillateur appelé « oscillateur série Zutler », quel est le rôle de la deuxième lampe, et comment se peut-il que ce montage oscille sinusoidalement ?

Ce montage est un oscillateur à double couplage, analogue à un multivibrateur, mais stabilisé par un circuit accordé et un quartz. La réaction a lieu par le quartz.

Un tel montage oscille à peu près sinusoidalement grâce à la présence du circuit accordé, mais cela n'est exact que pour des oscillations de faible amplitude.

Cette amplitude dépend d'ailleurs de l'accord du circuit. Il est à noter que les oscillations ne se produisent pas sur l'accord exact, mais sur une plage qui précède cet accord. Pour l'accord exact, un « trou » se produit.

Il faut naturellement que le circuit puisse être accordé sur 100 kc/s (soit 1 = 3.000 mètres).

R. A..., à Itteville.

A effectué le montage du Patty 59 se plaint d'un ronflement assez gênant dès qu'il pousse le potentiomètre à fond. Le fait d'inverser la prise de courant diminue assez sensiblement ce ronflement.

De plus, il voudrait savoir s'il est normal qu'au moment de la mise en marche les filaments de la UY92 et de la UCH81 rougissent violemment.

Sur votre poste, vérifiez si le boîtier du potentiomètre est bien relié à la masse et, surtout, si les points de masse sont bien soudés.

Il est possible également que ce ronflement soit dû à un mauvais isolement dans une lampe. Nous vous conseillons donc de les faire vérifier.

Il est normal qu'à la mise en marche les filaments des lampes rougissent brusquement ; cela tient au fait qu'ils ont une résistance beaucoup plus faible à froid qu'à chaud, de sorte que le courant au moment de la fermeture de l'interrupteur est plus important que pendant le fonctionnement normal.

Il n'y a pas lieu de vous inquiéter de cet état de chose.

P. M..., à Lunéville.

Possesseur d'un téléviseur 441 lignes voudrait le transformer en oscilloscope, ou en 819 lignes :

En pratique, il n'est pas possible de transformer un téléviseur en oscilloscope, car le téléviseur est équipé d'un tube à déviation électromagnétique alors que pour un oscilloscope il faut un tube à déviation électrostatique.

La transformation d'un poste 441 lignes en récepteur 819 lignes n'est également pas possible, car elle nécessite le remplacement pratiquement complet du matériel et il est donc préférable de réaliser directement un poste neuf prévu pour le nouveau standard.

SOMMAIRE

DU N° 144 OCTOBRE 1959

Stéréophonie avec un seul émetteur...	23
Electrophone stéréophonique : ECC83, ECL82 (2), EZ80.....	26
Télévision à U.H.F.....	31
Cellules photo-électriques.....	34
Récepteur AM-FM, ECH81, EF85, EABC80, EL84, EZ80.....	38
Oscilloscope en radio.....	45
L'amateur et les surplus.....	48
Poste portatif à 6 transistors avec prise antenne auto.....	51
Parlons électronique : de la charge d'espace aux tubes à gaz.....	55
Pratique de la modulation de fréquence : l'Emission.....	60
Emetteur à transistor.....	64

L. H..., à Bourbon-l'Archambault.

Se plaint du mauvais fonctionnement de son récepteur détectrice à réaction, et désire savoir la cause.

Il est normal qu'un récepteur détectrice à réaction ne vous donne pas d'excellents résultats sur cadre ; pour un tel appareil, il faut nécessairement une antenne et une prise de terre.

Dans ces conditions, vous devez pouvoir faire du haut-parleur sur les postes locaux.

R. B..., à Saint-André.

Voudrait le plan d'un poste à une lampe (A409) fonctionnant sur piles 22 V et 4,5 V, ainsi que celui avec une 12A7 sur secteur.

Une tension plaque de 22 V pour une A409 est trop faible et ne donnera pas de bons résultats. Il faut, au minimum, 67 V.

M. C..., à Champigny.

Serait intéressé par les conditions de réception télévision dans la région de Perpignan (Céret, à 30 km au sud).

Cette région n'est toujours pas très favorisée. Il nous est difficile de vous fournir des renseignements très précis car les conditions peuvent être totalement très variables.

Les stations possibles sont : Marseille, Toulon ou Pic du Midi.

M..., à Noisy-le-Sec.

Possédant un poste de télé voudrait le faire fonctionner sur l'émetteur de Bourges, et demande les modifications à y apporter :

Votre appareil n'est pas prévu avec un rotacteur. Il faudrait changer :

- a) Circuit d'entrée ECC81 ;
- b) — HF ECC81 ;
- c) — oscillatrice ECC81.

L'antenne devra être prévue pour le canal 9. Cette transformation ne peut être faite que par une personne très compétente, munie des appareils nécessaires. Elle risque d'entraîner des frais excessifs pour un appareil d'un modèle déjà ancien.

RADIO-SOURCE

étant en voie de transférer ses magasins, communiquera sa nouvelle adresse à son aimable clientèle aussitôt que possible.

Pour tous renseignements, écrire à l'adresse actuelle : 82, AVENUE PARMENTIER, PARIS-XI^e



PUBLICITÉ :

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

Le précédent n° a été tiré à 42.052 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaïre, Sceaux

BON DE RÉPONSE *Radio-Plans*

STÉRÉOPHONIE AVEC UN SEUL ÉMETTEUR

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

La saison prochaine sera probablement celle de la « stéréophonie » grâce à nos deux oreilles nous permettant la perception « binaurale », nous sommes capables de localiser l'emplacement d'une source sonore. C'est ainsi que nous avons la nette sensation de l'espace occupé par un orchestre.

Nous pouvons situer les différents instruments en assignant à chacun d'eux une direction et une distance.

Mais l'écoute « monophonique », c'est-à-dire

avec un seul microphone, une seule chaîne de transmission, un seul récepteur et un seul haut-parleur anéantit cette sensation.

La transmission « stéréophonique » permet de le reconstituer sous sa forme la plus simple, elle mobilise deux émetteurs différents. N'est-il pas possible de transmettre les deux informations nécessaires « au moyen d'un seul émetteur ? »

L'auteur de l'article ci-dessous répond à cette question.

Quelques rappels.

La question de la stéréophonie a déjà fait ici même l'objet d'un exposé. Nous nous bornerons par conséquent à rappeler les faits essentiels.

Quand nous écoutons une reproduction musicale au moyen d'un haut-parleur, nous ne pouvons absolument pas éprouver la même sensation que dans la salle de concert. La principale raison c'est que notre écoute est *monaurale*. C'est exactement comme si nous avions écouté le concert avec une seule de nos oreilles.

On dit encore qu'on éprouve la sensation de *trou dans le mur*. Tout se passe, en effet, comme si les sons parvenaient à nos oreilles à travers une petite ouverture pratiquée à travers le mur de la salle de concert...

Ainsi la satisfaction du mélomane serait-elle toujours incomplète quand il s'agira de musique reproduite quelle que soit la qualité de la reproduction. Il y manquera la perception de *l'espace sonore*. De la même manière, et pour des raisons tout à fait comparables, une photographie ne peut donner la sensation complète de la troisième dimension.

Notez qu'il ne servirait absolument à rien de placer plusieurs haut-parleurs alimentés par un même amplificateur..

Il faut deux voies.

Pour reconstituer d'une manière fort améliorée la sensation sonore éprouvée dans la salle de concert, pour faire disparaître l'impression désagréable de « trou dans le mur », il faut réaliser la combinaison que symbolise la figure 19. Dans la salle de concert nous placerons deux microphones Md et Mg, séparés par un obstacle T qui figurera la tête du sujet et dont l'influence acoustique n'est pas négligeable.

Le courant microphonique fourni par Md sera transmis à l'écouteur téléphonique Ed, placé sur notre oreille droite. Le courant microphonique recueilli par Mg agira de la même façon, grâce à la ligne G, sur notre oreille gauche.

Tel est bien le principe d'un système stéréophonique... Mais il ne faut, à ce sujet, se faire aucune illusion. Nous avons eu soin d'écrire au début de ce paragraphe que le système donnera une reproduction *améliorée*. Nous n'avons pas écrit qu'il donnerait une reproduction *parfaite*. Et il en sera effectivement ainsi, même si les microphones et les écouteurs ou haut-parleurs sont idéalement parfaits.

Le système nous donnera encore parfois une curieuse confusion auditive. Il nous

sera, par exemple, impossible de situer la source sonore en avant ou en arrière de nous dans certains cas. Dans l'écoute normale avec nos deux oreilles nous levons ce doute au moyen de petits mouvements involontaires de la tête. En tournant celle-ci sur son axe vertical nous approchons une oreille de la source tandis que nous en éloignons l'autre... Et c'est suffisant pour nous permettre de localiser immédiatement la source sonore en avant ou en arrière de nous. Le système de la figure 1 est donc encore imparfait. *C'est peut-être pour cette raison que beaucoup d'auditeurs de bonne foi ne « sentent » pas la stéréophonie...*

Pour beaucoup d'autres cependant, l'amélioration est tout à fait considérable et justifie parfaitement les complications de la technique actuelle.

Il faut tout multiplier par deux...

Le principal inconvénient c'est qu'il faut tout multiplier par deux : deux microphones, ou deux sillons de disque, ou deux pistes de magnétophones ou de film, deux voies de transmissions, deux amplificateurs, deux groupes de haut-parleur, et... aussi, deux fois le prix de l'installation.

C'est d'autant plus désastreux que la stéréophonie ne peut s'accommoder de la médiocrité. L'effet stéréophonique n'atteint sa plénitude qu'à condition de reproduire les fréquences acoustiques moyennes et élevées, ainsi que leurs harmoniques. Les fréquences basses n'interviennent que fort peu. C'est à partir de 800 Hz et jusqu'au-delà de 10.000 que l'effet se manifeste. Il suffit d'avoir quelques notions d'acous-

tique élémentaire pour en comprendre les raisons.

Mais cela condamne la stéréophonie à bon marché. Pour en profiter il faut des équipements de très haute qualité... Il ne peut pas être question d'effectuer des transmissions stéréophoniques en utilisant les stations à modulation d'amplitude dans les gammes d'ondes moyennes. Dans ce cas les fréquences de modulation ne s'étendent pratiquement jamais au-delà de 3.000 ou 4.000 Hz... et les brouillages sont tels qu'ils empêchent toute audition agréable.

C'est du côté de la modulation de fréquence qu'il faut aller. Toutefois la chose pourra être jugée impraticable s'il faut deux émetteurs, deux récepteurs et deux chaînes reproductrices.

Il y a des solutions.

L'inconvénient le plus important c'est la nécessité d'employer deux émetteurs. Car, en effet, deux émetteurs cela signifie aussi deux canaux de transmission et, dans la bande II, comme dans les autres bandes, il ne faut pas gâcher les mégahertz.

Or, justement, notre propos est de montrer que ce gaspillage de mégahertz n'est pas nécessaire. Il existe des moyens éprouvés de transmettre les deux informations stéréophoniques par l'intermédiaire d'un seul et unique émetteur.

De plus — et c'est très important — les auditeurs non munis d'installations radiophoniques peuvent recevoir ces émissions *comme s'il s'agissait d'une transmission normale*. Leur plaisir n'est diminué en rien.

Pour les autres, il suffit d'ajouter un « adaptateur » au récepteur normal et de prévoir, cela va sans dire, une seconde chaîne reproductrice. L'adaptateur est beaucoup moins compliqué qu'un second récepteur. Il comporte, suivant les systèmes, de 4 à 5 tubes.

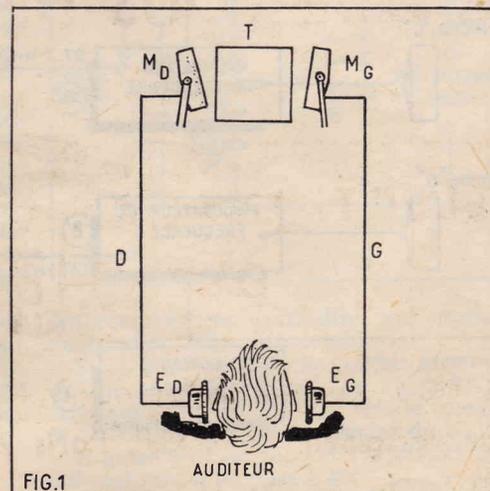
On peut donc représenter schématiquement le système comme nous l'avons fait sur la figure 2. Toute la partie supérieure encadrée en pointillé constitue une installation ordinaire, normale pour la réception des émissions à modulation de fréquence.

La partie inférieure c'est le supplément qu'il faut installer si l'on veut profiter des avantages de la stéréophonie.

On peut donc dire que le système est *compatible*.

Le système « Halstead ».

Nous avons eu l'occasion de rencontrer l'ingénieur américain W. S. Halstead,



radio
radar
télévision
électronique
métiers d'avenir
JEUNES GENS

qui aspirez à une vie indépendante, attrayante et rémunératrice, choisissez une des carrières offertes par

LA RADIO ET L'ÉLECTRONIQUE

Préparez-les avec le maximum de chances de succès en suivant à votre choix et selon les heures dont vous disposez

**NOS COURS DU JOUR
NOS COURS DU SOIR
NOS COURS SPÉCIAUX
PAR CORRESPONDANCE**

avec notre méthode unique en France
**DE TRAVAUX PRATIQUES
CHEZ SOI**

**PREMIÈRE ÉCOLE
DE FRANCE**

**PAR SON ANCIENNETÉ
(fondée en 1919)**

**PAR SON ELITE
DE PROFESSEURS
PAR LE NOMBRE
DE SES ÉLÈVES**

PAR SES RÉSULTATS
Depuis 1919 71% des élèves
reçus aux
EXAMENS OFFICIELS
sortent de notre école

(Résultats contrôlables
au Ministère des P.T.T.)

N'HÉSITÉS PAS, aucune école n'est comparable à la notre.

DEMANDEZ LE «GUIDE DES
CARRIÈRES» N° 19
ADRESSÉ GRATUITEMENT
SUR SIMPLE DEMANDE



ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.
et d'électronique
★ 12, RUE DE LA LUNE
PARIS (2^e) - Tél. CENTral 78-87

COLLECTEUR D ONDES FM

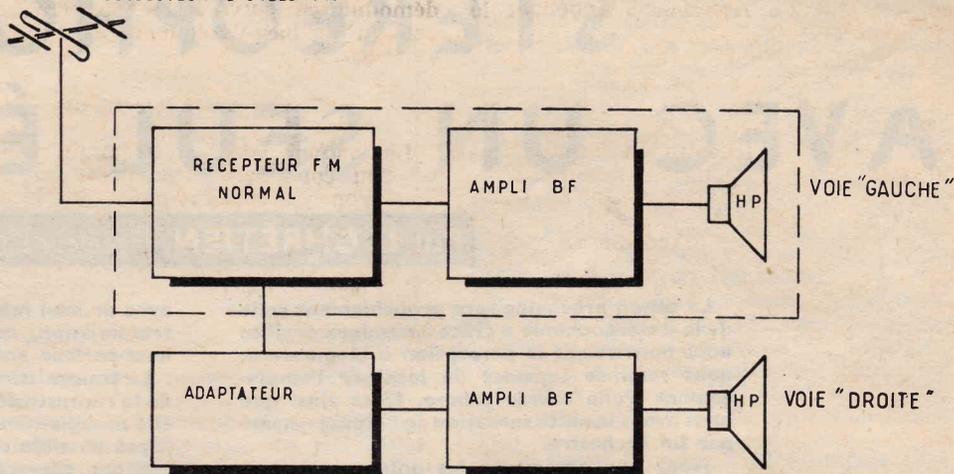


FIG. 2

venu en Europe pour proposer l'adoption de son système de transmission « multiplex » permettant précisément d'obtenir le résultat étonnant indiqué sur notre figure 2. Les renseignements que nous publions sont pratiquement inédits en France et ont été obtenus au cours de l'entretien direct que nous avons eu avec l'ingénieur américain. Celui-ci a répondu de bonne grâce à toutes les questions que nous lui avons posées.

Précisons d'abord pour nos lecteurs qu'une transmission est dite *multiplex* quand elle permet de transmettre simultanément plusieurs informations. Ainsi, par exemple, on fait du « multiplex » sur un câble hertzien qui transmet plus de cent conversations téléphoniques à la fois et, en même temps, de la téléphotographie, des images de télévision, etc...

La disposition synoptique de la figure 3 permet de comprendre le principe général du système « stéréopliex » de l'ingénieur américain.

On trouve d'abord les éléments A et B qui constituent un émetteur normal à modulation de fréquence et qui transmet la voie « gauche », c'est-à-dire les informations captées par un des microphones. L'effet de cette modulation de fréquence est de faire varier cette fréquence en plus et en moins, on obtient donc finalement $97,3 \pm G$.

Les informations captées par le second microphone D servent à moduler une onde porteuse auxiliaire. Celle-ci est choisie de fréquence très basse, à peine supérieure à la

limite des fréquences acoustiques : 41 kHz par exemple (nous écrivons bien : *kilo* et non pas *méga*). En passant dans un modulateur nous obtenons le résultat $41 \text{ kHz} \pm D$ — qui constitue la « voie droite ».

Enfin les deux composantes sont introduites dans un second modulateur de fréquence et l'on obtient alors le résultat symbolique :

$97,3 \text{ MHz} \pm G \pm (41 \text{ kHz} \pm D)$
que l'on transmet à l'antenne d'émission et qui est par conséquent rayonné dans l'espace.

Largeur de bande.

On peut alors se poser une question. Que va devenir la largeur de bande de l'onde très complexe ainsi obtenue. Nous avons montré dans de précédents articles qu'en modulation de fréquence normale, cette largeur était de l'ordre de 185 à 200 kHz. Ne va-t-elle pas, dans le cas présent, devenir énorme et couvrir une bande inacceptable ?

Pas du tout. Nous prions nos lecteurs de se reporter aux articles déjà cités. L'indice de modulation (que l'on peut, sous certaines réserves comparer à la profondeur de modulation), diminue quand la fréquence augmente. Il en résulte que la largeur de bande ne s'accroît pas sensiblement.

C'est d'ailleurs pour cette raison qu'on introduit dans l'émetteur un circuit d'accen-

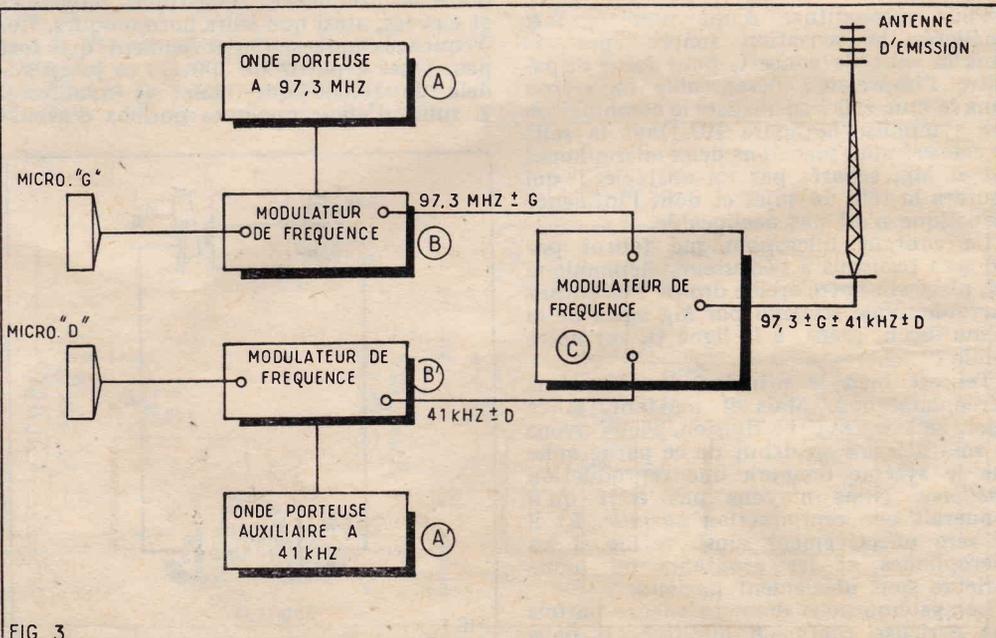


FIG. 3

tuation des fréquences aiguës ce qui permet d'utiliser au mieux la puissance de l'émetteur (ce que les Américains appellent le « pré-emphasis »).

Du côté de la réception.

Pour rétablir l'équilibre entre les différentes fréquences acoustiques, il faut naturellement faire l'opération inverse à la réception. Si l'on pré-accentue à l'émission, il faut dé-accentuer à la réception.

Cette opération est effectuée au moyen d'un filtre *passé-bas* très simple constitué par l'association d'un condensateur et d'une résistance, disposé entre l'étage démodulateur et l'entrée de l'amplificateur de basse fréquence (fig. 4). Tous les récepteurs de modulation de fréquence comportent ce dispositif correcteur.

Or, si l'on jette un coup d'œil sur la figure 3, on voit que les informations contenues dans la seconde voie, transportées par l'intermédiaire de l'onde porteuse auxiliaire, correspondent à des fréquences *ultra-aiguës*, situées au-dessus des limites de l'audibilité. Il en résulte que le circuit de désaccentuation d'un récepteur normal les élimine complètement.

Réception stéréophonique.

Si l'on veut utiliser la seconde information il faut faire apparaître les composantes de modulation. Pour cela, il faut utiliser un

second démodulateur placé avant le filtre de désaccentuation.

Ce que donne le système.

Le système Halstead apparaît peut-être un peu compliqué, mais c'est surtout à l'émission que cette complication apparaît. Il est parfaitement compatible. Sans aucune modification, un récepteur FM normal permet d'écouter la *voie gauche*.

L'adaptateur comporte tout simplement 4 tubes électroniques et est très simple. La séparation des deux voies est parfaite, on pourrait craindre qu'il y ait, en effet, *intermodulation*, c'est-à-dire, en somme, mélange des modulations. Il n'en est rien. Les expériences auxquelles nous avons assisté sont absolument probantes. On peut d'ailleurs transmettre deux émissions différentes dans les deux canaux sans qu'il y ait aucun mélange perceptible. Tout ce qu'on peut observer, c'est une très légère augmentation du bruit de fond quand les conditions de réception sont difficiles.

Pour ceux qui veulent des précisions, donnons maintenant quelques chiffres.

L'onde porteuse principale est modulée normalement par toutes les fréquences acoustiques comprises entre 30 et 15.000 Hz à 1 dB.

La même étendue de fréquence est imprimée sur l'onde porteuse auxiliaire, mais avec un taux de modulation qui ne dépasse pas 15 % et ceci, précisément, dans le but

d'éviter les phénomènes de diaphonie ou d'intermodulation.

Le rapport signal-bruit est de 65 dB dans le canal principal et de 55 dB au moins dans le canal auxiliaire. La diaphonie ou intermodulation est de 65 dB dans le canal principal et de 50 dB dans le canal auxiliaire.

Il faut remarquer d'ailleurs qu'elle apparaît comme une augmentation du bruit de fond et non pas comme un mélange d'informations.

Troisième canal.

Le système prévoit d'ailleurs l'utilisation d'un troisième canal obtenu par l'intermédiaire d'une seconde onde porteuse auxiliaire placée, par exemple sur 61 kHz. Ainsi le même émetteur peut transmettre simultanément en stéréophonie en même temps qu'un second programme totalement différent (informations, fond sonore, etc...).

« Système Crosby » ou système à matrice.

Dans un système stéréophonique, les deux microphones sont naturellement placés à une certaine distance l'un de l'autre. Théoriquement ces deux microphones devraient occuper (voir fig. 1) les emplacements correspondant à la position des oreilles d'un individu normal. Pratiquement, pour rendre l'effet plus net on augmente l'écartement des deux microphones. Le résultat c'est que les informations recueillies par chacun des deux microphones sont très différentes. L'un d'eux peut, par

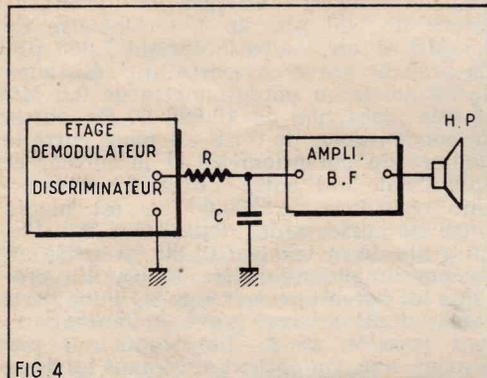


FIG 4

second démodulateur placé avant le filtre de désaccentuation.

La disposition générale sera par conséquent représentée symboliquement par la figure 5. Entre le premier démodulateur et le circuit de désaccentuation nous disposerons un filtre « passe-haut » prévu pour ne livrer chemin qu'aux composantes supérieures à 15.000 Hz, c'est-à-dire, à celles qui contiennent toutes les informa-

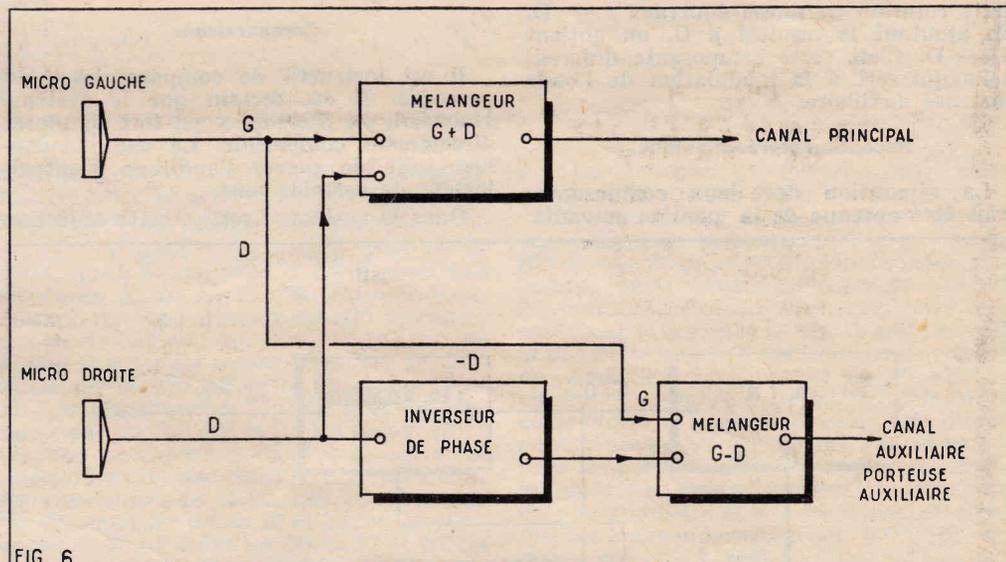


FIG. 6

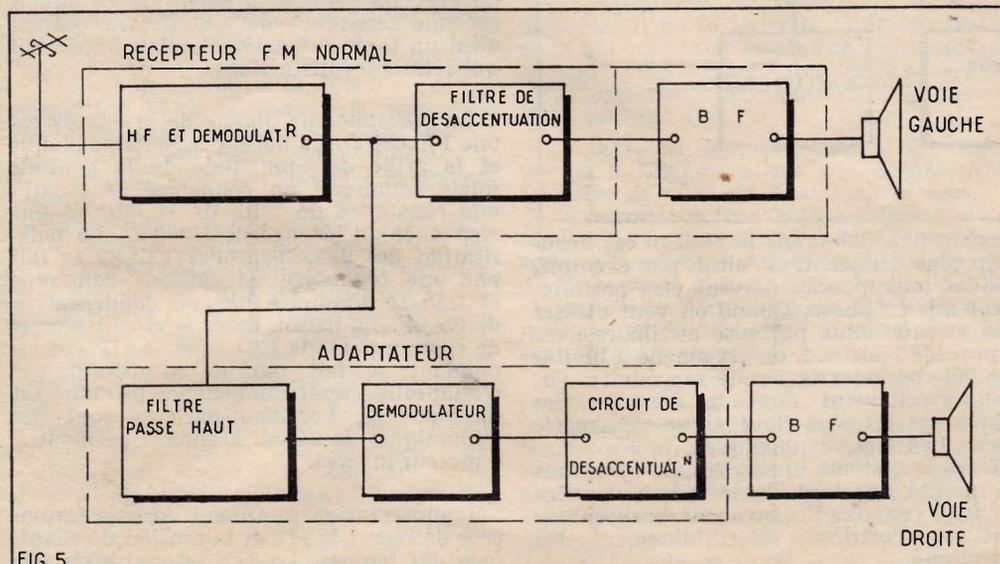


FIG. 5

exemple, ne pas entendre du tout la petite flûte... alors que l'autre ignore le violon... Il en résulte que l'auditeur n'utilisant pas une reproduction stéréophonique ne pourra obtenir qu'une audition tronquée et, en conséquence, une satisfaction incomplète.

Les systèmes multiplex utilisant le principe des matrices électroniques permettent de tourner cet inconvénient.

C'est ainsi, par exemple, que le système Crosby correspond à la disposition de la figure 6.

Les microphones donnent respectivement les composantes gauches et droite, c'est-à-dire G et D.

Ces deux composantes sont superposées dans un circuit mélangeur, ce qui donne G-D. Cette composante correspond donc à toutes les informations fournies par les deux microphones. Elle sert à la modulation de l'onde porteuse principale. L'auditeur n'ayant qu'un seul récepteur peut donc recevoir une complète satisfaction.

Dans l'autre canal, on transmet une

(Suite page 26.)

UN ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE

Cet ensemble stéréophonique offre l'avantage d'être monté dans une mallette et ainsi d'être facilement transportable. Sa conception est aussi simple que possible, de telle sorte que sa réalisation ne présente aucune difficulté. Cette simplicité entraîne également un prix de revient très raisonnable.

Un amplificateur stéréophonique est formé de deux chaînes identiques actionnant chacune

un haut-parleur. Les enregistrements stéréophoniques étant doubles, la platine est équipée d'une tête de lecture spéciale reproduisant séparément les deux parties de l'enregistrement.

Chaque partie est appliquée à l'entrée d'une des chaînes et l'ensemble de la restitution sonore par les HP procure la sensation de relief sonore recherchée.

Le schéma (fig. 1).

Sur notre appareil le premier étage de chacune des deux chaînes est équipé par une des triodes d'une ECC83. Pour chacune d'elles la grille de commande et la section correspondante de la tête de lecture se fait par un potentiomètre de 0,5 MΩ en série avec une résistance de 470.000 Ω. Le curseur du potentiomètre attaque la grille à travers un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 10 MΩ. Chaque

potentiomètre sert à régler la puissance de sortie qui en principe doit être rigoureusement identique pour les deux chaînes (balance). En fait, il est parfois nécessaire de donner une certaine prépondérance à l'une des chaînes de manière à corriger l'acoustique de la salle d'audition. Dans tous les cas l'action sur les potentiomètres de volume permet d'obtenir le réglage idéal.

La cathode de ces triodes est à la masse, la polarisation est fournie par la résistance

de fuite de 10 MΩ. Pour chaque triode la résistance de charge plaque fait 270.000 Ω.

Pour les deux chaînes la seconde et dernière lampe est une ECL82 (triode petite). La section triode équipe un second étage amplificateur en tension et la section pentode l'étage final. Etant donné que les mêmes éléments se retrouvent dans les deux chaînes nous ne décrirons que l'une d'elles. Il sera facile en consultant le schéma de se rendre compte de la similitude intégrale.

STÉRÉOPHONIE AVEC UN SEUL ÉMETTEUR

(Suite de la page 25.)

composante différentielle. Il suffit pour cela d'inverser la phase de la composante D. Cette rotation de phase équivaut à - D. En ajoutant le résultat à G, on obtient G - D. C'est cette composante différentielle qui sert à la modulation de l'onde porteuse auxiliaire.

Réception stéréophonique.

La séparation des deux composantes peut être obtenue de la manière suivante.

Les deux informations sont donc parfaitement séparées.

Comparaison.

Il est instructif de comparer les deux procédés. Il est certain que le système Halstead, ou Stereoplex est fort simple et directement compatible. Le seul inconvénient est de priver l'auditeur éventuellement de certains sons.

Dans le système Crosby, cette objection

Le système de liaison entre la plaque triode ECC83 et la grille triode ECL82 comprend un condensateur de 50 nF et un dispositif de dosage séparé pour les graves et les aiguës. Ce dispositif est du type maintenant classique à deux branches. La branche aiguë est constituée par un condensateur de 500 pF, un potentiomètre de 0,5 MΩ et un condensateur de 1.000 pF. La branche grave comporte une résistance de 82.000 Ω un potentiomètre de 0,5 MΩ et une résistance de 10.000 Ω. En outre, un condensateur de 2 nF est placé entre le sommet du potentiomètre et le curseur et un autre de 5 nF entre la base et le curseur. Une résistance de 100.000 Ω est placée entre les curseurs des deux potentiomètres. La grille de la triode ECL82 est reliée au curseur du potentiomètre aiguës. En pratique les potentiomètres aiguës, d'une part, et les potentiomètres « graves », d'autre part, sont jumelés, c'est-à-dire commandés par le même axe. On obtient ainsi dans les deux chaînes un dosage identique pour chaque partie du registre sonore. C'est là une condition indispensable à réaliser sur un amplificateur stéréophonique.

La triode ECL82 est polarisée par une résistance de cathode de 2.000 Ω découplée par 25 μF. Entre la base de cet ensemble et la masse est placée une résistance de 47 Ω qui fait partie d'un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de HP. La seconde branche de ce circuit est une résistance de 100 Ω. On obtient ainsi un taux de contre-réaction important qui réduit les distorsions.

La résistance de plaque de la BCL82 est une 100.000 Ω. La liaison entre cette plaque et la grille de commande de la pentode finale comprend un condensateur 20 nF, une résistance de fuite de 10 MΩ et une résistance de blocage de 1.000 Ω. La polarisation des deux pentodes ECL82 se fait par une résistance de cathode commune de 220 Ω découplée par un condensateur de 25 μF. La liaison entre le circuit plaque de chaque pentode ECL82 et le HP correspondant se fait par un transformateur d'adaptation dont l'impédance primaire est de 5.600 Ω. Les haut-parleurs sont des dynamiques de 21 cm à aimant permanent à moteur inversé.

L'alimentation comprend un transformateur délivrant la HT et la tension de chauffage des lampes. La HT est redressée par

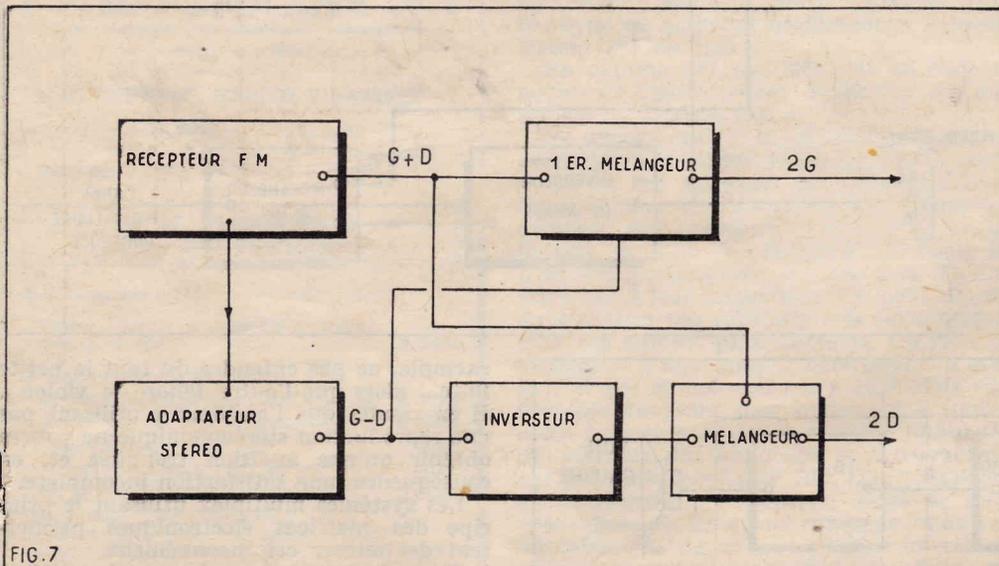


FIG. 7

Après passage dans l'adaptateur stéréophonique, on obtient, à la sortie, la composante différentielle G-D (fig. 7).

En superposant dans un mélangeur la composante additive et la composante soustractive, on obtient :

$$(G + D) + (G - D) = \alpha 2G$$

D'autre part, en inversant la phase de la composante différentielle on obtient (D-G) — et en ajoutant cette nouvelle donnée à la composante additive on obtient :

$$(G + D) + (D - G) = \alpha 2D$$

n'existe pas. Toutefois le réglage est beaucoup plus délicat. C'est ainsi, par exemple, que les microphones doivent être parfaitement mis en phase. Quand on veut utiliser une seconde onde porteuse auxiliaire avec le procédé Halstead, on est amené à limiter à 8.000 périodes la bande reproduite. Or, c'est précisément dans le domaine des fréquences les plus élevées que s'exerce le mieux l'effet stéréophonique...

Dans le système Crosby les modifications de qualité affectent de la même manière les deux canaux. En revanche le récepteur avec ses « matrices » est certainement plus compliqué.

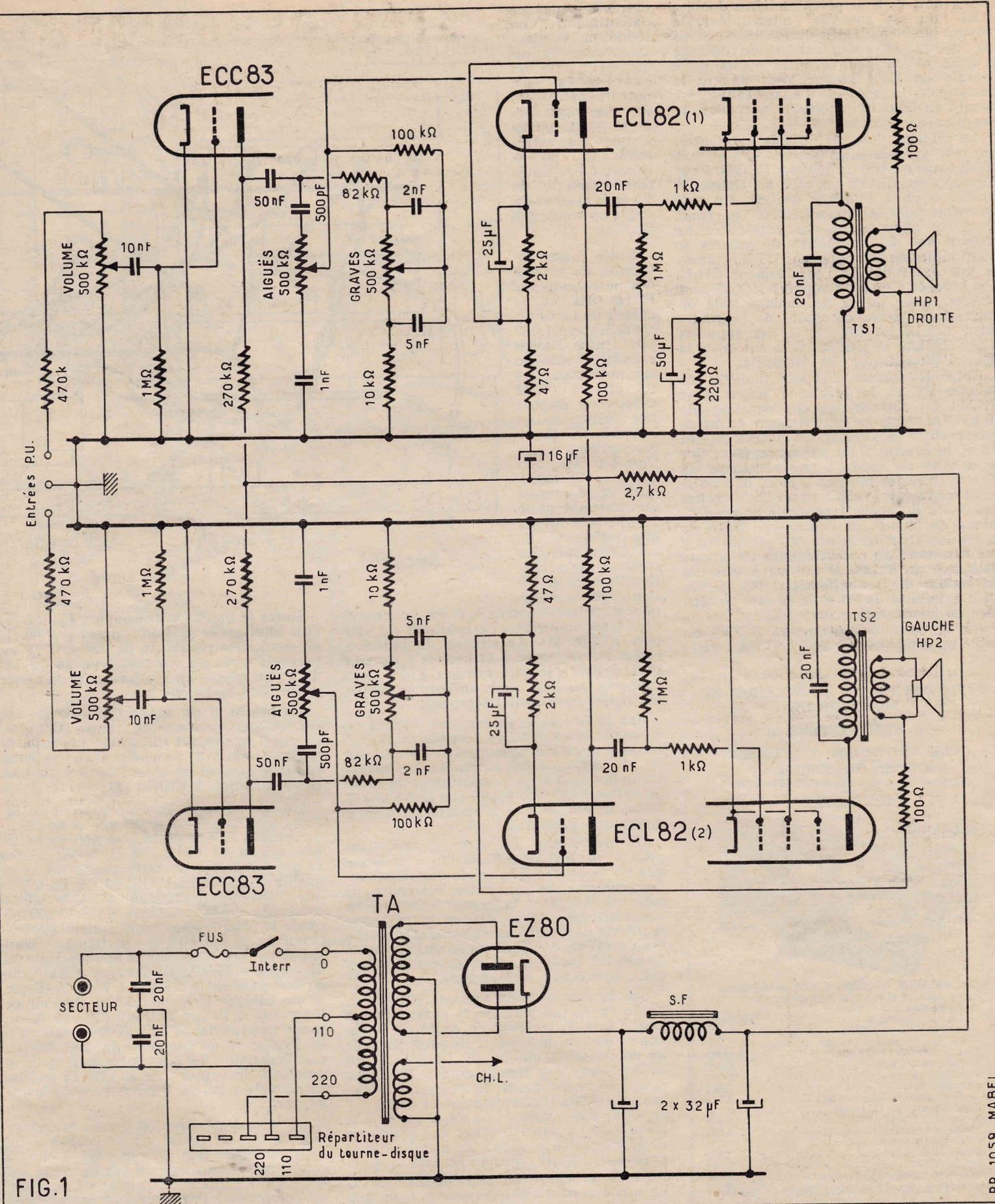


FIG. 1

une valve EZ80 et filtrée par une cellule formée d'une self à fer et deux condensateurs électrochimiques de 32 µF. Une cellule supplémentaire constituée par une résistance de 2.700 Ω et un condensateur de 16 µF est placée dans la ligne HT relative aux étages amplificateur de tension (ECC83

et triodes ECL82). La EZ80 est chauffée par le même secondaire que les autres lampes.
L'appareil étant prévu pour fonctionner sur des secteurs alternatifs de 110 ou 220 V, l'adaptation du primaire du transfo d'alimentation à l'une ou l'autre

de ces tensions se fait par le répartiteur situé sur la platine tourne-disque.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Sur le petit châssis on fixe les supports de lampes, la plaquette du fusible; sur la



de avant, les trois potentiomètres doubles ont l'un est doté de l'interrupteur, le voyant lumineux. Sur le dessus de ce châssis on monte le condensateur de filtrage $2 \times 32 \mu\text{F}$, la self de filtre et les deux supports de HP. Comme vous pouvez le constater le transfo d'alimentation est monté en bout de ce châssis par deux des tiges de fixation.

Le câblage n'est pas difficile à exécuter. On relie au châssis les broches 3, 8 et 9 et le blindage central du support ECC83. Pour les supports ECL82 on relie au châssis la broche 5 et le blindage central. On agit de même pour le support EZ80. On réunit aussi au châssis une des extrémités de chacun des potentiomètres de volume le point milieu de l'enroulement HT du transfo une extrémité de l'enroulement CH.L. Les broches 4 et 5 du support ECC83 sont unies. Avec du fil de câblage isolé on connecte : l'autre extrémité de l'enroulement CH.L., les broches 4 des supports EZ80, ECL82 et ECC83. Cela constitue la ligne d'alimentation des filaments.

Entre le curseur du potentiomètre de volume P1 et la broche 7 du support ECC83 on dispose un condensateur de 20 nF . On soude un condensateur de même valeur entre le curseur du potentiomètre et la broche 2 du même support. Sur le dernier on soude : une résistance de $10 \text{ M}\Omega$ entre les broches 7 et 9, une résistance de même valeur entre les broches 7 et 9. Sur la broche 1 on soude un condensateur de 50 nF . A l'autre extrémité de ce condensateur on soude 50 pF qui va à l'autre extrémité du potentiomètre P4 et une résistance de 82.000Ω qui va à une des extrémités du potentiomètre P6. Entre l'autre extrémité de P6 et le curseur on dispose un condensateur de 2 nF .

Sur la cosse 6 du support ECC83 on soude un condensateur de 50 nF . A l'autre

extrémité de ce potentiomètre on soude un condensateur de 500 pF qui va à une des extrémités du potentiomètre P3 et une résistance de 82.000Ω qui va à une des extrémités du potentiomètre P5. Entre cette extrémité de P5 et le curseur on soude un condensateur de 2 nF .

Entre l'autre extrémité de chacun des potentiomètres P3 et P4 et le châssis on soude un condensateur 1.000 pF . Entre l'autre extrémité de chacun des potentiomètres P5 et P6 et le châssis on dispose une résistance de 10.000Ω . Pour chacun de ces potentiomètres on place entre cette extrémité et le curseur un condensateur de 5 nF . On soude une résistance de 100.000Ω entre les curseurs des potentiomètres P3 et P5 et on agit de même pour les potentiomètres P4 et P6. Le curseur de P4 est connecté à la broche 1 du support ECL82 (1). Le curseur du potentiomètre P3 est réuni à la broche 1 du support ECL82 (2). Les broches 2 des deux supports ECL82 sont reliées ensemble. On réunit également les broches 7.

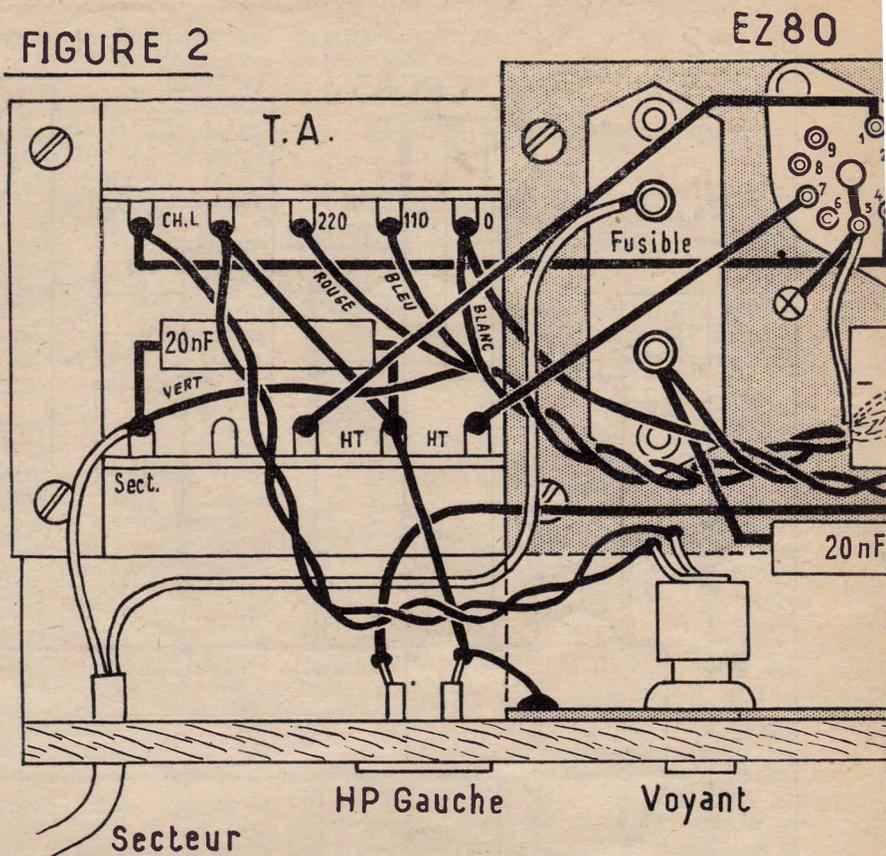
Sur la broche 3 du support ECL82 (1) on soude une résistance de 1.000Ω . A l'autre extrémité de cette résistance on soude une $10 \text{ M}\Omega$ dont l'autre extrémité est soudée sur la broche 5 et un condensateur de 20 nF dont l'autre fil est soudé sur la broche 9. Entre la broche 6 et le châssis on dispose un condensateur de 20 nF .

On renouvelle les mêmes opérations pour le support de ECL82 (2), c'est-à-dire que sur la broche 3 on soude une résistance de 1.000Ω . Entre l'autre extrémité de cette résistance et la broche 5 on dispose une résistance de $10 \text{ M}\Omega$ et entre cette extrémité de la résistance 1.000Ω et la broche 9 du support, on soude un condensateur de 20 nF . On soude un condensateur de 20 nF entre la broche 6 et le châssis.

Sur la broche 8 du support ECL82 on soude un fil qui traverse le châssis par le trou T1. A l'autre extrémité de ce fil on soude une résistance de 2.000Ω en parallèle avec un condensateur de $25 \mu\text{F}$. Le pôle + du condensateur doit être du côté de la broche 8. A l'autre extrémité de l'ensemble résistance de 1.000Ω et condensateur de $25 \mu\text{F}$ on soude une résistance de 100Ω qui va à la cosse S du transfo HP (1) et une résistance de 47Ω qui va à la cosse S' du même transfo. Cette cosse S' est reliée au châssis.

Sur la broche 8 du support ECL82 (2) on soude aussi un fil qui traverse le châssis par le trou T2. A l'autre extrémité de ce fil on soude une résistance de 2.000Ω en parallèle avec un condensateur de $25 \mu\text{F}$. On respecte là encore la polarité du condensateur. A l'autre extrémité de cet ensemble on soude une résistance de 100Ω qui va à la cosse S du transfo HF (2) et une de 47Ω qui va à la cosse S'. Cette cosse S' doit aussi être reliée au châssis.

FIGURE 2



Entre la broche 2 du support ECL82 (2) et le blindage central du support ECL82 (1) on soude une résistance de 220Ω 1 W en parallèle avec un condensateur de $50 \mu\text{F}$ 25 V . Le pôle + du condensateur doit être dirigé vers la broche 2.

La broche 6 du support ECL82 (1) est connectée à la cosse P' du transfo HP1 et la broche 6 du support ECL82 (2) à la cosse P' du transfo HP (2) les cosse P de ces deux transfos sont reliées ensemble et à la broche 7 du support ECL82 (2).

Un des pôles + du condensateur de filtrage $2 \times 32 \mu\text{F}$ est soudé sur la broche 7 du support ECL82 (2). Sur ce pôle on soude une résistance de 2.700Ω 1 W . Entre l'autre extrémité de cette résistance et la broche 9 du support ECL82 (2) on place une résistance de 100.000Ω . A la même extrémité de la résistance de 2.700Ω on soude le pôle + d'un condensateur électrochimique $16 \mu\text{F}$ 500 V « cartouche » dont le pôle - est soudé sur le blindage central du support EZ80. Toujours à l'autre extrémité de la résistance de 2.700Ω 1 W on soude un fil de câblage isolé de 12 cm environ de longueur. A l'autre extrémité de ce fil on soude une résistance de 100.000Ω qui va à la broche 9 du support de ECL82 (1), une résistance de 270.000Ω qui va à la broche 1 du support de ECC83 et une de même valeur qui va à la broche 6 du même support.

Le second pôle positif du condensateur $2 \times 32 \mu\text{F}$ est soudé sur la broche 3 du support EZ80. Sur chaque pôle + de ce condensateur on soude un des fils de la self de filtre. La broche 1 du support de EZ80 est connectée à une extrémité de l'enroulement HT du transfo d'alimentation et la broche 7 à l'autre extrémité du même enroulement. Le voyant lumineux est connecté par une torsade de fils de câblage à l'enroulement CH.L. Un côté de l'interrupteur est relié à une broche de la plaquette fusible et l'autre à la cosse O du transfo d'alimentation. Les fils de cette liaison doivent être torsadés ensemble.

DEVIS DES PIÈCES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

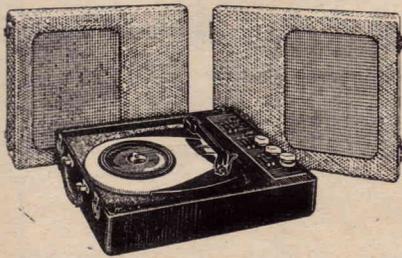
« STÉROTONE »

ELECTROPHONE 4 VITESSES

« STÉRÉOPHONIQUE »

permettant l'écoute « Stéréo » ou « Monaurale »

Description ci-contre :



L'ENSEMBLE CONSTRUCTEUR comprenant :

- La valise, 2 couvercles dégonflables. 20.900
- Le châssis aux côtes.
- Le porte-boutons.
- La PLATINE 4 VITESSES « SRÉRO ».
- Le jeu de potentiomètres spéciaux. 1.570
- Transfo spécial 75 mA. 590
- Transfo de modulation. 630
- Self de filtrage. 31
- Ampoule 6,03 V. 320
- Condensateur $2 \times 32 \text{ MF} - 350 \text{ V}$. 270
- Condensateur 1×16 carton. 120
- Supports « Noval ». 145
- Blindage avec embase. 55
- Porte-fusible avec fusible. 170
- Prises H.P. 3 broches avec bouchons. 1.300
- Jeu de résistances et condensateurs. 500
- Divers, décollage et accessoires. 26.601

TOUTES LES PIÈCES DÉTACHÉES. 26.601

Le jeu de 4 lampes ($2 \times \text{ECL82} - \text{ECC83} - \text{EZ80}$).

Prix. 3.213

Les 2 HAUT-PARLEURS 21 cm HI-FI. 4.800

ABSOLU. COMPLET, en pièces dét. 34.614

CABLÉ-RÉGLÉ. EN ORDRE DE MARCHÉ 39.900

mbel 35, rue d'Alsace PARIS-X^e
Tél. : NOR 88-25
C. C. P. 3248-25 PARIS
RADIO-TÉLÉVISION

TÉLÉVISION A UHF

par Gilbert BLAISE

Lampes pour UHF.

Les travaux expérimentaux effectués actuellement dans les laboratoires d'études des principaux fabricants de lampes et chez les bobiniers se poursuivent activement. L'organe principal du bloc UHF est toujours la lampe. On aurait pu utiliser des lampes existantes étrangères comme la 6AF4, 6AN4, 6AJ4, mais les fabricants européens ont voulu faire, au moins aussi bien, en créant eux aussi une lampe pour les UHF.

Celle qu'ils ont réalisée s'est montrée supérieure aux modèles américains en raison d'une étude très poussée et en bénéficiant des enseignements fournis par les travaux antérieurs, car les premières lampes américaines ont été lancées en 1952-1953.

Dans nos précédents articles nous avons donné quelques indications sur les lignes et les bobines classiques. Voici maintenant quelques détails sur les lampes européennes et américaines convenant en UHF. Nous indiquerons les caractéristiques des lampes. Nous donnerons également les schémas typiques d'emploi.

Lampe européenne EC(PC)86.

Sous la dénomination EC(PC)86 on désigne deux lampes : la EC86 dont le filament est chauffé sous 6,3 V et 0,2 A et la PC86 à filament de 3,8 V et 0,3 A.

Toutes les autres caractéristiques de ces deux lampes sont sensiblement les mêmes.

Rappelons que la série "E" comprend des lampes dont le filament est monté en parallèle avec ceux d'autres lampes de 6,3 V et que la série P comprend des lampes de consommation de courant standard (ici 0,3 A) dont les filaments sont montés en série.

Pour l'emploi, dans les meilleures conditions de rendement et de sécurité, de ces lampes, il est indispensable de tenir compte des différentes caractéristiques fournies par les fabricants.

La EC86 (et tout ce qui sera dit pour elle sera valable pour la PC86) peut être employée comme oscillatrice, amplificatrice, modulatrice et changeuse de fréquence unique.

Ses conditions nominales d'emploi sont données par le tableau I ci-après.

TABLEAU I
Conditions nominales d'emploi.

Tension à la plaque $V_a = 175$ V.
Tension à la grille $V_g = -1,5$ V.
Courant plaque $I_a = 12$ mA.
Coefficient d'amplification $\mu = 70$.
Pente $S = 14$ mA/V.
Résistance équivalente de bruit $R_{eq} = 250 \Omega$.

Les valeurs du tableau I permettent d'utiliser la EC86 d'une manière normale n'entraînant pas l'usure prématurée. Pour éviter complètement celle-ci on tiendra également compte des valeurs du tableau II :

TABLEAU II
Valeurs à ne pas dépasser.

Tension à la plaque $V_a = 220$ V max.
Puissance dissipée anodique $P_a = 2,2$ W max.
Courant cathodique $I_k = 20$ mA max.
Tension grille $V_g = -50$ V (max. en valeur absolue).
Résistance de circuit de grille $R_g = 1$ M Ω max.
La tension entre filament et la cathode négative par rapport à celui-ci, V_{kf} , ne doit pas dépasser 50 V efficaces.
Lorsque la cathode est positive par rapport au filament, V_{kf} max. est de 130 V continu + 50 V efficaces pour la PC86 et 100 V max. pour la EC86.
La résistance du circuit monté entre cathode et filament, R_{kf} , est de 20 k Ω au maximum.

D'autres caractéristiques importantes sont les capacités, car d'elles dépendent celles des bobinages ou des circuits accordés réalisables pour une largeur de bande donnée. En général il faut que les capacités des lampes soient aussi petites que possible.

Leurs valeurs sont données ci-dessous.

TABLEAU III
Capacités.

Capacité grille-plaque $C_{ag} = 2$ pF.
Capacité plaque-cathode $C_{ak} = 0,2$ pF.
Capacité grille-cathode $C_{gk} = 3,6$ pF.
Capacité grille-filament $C_{gf} < 0,3$ pF.
Capacité cathode (grille + filament) $C_{x(g+f)} = 6,6$ pF.
Capacité grille (cathode + filament) $C_{g(k+f)} = 3,9$ pF.
Capacité plaque (cathode + filament) $C_{a(k+f)} < 0,3$ pF.

Ces indications sont particulièrement utiles lors du projet de montage d'un amplificateur ou d'un modulateur convertisseur à large bande.

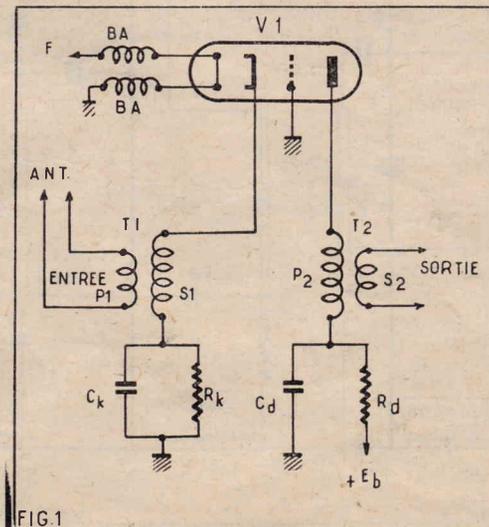


FIG.1

Soit par exemple le cas d'un étage amplificateur UHF avec grille à la masse, entrée à la cathode et sortie à la plaque. Comme la grille est à la masse, il faut considérer comme capacité d'entrée la somme des capacités suivantes : C_{gk} , $C_{g(k+f)}$ qui est égale à $3,6 + 3,9 = 7,5$ pF à laquelle il faut ajouter des capacités parasites diverses ce qui donne 10 pF environ.

À la sortie, entre plaque et masse on aura comme capacités : $C_{ag} = 2$ pF et des capacités parasites, soit 5 pF environ.

On verra plus loin comment on doit connecter le filament dans ce montage. Voici d'ailleurs, au tableau IV, des indications pour les caractéristiques de cette triode comme amplificatrice.

TABLEAU IV
Amplificateur grille à la masse 470 à 800 M/Hz

Tension à la plaque $V_a = 175$ V.
Résistance du circuit cathode $R_k = 125 \Omega$
Courant plaque $I_a = 12$ mA.
Pente $S = 14$ mA/V.

Considérons le schéma de la figure 1 dans lequel on suppose que les circuits sont des bobines classiques.

Si la tension à la plaque doit être de 175 V, on calculera R_a de façon que la chute de tension soit égale à $E_b - 175$ V.

Ainsi, avec $E_b = 225$ V par exemple, la chute de tension est de $225 - 175 = 50$ V et comme le courant plaque est de 12 mA, on a :

$$R_a = \frac{50 \ 000}{12} = 4 \ 166 \ \Omega$$

La puissance dissipée dans R_a est $50 \cdot 12 / 1 \ 000 = 0,6$ W et on montera au R_a une résistance de 1 W.

En ce qui concerne la polarisation, le tableau IV indique $R_k = 125 \Omega$. Le courant qui parcourt R_k est de 12 mA donc $E_k = 125 \cdot 12 / 1 \ 000 = 1,5$ V. Le tableau I indique 1,5 V comme polarisation, valeur que nous venons de trouver par le calcul.

Voyons maintenant quelles valeurs à choisir pour C_k et C_a .

Les réactances de ces condensateurs doivent être au moins cent fois plus petites que les résistances associées $R_k = 150 \Omega$ et $R_a = 4 \ 166 \Omega$. On trouve à l'aide de la relation $X_c = 1 / (2 \pi f C)$, f étant la fréquence du signal à amplifier, et de $X_c = R / 100$ la relation $C = 100 / (2 \pi f R)$.

Si $R = 150 \Omega$ et $f = 500$ MHz on a $C = C_k = 221$ pF correspondant à $X_c = 1,5 \Omega$. Pour C_a on trouve pour la même fréquence, $X_c = 41,66 \Omega$ et $C_a = 7$ pF. Si l'on veut mieux découpler on prendra $X_c = 4,166 \Omega$, ce qui donnera $C_a = 70$ pF.

Pratiquement on adopte des valeurs très supérieures, par exemple $C_k = 500$ pF et $C_a = 100$ pF ou plus.

Dans le montage UHF réel les bobinages T_1 et T_2 sont remplacés généralement par des circuits spéciaux pour UHF à moins de réussir à réaliser des bobines classiques fonctionnant avec un bon rendement.

Voici maintenant au tableau V les caractéristiques de la EC86 comme auto-oscillatrice :

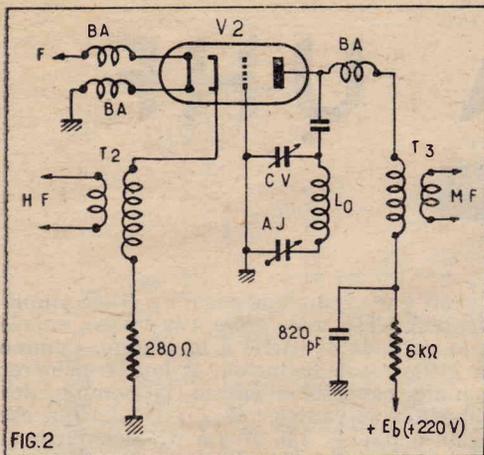


TABLEAU V
Montage mélangeur auto-oscillateur.

Tension d'alimentation $V_b = 220$ V.
Résistance dans circuit plaque $R_a = 5,6$ k Ω .
Résistance de fuite de grille $R_g = 47$ k Ω .
Courant plaque $I_a = 12$ mA.
Courant grille $I_g = 50$ μ A.
On voit que dans ce montage le courant grille doit se maintenir vers 50 μ A pour le meilleur rendement.

La figure 2 donne le schéma théorique du changeur de fréquence. L'oscillation s'entretient grâce au couplage anode cathode effectué par $C_{a.k}$. La polarisation automatique est assurée par la résistance cathodique de 280 Ω . Le brochage de la EC (PC)86 est donné par la figure 3. Les bobines d'accord BA des montages des figures 1 et 2 séparent, en haute fréquence, les filaments de la masse. Cela permet aux cathodes de fonctionner comme électrodes d'entrée. Un montage à lampes EC86, réalisé dans les laboratoires d'application de La Radio-technique par M. G. Miller, est représenté par la figure 4.

Deux lampes associées à des lignes asymétriques ont été adoptées dans ce bloc qui permet de recevoir un canal choisi dans les bandes IV et V.

Grâce à l'amplification préalable UHF et à celle fournie par la lampe auto-oscillatrice-modulatrice, ce bloc permet de recevoir les UHF dans de meilleures conditions de réduction de souffle et le signal MF fourni à la sortie est plus important que dans les blocs UHF recevant directement sur une diode modulatrice comme ceux qui ont été décrits précédemment. Ces derniers toutefois ont, dans une certaine mesure, le mérite de la simplicité et le gain est rattrapé par le montage cascade MF.

Le bloc UHF de G. Miller.

Sur la figure 4 on a représenté un bloc contenu dans un boîtier à cinq compartiments, en laiton argenté.

Deux lampes V_1 et V_2 sont « à cheval » sur les compartiments 1 et 2 et 3 et 4. La première est l'amplificatrice HF et la seconde l'oscillatrice modulatrice.

Comme le montre la figure 3, la EC(PC)86 comporte trois contacts de grille, deux de cathode et deux de plaque. D'après la disposition des éléments du schéma de la figure 4, on monte le support de façon que le contact 8 soit relié à la paroi supérieure du boîtier et le contact 2 à la séparation des compartiments 1 et 2.

Dans ces conditions les contacts 3 et 7 peuvent être reliés ensemble à L_1 et B_n dans le compartiment 1, tandis que dans le compartiment suivant on relie ensemble les contacts 1 et 9 de la plaque.

Les deux points de liaison au filament se trouvent dans le compartiment 1.

Pour la lampe V_2 , on a adopté la même disposition des connexions. Dans les deux étages, la grille à la masse prolonge la séparation des compartiments à l'intérieur de la lampe. On voit que dans ses grandes lignes, le schéma de la figure 4 est constitué par la réunion des schémas élémentaires des figures 1 et 2, mais les circuits accordés sont des lignes dont voici quelques détails.

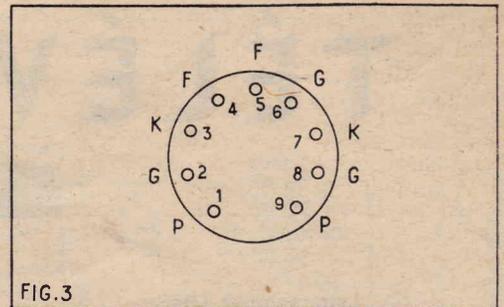


FIG. 3

Circuits à lignes.

On sait qu'il existe des lignes symétriques et des lignes asymétriques dont la plus connue est la ligne coaxiale. Dans cette dernière le conducteur intérieur est concentrique au conducteur extérieur, comme on le voit en A sur la figure 5. En B même figure on a indiqué une section de ligne également asymétrique dans laquelle le conducteur extérieur a la forme d'une gouttière. Il est constitué par le compartiment du boîtier. En fait, on forme également la partie $c d$ et le conducteur extérieur est le profil rectangulaire, mais le conducteur

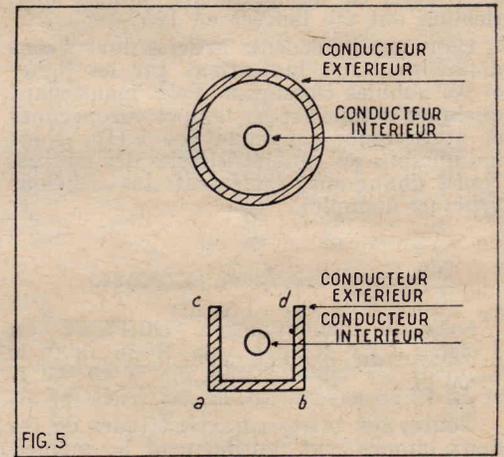


FIG. 5

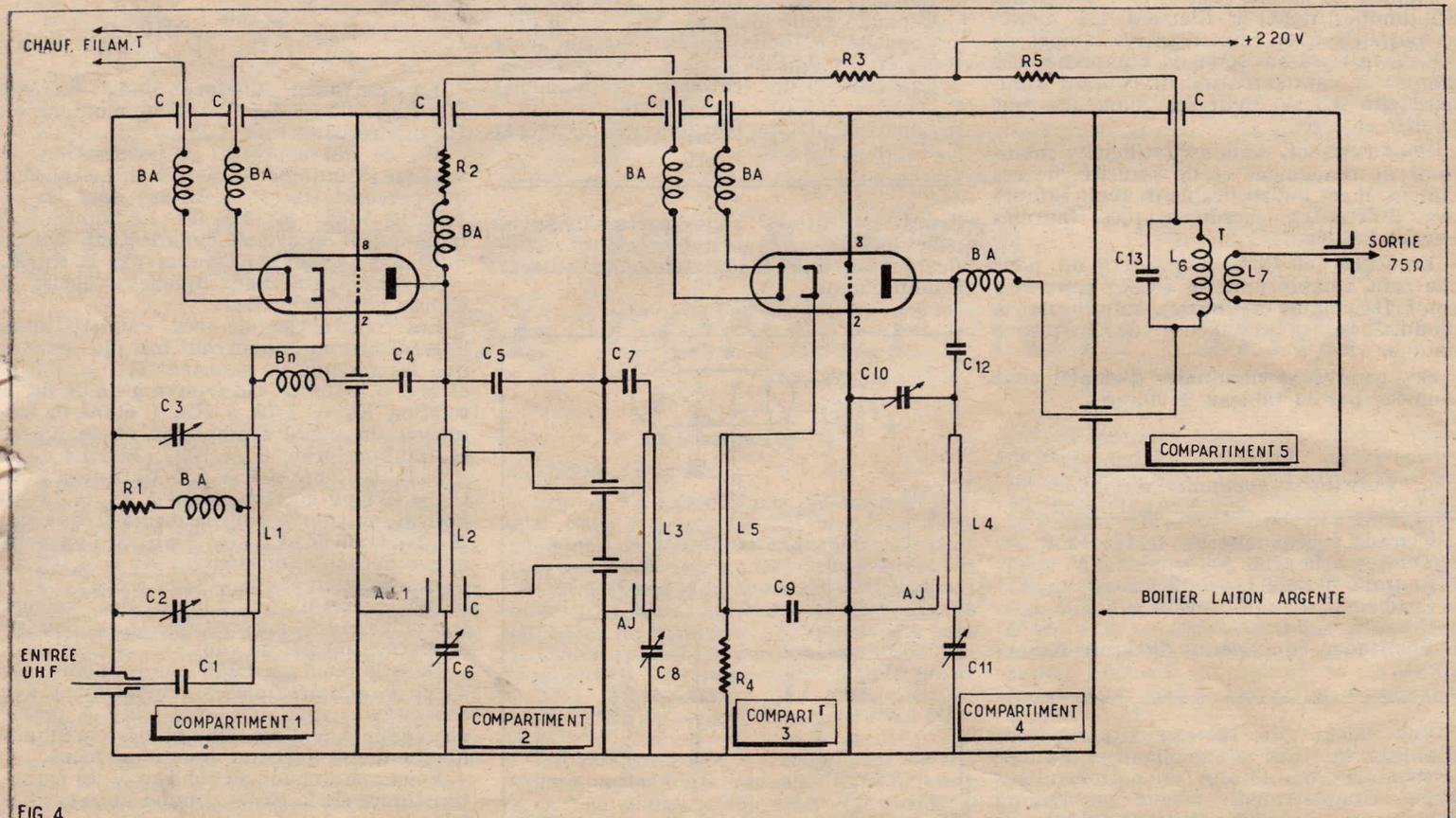


FIG. 4

intérieur est généralement près de la partie *a b* de sorte que l'autre partie *a* peu d'influence sur les caractéristiques de la ligne.

Sur la figure 4 on a représenté par L_1 à L_5 les conducteurs intérieurs des cinq lignes utilisées comme circuits d'accord en HF, couplage et oscillation.

L_1 est le circuit d'accord d'entrée. Le conducteur intérieur que nous désignons également par L_1 sur le schéma est un fil de 3 mm de diamètre long de 3,6 cm. Il permet l'accord et l'adaptation grâce à C_1 et $C_2 + C_3$. L'ensemble constitue un circuit en π .

La bobine d'arrêt BA et $R_1 = 120 \Omega$ assurent respectivement l'isolement de la masse de la cathode et la polarisation automatique. Les valeurs des éléments du compartiment 1 sont : $C_1 = 1\ 000$ pF au mica, $C_2 = C_3 =$ ajustables au céramique de 5 pF max., $C = 820$ pF. $R_1 = 120 \Omega$ 0,5 W, 3 A = bobines d'arrêt 15 spires de fil émaillé de 0,3 mm de diamètre sur air, diamètre de la bobine 4 mm. Toutes les bobines BA de la figure 4 ont ces caractéristiques.

L'entrée UHF est une fiche coaxiale d'entrée s'adaptant à un câble de 50 Ω .

Dans le compartiment 1 on trouve également la bobine de neutrodynage B_n qui comporte 9 spires de fil émaillé de 0,6 mm de diamètre sur un diamètre de 5 mm.

Une extrémité de B_n passe à travers la paroi dans le compartiment. 2 Ce compartiment contient les éléments du circuit plaque de V_1 avec la bobine d'arrêt BA et R_2 de 680 Ω permettant l'alimentation en continu. D'autre part L_2 constitue le circuit accordé. Le conducteur L_2 est un fil émaillé de 3 mm de diamètre, long de 40 mm et accordé par un ajustable C_4 de 10 pF à une extrémité et un autre ajustable C_5 de 2,5 pF à l'autre extrémité.

Dans ce compartiment on trouve le condensateur du circuit de neutrodynage $C_4 = 1\ 000$ pF.

L'alimentation est assurée par BA et $R_3 = 680 \Omega$ 0,5 W prolongée à l'extérieur du bloc par $R_3 = 2,7$ k Ω .

Ne pas perdre de vue les divers condensateurs de découplage C tous de 820 pF.

Passons maintenant au compartiment 3 dans lequel il y a deux lignes, L_3 , fil de 3 mm long de 3,6 cm et L_4 , fil étamé de 1,2 mm long de 6 cm. Le voisinage de ces deux fils constitue le couplage entre circuit plaque de V_1 (sortie HF) et le circuit cathode de la changeuse de fréquence V_2 .

La lampe V_2 est à cheval sur les compartiments 3 et 4. Sa grille prolonge la séparation constituant blindage.

Dans le compartiment 3 les éléments sont : $C_7 =$ ajustable de 5 pF, $C_8 =$ ajustable 10 pF, $C_9 = 50$ pF, $R_4 = 280 \Omega$, polarisation automatique, BA et C comme dans les autres compartiments.

Nous parvenons ainsi au quatrième compartiment où l'on trouve la ligne L_4 accordée sur la fréquence d'oscillation locale. C'est un fil de 3 mm de 3,6 mm. On règle la fréquence avec $C_{10} = 2,5$ pF et $C_{11} = 10$ pF. La plaque est reliée à la ligne par $C_{12} = 10$ pF.

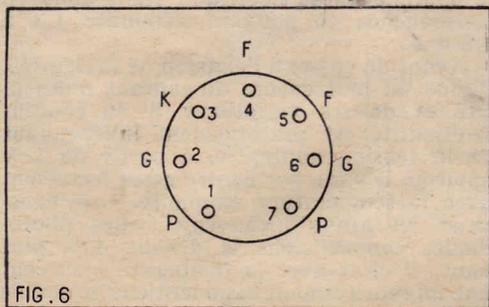


FIG. 6

BA transmet le signal MF au bobinage MF du cinquième compartiment dans lequel $C_{13} = 10$ pF, $L_5 = 8$ spires de fil deux couches coton sur tube de 8 mm de diamètre, $L_7 = 2$ spires fil deux couches coton sur tube de 8 mm L_5 est prolongée par $R_5 = 6$ k Ω assurant l'alimentation de V_2 .

Les condensateurs doivent être d'un type spécial que nous indiquons ci-après : $C =$ by-pass FC 815-12 Transco, C_{11} , C_4 , C_9 et C_{12} mica type 12 CA MCB Alter, C_2 , C_3 , C_6 , C_8 , C_7 , C_8 , C_{10} , C_{11} , ajustables céramiques professionnels 820-81 Transco.

Caractéristiques du bloc.

On pourra accorder les circuits HF et modulateur sur l'un des canaux expérimentaux français, par exemple sur 560 MHz et l'oscillateur sur 560 B f m. Si $f_m = 80$ MHz on l'accordera sur 640 ou sur 580 MHz.

Les mesures ont montré qu'il y a possibilité d'accord entre 470 et 810 MHz. La bande passante est 11,5 à 12,5 MHz. On obtient un gain de puissance de l'amplificateur et du convertisseur de 10 à 11 dB. La tension d'oscillation à l'entrée HF est inférieure à 6 mV eff.

Remarque la sortie MF sur câble de 75 Ω ce qui permet une liaison relativement longue si nécessaire.

Pratiquement, l'extrémité du câble de 75 Ω sera reliée aux bornes antenne d'un téléviseur dont le rotacteur sera placé sur une position correspondant à un canal existant ou, s'il y a gêne quelconque, sur une fréquence convenable choisie entre 50 et 250 MHz. Généralement on adopte un accord sur 130 MHz. Voici maintenant quelques indications relatives à une lampe de conception américaine, la 6AF4.

Lampe triode 6AF4.

La triode UHF 6AF4 existe depuis 1952 et doit être utilisée surtout comme oscillatrice dans les blocs UHF ou dans les blocs combinés UHF-VHF.

Ses capacités sont : $C_{gp} = 1,9$ pF, $C_{g(k+i)} = 2,2$ pF, $C_p (k+i) = 0,45$ pF.

On peut la monter en amplificatrice classe A_1 suivant les données ci-après :

TABLEAU VI

Tension alimentation	80 100 V.
Résistance de polarisation	150 150 Ω .
Coefficient d'amplification	15 16 fois.
Résistance interne	2,27 2,13 k Ω .
Pente	6,6 7,5 mA/V.
Courant plaque	16 20 mA.

Remarque que cette lampe, pourtant excellente, car on ne l'a pas modifiée depuis sept ans, possède des caractéristiques moins poussées que la EC86.

La pente de la 6AF4 n'est que de 7,5 mA/V (contre 14 mA/V) et le courant plaque est de 16 à 20 mA (contre 12 mA seulement).

Il existe une lampe 3AF4 qui ne diffère de la 6AF4 que par le filament de 3,2 V 0,45 A alors que celui de la 6AF4 est de 6,3 V et 0,3 A.

Le brochage de la 6AF4 est donné par la figure 6. Sur le culot miniature sept broches on trouve deux contacts de grille, deux de plaque et un de cathode.

Nous donnons à la figure 7 le montage en oscillateur utilisant une ligne bifilaire symétrique.

Ici comme dans les schémas précédents, la cathode est séparée en HF de la masse par deux bobines d'arrêt BA2 et BA3. Elle est, d'ailleurs, reliée directement à la broche 3 du filament aboutissant à la masse.

L'oscillation est créée par couplage entre les deux éléments d'une ligne bifilaire

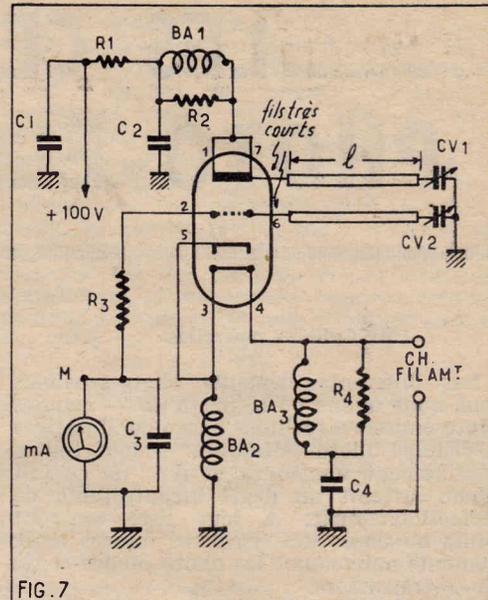


FIG. 7

reliés, l'un à la grille (broche 6) et l'autre à la plaque (broches 1 et 7 réunies).

Comme la ligne de longueur l est ouverte à ses deux extrémités, on peut disposer les condensateurs d'accord du côté opposé aux connexions de grille et de plaque.

On peut déterminer la longueur l en centimètres de la ligne d'après la fréquence d'accord désirée. Le tableau VII donne l en position de f pour une ligne type $\lambda/4$. On remarquera que les valeurs de l sont les résultats de mesures et qu'il a été tenu compte des capacités parasites existant entre grille et plaque qui obligent à réduire la longueur de la ligne.

TABLEAU VII
Ligne $\lambda/4$.

Fréquence (MHz)	Longueur l (cm)
1 000	0
950	0,2
900	0,4
850	0,6
800	0,8
750	1,05
700	1,3
650	1,6
600	2
550	2,5
500	3
450	3,7
400	4,8

En utilisant une ligne $\lambda/2$, la longueur l est plus grande, ce qui peut être intéressant aux fréquences élevées auxquelles l devient trop faible avec la ligne $\lambda/4$.

Voici, tableau VIII, les valeurs de l en fonction de f .

TABLEAU VIII

Fréquence (MHz)	Longueur l (cm)
1.000	7,5
950	8
900	8,4
850	9
800	9,5
750	10,2
700	11
650	11,7
600	12,6

Les valeurs des éléments de la figure 7 sont : $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1\ 000$ pF, $R_1 = 200 \Omega$, $R_2 = 2\ 000 \Omega$, $R_3 = 10\ 000 \Omega$,

(Suite page 44.)

LES CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES

par F.-P. BUSSER

Cellules nouvelles.

Les différents éléments photo-sensibles dont nous avons parlé jusqu'ici — cellules photo-émisives, cellules photo-conductrices et cellules photo-voltaïques — sont toutes relativement anciennes et ont, de ce fait même, atteint un degré incontestable de perfectionnement. A leur liste se sont joints au cours des dernières années deux éléments nouveaux : les photo-diodes et les photo-transistors.

Ces éléments sont sûrement appelés à un brillant avenir dès que les difficultés technologiques rencontrées pour leur fabrication en masse auront été surmontées et que leurs caractéristiques se seront stabilisées. Il est à espérer que dans ce domaine nous assisterons à une évolution analogue à celle dont nous avons été témoins pour les transistors.

Photo-diodes.

Le fonctionnement des photo-diodes repose sur les mêmes principes que celui des cellules photo-conductrices et photo-voltaïques dont nous avons parlé dans un précédent article (1). Il est d'ailleurs intéressant de remarquer qu'elles peuvent aussi bien fonctionner comme cellule photo-résistante que comme photo-pile.

Les photo-diodes sont constituées, comme toute diode au germanium, d'un jonction « np ». Une tension est appliquée à cette diode avec une polarité opposée à celle correspondant à la conduction, c'est-à-dire dans le sens du blocage. Par conséquent le germanium « p » est relié à la borne négative de la source et le germanium « n » à la borne positive. Il est prudent d'insérer une résistance de protection qui peut en même temps faire office de résistance de charge.

Tant que la photo-diode reste dans l'obscurité il ne circule que le courant inverse de la diode comme c'est le cas pour toute diode. Si par contre la jonction est éclairée les photons libèrent des porteurs de charges positives et négatives (électrons et trous) qui abaissent la résistance inverse de la diode et font croître le courant inverse. Seule la région de la jonction présente cet effet et il importe que la lumière soit concentrée sur elle par un dispositif approprié (lentille, optique). Les résultats sont nettement moins bons si la lumière est diffuse ou concentrée sur un autre point de la plaquette de germanium.

Si au lieu d'appliquer une tension de polarisation à la photo-diode nous nous contentions d'en éclairer la jonction, nous pourrions constater à ses bornes l'apparition d'une différence de potentiel. En effet la jonction « pn » constitue une couche d'arrêt et le diode fonctionne dans ce cas comme toute cellule photo-voltaïque suivant un mécanisme dont nous avons exposé sommairement les grandes lignes dans notre précédent article (*Radio-Plans* n° 143, de septembre 1959).

Le fait de pouvoir être utilisées à la fois comme photo-résistance et comme photo-

pile constitue un grand avantage en faveur des photo-diodes qui ne sera sans doute pas sans influence favorable sur la diversité de leurs applications. Cette caractéristique ressort également des courbes que nous donnons en figures 1 à 5. Précisons immédiatement que ces courbes ont été établies sur base des indications de différents constructeurs et de mesures personnelles effectuées par l'auteur. Elles constituent une moyenne des caractéristiques de diverses photo-diodes livrées en échantillonnage et ne s'appliquent pas à un type donné.

Étudions successivement les photo-diodes utilisées en cellule photo-résistante, puis en photo-pile.

Fonctionnement en cellule photo-conductrice.

Fonctionnant en cellule photo-conductrice, les photo-diodes ont des caractéristiques plus intéressantes que les cellules photo-conductrices proprement dites. Examinons la figure 1. Nous constatons que le courant, d'une part croît linéairement avec le flux incident et d'autre part, que le courant d'obscurité est non seulement faible en valeur absolue mais, en outre, beaucoup plus faible que le courant photo-électrique ou courant utile. Nous pouvons d'ores et déjà en conclure que le rapport signal-bruit des photo-diodes est avantageux. D'autre part, la pente de cette courbe est assez raide, ce qui confirme la sensibilité élevée de ces éléments. Ils atteignent en effet facilement $3 \text{ à } 4 \times 10^{-6} \text{ mA}$ par lux ce qui, pour une surface sensible de l'ordre du mm^2 , correspond à environ 30 ou 40 mA/lm. Des sensibilités de cet ordre laissent loin derrière elles celles des cellules photo-électriques ordinaires.

S'il est très faible en valeur absolue, le courant d'obscurité dépend cependant dans une large mesure de la température am-

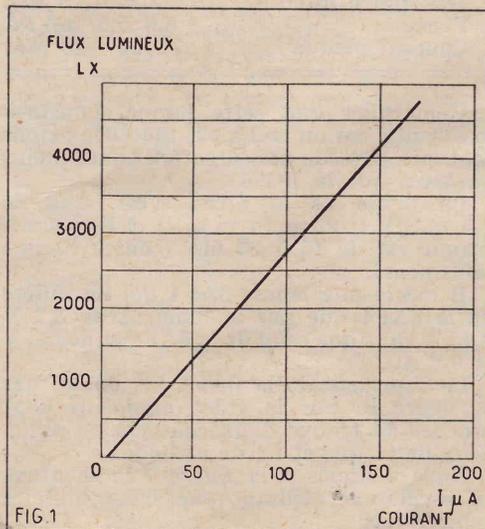


FIG. 1. — Courant traversant la photo-diode en fonction de son éclairage. Cette courbe correspond à des tensions de polarisation comprises entre 10 V et 40 V environ. Remarquez sa parfaite linéarité et le faible courant d'obscurité.

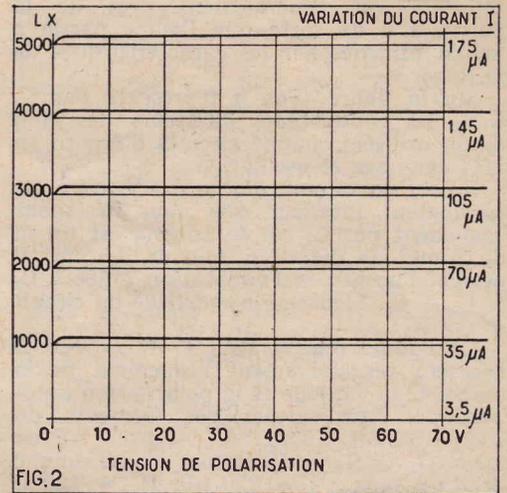


FIG. 2. — Influence de la tension de polarisation sur le courant traversant la photo-diode pour différentes valeurs de l'éclairage. Les courants marqués à droite en regard des axes correspondant aux différents flux lumineux sont les intensités mesurées à tension de polarisation nulle. Ces courbes montrent que la tension de polarisation n'a qu'une influence pratiquement négligeable.

biante qui pour les mesures peut être gênant. Il s'agit là d'un phénomène absolument normal, commun à tous les dispositifs au germanium, aussi bien diodes, photo-diodes que transistors. Les variations du courant d'obscurité avec la température peuvent cependant être compensées par un montage adéquat. L'on peut par exemple associer deux photo-diodes de même type de manière que leurs courants se retranchent et laisser l'une d'elles dans l'obscurité, l'autre seule servant aux mesures. La compensation peut également se faire par résistances à coefficient de température négatif (CTN) ou de toute autre manière.

Intéressons-nous maintenant à la figure 2. Celle-ci montre l'influence de la tension de polarisation appliquée à la photo-diode sur le courant. Nous avons tracé plusieurs courbes correspondant à diverses valeurs de l'éclairage et à des tensions de polarisation croissantes. Il ressort de ces courbes que la tension de polarisation est pratiquement sans influence sur le courant photo-électrique ce qui nous dispensera de la stabiliser, permettant ainsi de simplifier considérablement les circuits d'utilisation. Nous avons indiqué des valeurs de tension de polarisation jusqu'à 80 V. De telles valeurs ne sont admissibles que pour certains types de photo-diodes comme par exemple la TP50 (Siemens). D'autres types n'admettent que des tensions de 15 V, 30 V ou 50 V, selon le type. De même le courant d'obscurité est indépendant de la tension appliquée à la photo-diode, du moins approximativement. Par contre la valeur absolue de $3,5 \mu\text{A}$ n'est valable que pour certains types de diodes à tension inverse admissible de l'ordre d'une centaine de volts. Pour d'autres types le courant inverse atteint facilement $30 \mu\text{A}$, le courant photo-électrique étant alors en conséquence et pouvant atteindre 1,3 à 1,5 mA.

Avant de passer à l'examen de la figure 3, disons un mot encore du courant d'obscurité et de ses variations. Si le courant d'obscurité est pratiquement indépendant de la tension appliquée, à partir de 1 V environ, il varie par contre assez fortement avec la température ambiante. Cela constitue un grave inconvénient des photo-diodes comme nous le disions déjà plus haut. Il croît avec la température suivant une loi sensiblement exponentielle et double

(1) Voir *Radio-Plans* nos 132 et 133.

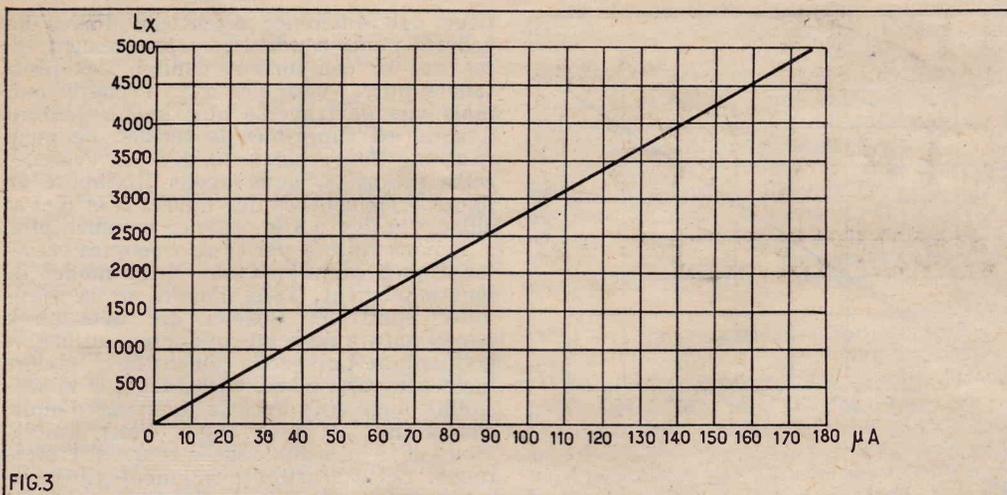


FIG.3

FIG. 3. — Courant de court-circuit d'une photo-diode fonctionnant en photo-pile, en fonction de l'éclairement. Remarquer la parfaite linéarité de la relation liant ces deux facteurs.

quand elle augmente de 10 à 12° environ. Nous donnons en figure 6 une courbe des variations du courant d'obscurité en fonction de la température. Dans bon nombre d'applications des photo-diodes il faudra tenir compte de cette caractéristique et compenser cet effet de température. Aux méthodes que nous avons citées plus haut ajoutons celle préconisée par la CSF et consistant à compenser l'effet de température de la photo-diode par celui d'un transistor utilisant le même semi-conducteur suivant un schéma s'inspirant de celui de la figure 7d. Ce n'est qu'après compensation de l'effet de température que les photo-diodes sont utilisables pour les mesures quantitatives. Nous aurons d'ailleurs l'occasion de revenir sur cette question si comme nous le pensons nous décrivons dans ces pages quelques dispositifs utilisant des photo-diodes comme élément photo-sensible.

Avant de passer à l'emploi en cellules photo-voltaïques des photo-diodes, une remarque s'impose encore au sujet de la tension de polarisation de ces cellules lorsqu'elles fonctionnent en cellules photo-conductrices. Les caractéristiques fournies par le constructeur indiquent en général une tension maxima pour cette polarisation que, sous aucun prétexte il ne faut dépasser même passagèrement. En effet si nous dépassons cette tension, le courant délivré par la photo-diode — aussi bien le courant d'obscurité que le courant photo-électrique — croît très rapidement et par conséquent cesse d'être indépendants de la tension

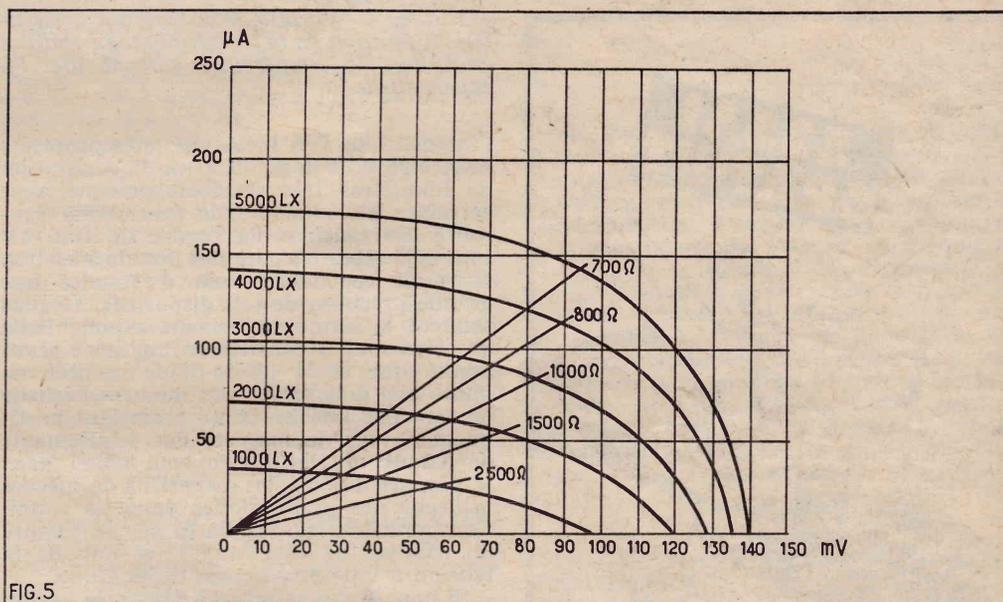


FIG.5

appliquée. La dissipation dans la jonction risque d'atteindre des valeurs inadmissibles qui amènent sa destruction à très brève échéance. Si la tension est plus élevée encore la diode atteint la zone de claquage dont les caractéristiques sont absolument identiques à celles de toute diode au germanium dans ces conditions. Le résultat est toujours le même : la destruction de la diode, qu'elle soit photo-diode ou non. Pour une photo-diode au sujet de laquelle

FIG. 4. — Variations de la tension à vide aux bornes d'une photo-diode en fonction de l'éclairement (fonctionnement en photo-pile).

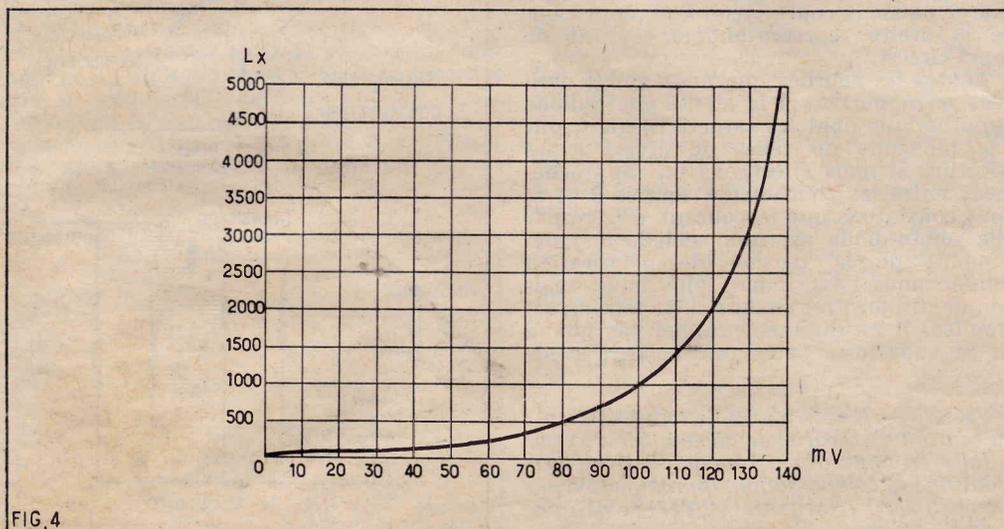


FIG.4

le constructeur indique une tension maxima de 30 V, les courbes caractéristiques indiquent par exemple une tension de claquage de 55 V environ avec une forte croissance du courant à partir de 35 V environ. Nous recommandons, lorsque les conditions d'emploi le permettent, de ne pas travailler à plus de 30 % à 50 % de la tension maxima indiquée par le constructeur ou si une résistance de charge élevée est indispensable de respecter scrupuleusement cette valeur maxima. Au prix où sont les photo-diodes actuellement, nous pensons que cette recommandation vaut bien les quelques lignes que nous lui consacrons !

Fonctionnement en photo-pile.

Il est temps maintenant de nous intéresser au fonctionnement en photo-pile des photo-diodes. Les figures 3, 4 et 5 lui sont

FIG. 5. — Caractéristique courant-tension d'une photo-diode fonctionnant en cellule photo-voltaïque, en fonction du flux lumineux et pour différentes valeurs de la résistance de charge.

consacrées. Ce sont respectivement la courbe courant de court-circuit — éclairément (fig. 3) la courbe tension à vide — éclairément (fig. 4) et la caractéristique courant-tension en fonction de la résistance de charge et du flux lumineux (fig. 5). Accordons à ces courbes un examen plus attentif.

La figure 3 donne la relation entre le courant délivré par la cellule en fonction du flux lumineux. Il s'agit du courant de court-circuit, c'est-à-dire du courant mesuré avec un dispositif dont l'impédance est négligeable par rapport à celle de la photo-diode. Dans la plupart des cas que nous avons rencontrés un galvanomètre de 5 Ω de résistance interne était encore acceptable. Cette courbe est parfaitement linéaire. Par conséquent les photo-diodes utilisées en photo-pile peuvent très bien servir aux mesures si elles sont chargées par un circuit d'impédance suffisamment faible.

Si par contre nous examinons la figure 4 où est reproduite la relation entre la tension à vide aux bornes de la diode lorsque croît le flux lumineux, nous constaterons que cette courbe est loin d'être linéaire. La tension croît d'abord rapidement avec l'éclairément puis de moins en moins. A partir d'un certain niveau d'éclairément il semble qu'intervienne une saturation et la tension s'approche asymptotiquement d'une limite qu'elle ne dépasse pas, quelle que soit

COLLECTION
LES SÉLECTIONS DE " SYSTÈME D "

Numéro 61 :

TREIZE THERMOSTATS
POUR TOUS USAGES

Prix : 60 francs

Un petit ouvrage qui vous rendra de
grands services.

Ajoutez pour frais d'expédition 10 francs à votre chèque postal (C. C. P. 259-10) adressé à « Système D », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Ou demandez-le à votre marchand de journaux.



J'ai compris
L'ÉLECTRONIQUE
LA RADIO et LA TÉLÉVISION
avec la méthode unique de l'

ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE RADIO-TÉLÉVISION

Pour que vous vous rendiez compte, vous aussi, de l'efficacité de cette méthode, demandez en vous recommandant

DE RADIO-PLANS

l'envoi par retour du courrier, à titre d'essai et sans autre formalité, de la

PREMIÈRE
LEÇON GRATUITE

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

ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
RADIO-TÉLÉVISION
11, Rue du QUATRE SEPTEMBRE
PARIS (2^e)

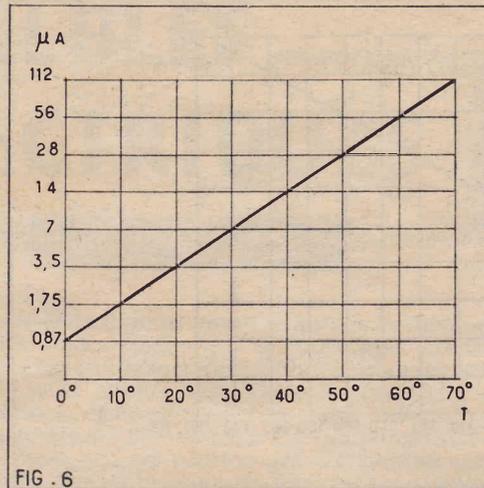


FIG. 6. — Variations du courant d'obscurité en fonction de la température. Le courant croît avec la température suivant une loi exponentielle.

l'intensité du flux incident. Cette propriété peut être mise à profit pour la réalisation de luxmètres très sensibles puisque avec certaines photo-diodes de fabrication courante des tensions de l'ordre de 100 mV sont déjà atteintes pour des flux de 3 à 5 lux. Il serait cependant vain d'attendre une grande précision de tels dispositifs. Le plus souvent la forme vaguement exponentielle de cette courbe constituera une gêne étant donné que si la photo-diode montée en photo-pile doit servir aux mesures l'échelle ne sera pas linéaire et ne permettra pratiquement pas de mesurer des éclaircissements dépassant un certain niveau. Aussi dans la plupart des cas, les dispositifs de mesure utilisant des photo-diodes dans les conditions précitées seront basés sur la mesure du courant de court-circuit et non de la tension à vide aux bornes de la diode.

Si nous n'avions remis à plus tard le soin de publier les courbes de tension à vide et de courant de court-circuit relatives aux cellules photo-voltaïques, nos lecteurs auraient pu constater la parfaite identité de ces courbes avec celles que nous donnons plus haut. Ils auraient d'ailleurs pu faire la même constatation au sujet de la courbe de la figure 5 dont nous allons parler maintenant.

La courbe de la figure 5 se rapporte à la caractéristique courant-tension des photo-diodes. Cette caractéristique dépend de deux paramètres : la résistance de charge et, bien entendu, le flux incident. Nous n'avons représenté que les droites de charge correspondant à des valeurs de résistance relativement élevées. Lorsque la résistance de charge baisse la courbe tend à se rapprocher de la droite représentant le courant de court-circuit.

Toutes les courbes que nous avons données se rapportent à la même photo-diode hypothétique dont les caractéristiques sont une moyenne de celles de divers types effectifs. Si nous effectuons un rapprochement entre les courbes des figures 2 et 5, nous constatons que le courant délivré par une photo-diode est non seulement indépendant de la tension de polarisation comme nous l'exprimions plus haut, mais loin de disparaître lorsque cette tension est annulée, il ne diminue presque pas quand on la supprime. Cette particularité cons-

titue une différence essentielle d'avec les cellules photo-conductrices proprement dites qui se comportent comme des résistances pures, variables avec l'éclaircissement, mais que ne traverse plus aucun courant lorsque est supprimée la tension de polarisation. Pour mieux mettre en évidence cette propriété, nous avons juxtaposé en figure 8 les courbes des figures 2 et 5. Par ailleurs la figure 8 se passe de commentaire.

Il nous reste à parler de quelques caractéristiques communes aux deux modes de fonctionnement. Tout d'abord de la sensibilité spectrale. Celle-ci est déterminée par la nature du semi-conducteur utilisé, le germanium. Lorsque la couleur de la lumière incidente varie nous constatons que la sensibilité augmente avec la longueur d'onde, c'est-à-dire est plus faible dans l'ultra-violet et le bleu que dans le rouge et l'infrarouge. Cette sensibilité augmente linéairement et une étude approfondie montrerait qu'en fait, si la sensibilité exprimée en mA/lm augmente, la sensibilité quantique cependant reste constante dans tout le visible et jusque dans l'infrarouge vers 1,7 µ. En effet chaque photon libère une paire d'électrons trous ce qui explique en

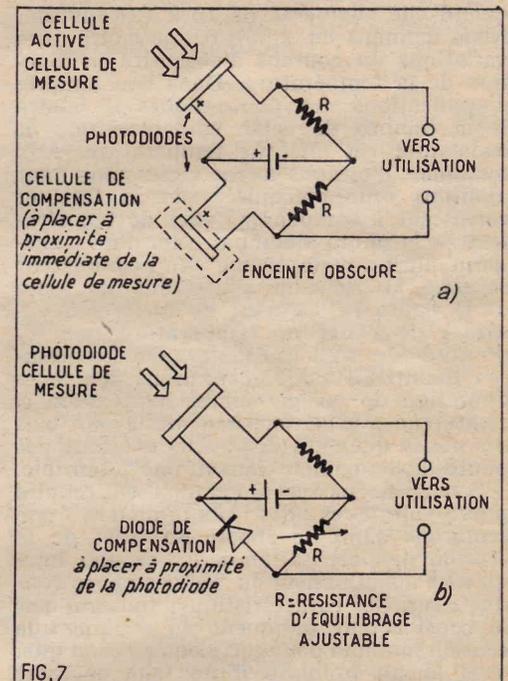


FIG. 7

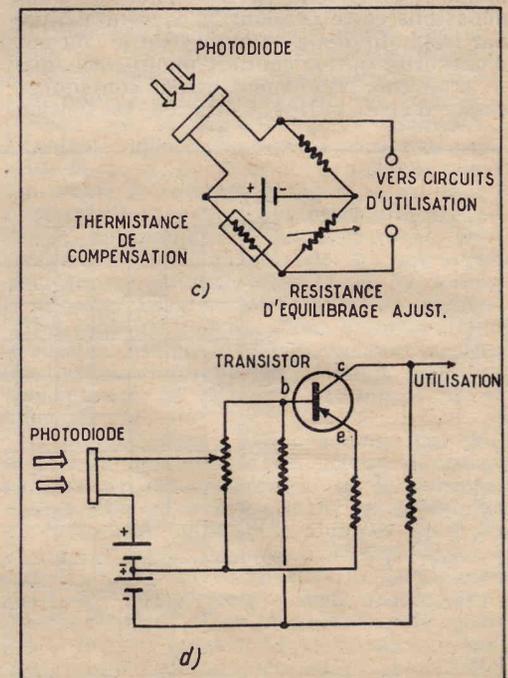


FIG. 7. — Divers modes de compensation : du courant d'obscurité de photo-diodes. a) par cellules en opposition ; b) par diode au germanium ; c) compensation approximative par thermistance (résistance CTN) ; d) par courant de repos d'un transistor.

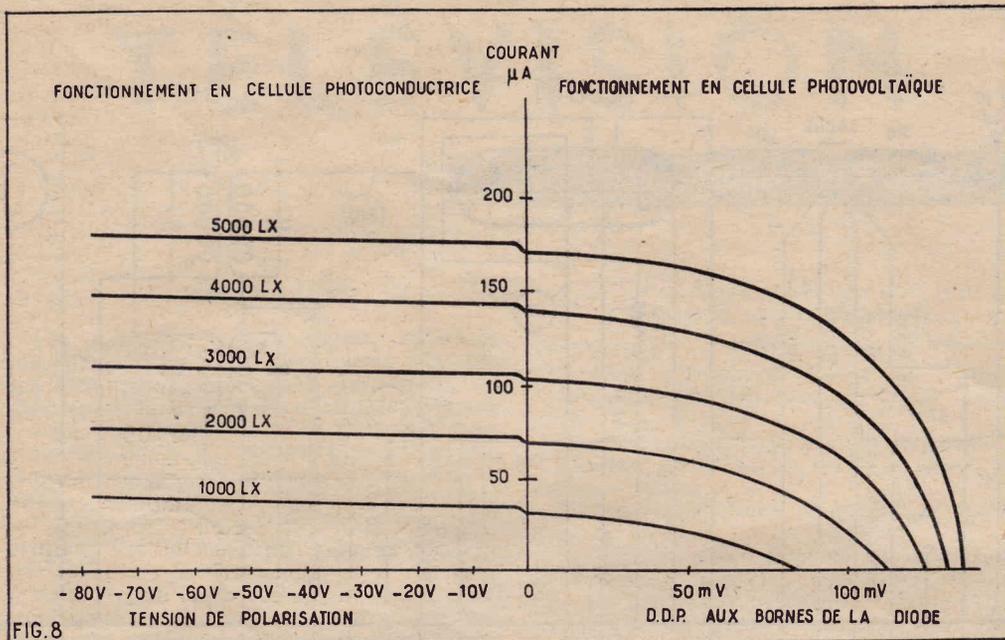


FIG. 8. — Rapprochement des figures 2 et 5. Lorsque la tension de polarisation est supprimée, le courant dans la photo-diode ne diminue que très peu.

même temps la raison pour laquelle la sensibilité en mA/lm diminue avec la longueur d'onde, les photons infrarouges ayant moins d'énergie que les photons ultraviolets. A partir de $1,7 \mu$ la sensibilité dans l'infrarouge diminue rapidement, le germanium devenant transparent à partir de $1,8 \mu$.

Bruit de fond.

Le bruit de fond des photo-diodes constitue une partie du courant d'obscurité, faible certes, mais gênante dès qu'il s'agit d'opérer à des niveaux d'éclairement faibles. Malgré un meilleur rendement quantique, les photo-diodes ne permettent pas la mesure d'éclairements aussi faibles que les cellules photo-émissives à vide, du moins dans le visible. Cela tient au fait que la sensibilité des photo-diodes s'étend beaucoup plus loin dans l'infrarouge que celle des cellules photo-émissives et que par conséquent le courant d'obscurité et sa partie fluctuante, le bruit de fond sont plus élevés. Dans l'infrarouge cependant la supériorité des photo-diodes sur les cellules photo-émissives est incontestable.

Puissance dissipable.

Comme toutes les diodes à jonction, les photo-diodes ne peuvent dissiper dans leur jonction qu'une puissance strictement limitée et indiquée en général dans les caractéristiques fournies par le constructeur. Nous assistons aux mêmes phénomènes d'emballement qu'avec les autres dispositifs au germanium, diodes ou transistors : une puissance trop élevée dissipée dans la jonction entraîne son échauffement et celui-ci provoque une diminution de la résistance interne avec pour conséquence un accroissement du courant et par voie de conséquence de la dissipation, d'où emballement. Bien entendu la jonction ne résiste pas à un tel traitement et un instant suffit pour la détruire à tout jamais. Dans le cas d'une photo-diode, plusieurs facteurs peuvent être responsables de l'échauffement de la jonction. Le courant d'obscurité tout d'abord, la chaleur produite par la source lumineuse et le courant photo-électrique ensuite. Toutes ces sources d'échauffement ajoutent leurs effets à celui de

la température ambiante et la limite de dissipation est trop facilement atteinte. Si le refroidissement est suffisant toutefois, il s'établit un équilibre avant que ne soit atteinte la zone dangereuse. Sinon la jonction est rapidement détruite par effet cumulatif.

Réponse en fréquence.

La réponse en fréquence des photo-diodes est meilleure que celle des éléments photo-voltaïques ou des cellules photo-conductrices, sans atteindre toutefois les performances des cellules photo-émissives à vide. La courbe de réponse pour une atténuation de 3 dB est en général de l'ordre de 200 kHz, c'est-à-dire résolument meilleure que celle des cellules photo-émissives à gaz.

Localisation de la surface sensible.

Comme nous le disions déjà au début de cet article, la surface sensible des photo-diodes est très faible et pratiquement limitée à la jonction et à ses alentours immédiats. Nous nous sommes amusés à transformer notre microscope en micro-projecteur et avons fait tomber sur la jonction d'une photo-diode fraîchement « désossée » un faisceau lumineux très fin que nous avons déplacé suivant un diamètre de la jonction tout en enregistrant le courant délivré par la photo-diode. Nous donnons en figure 9 une moyenne des courbes que nous avons obtenues. Il en ressort que la zone sensible ne déborde la jonction proprement dite que de fort peu, de 0,3 mm environ, le diamètre de la jonction étant de l'ordre du millimètre.

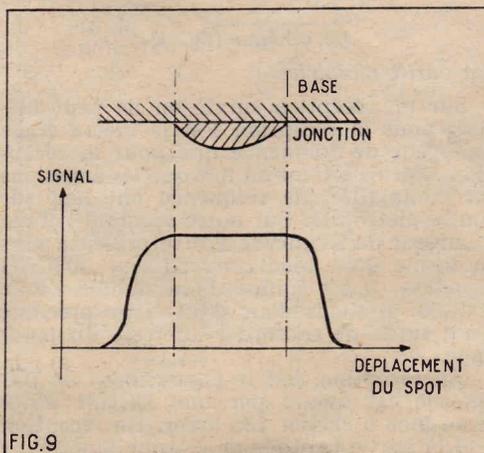


FIG. 9

Photo-diodes à pointe.

Au début de leur développement des photo-diodes à pointe furent réalisées. Elles semblent toutefois avoir perdu tout intérêt par rapport aux photo-diodes à jonction. Le fonctionnement des photo-diodes à pointe de même que leurs caractéristiques étaient analogues à ceux des diodes à jonction. Seul le bruit de fond était plus important ce qui ne peut précisément être considéré comme un avantage.

Photo-diodes amateur.

Les photo-diodes du commerce sont encore assez onéreuses actuellement et un certain nombre de constructeurs ne font encore que les échantillonner. Dans la mesure où l'on pourra se contenter de performances modestes, l'on pourra utiliser comme photo-diodes de vulgaires diodes au germanium au préalable débarrassées de la peinture noire qui les met à l'abri de la lumière. Comme pour les photo-diodes authentiques il convient de bien diriger le faisceau lumineux et de le concentrer sur la jonction. Les résultats ne valent évidemment pas ceux obtenus avec de vraies photo-diodes mais ils permettent tout de même l'expérimentation et quantité de réalisations intéressantes.

Quand on est dans les semi-conducteurs autant y rester. C'est tout naturellement que vient l'idée d'associer à une photo-diode un montage à transistors et, de fil en aiguille, des esprits astucieux en vinrent à l'idée qu'ils pourraient fort bien loger les deux dispositifs sous un même toit, les fondre en un dispositif nouveau. C'est sans doute ainsi que naquit le photo-transistor, fruit logique de la photo-diode et du transistor.

Photo-transistor.

Un photo-transistor est constitué comme un transistor « npn » normal. Le collecteur reçoit une tension négative tandis que l'émetteur est positif. La charge est insérée dans le circuit d'alimentation. La base reste en l'air, c'est-à-dire qu'elle n'est en général pas accessible. Si un faisceau lumineux est concentré sur la jonction entre base et émetteur, il y a formation d'une charge d'espace et par conséquence d'une tension photo-électrique entre émetteur et base, l'émetteur devenant positif et la base négative. Le fonctionnement est donc le même que si nous avions relié des tensions des polarités ci-dessus à l'émetteur et à la base. Il en résulte un courant énergétique dans le circuit de collecteur.

La sensibilité d'un photo-transistor est bien plus élevée que celle d'une photo-diode. En théorie l'on pourrait admettre qu'elle serait égale à celle d'une photo-diode suivie d'un étage d'amplification à transistor. En pratique elle est de l'ordre de 300 à 1.000 mA/lm, c'est-à-dire une trentaine de fois au moins plus élevée que celle d'une photo-diode seule.

La sensibilité élevée des photo-transistors n'est pas sans être payée par quelques inconvénients. Tout d'abord la courbe de réponse en fonction de l'éclairement n'est pas linéaire, c'est-à-dire que le courant délivré par le photo-transistor ne croît pas linéairement avec le flux lumineux. Son augmentation est d'abord relativement lente puis s'accélère progressivement. Par ailleurs, la réponse en fréquence des photo-transistors n'est pas aussi bonne que celle des photo-diodes. La limite en fréquence est généralement voisine de 20.000 Hz ce qui est loin des 200 kHz des diodes. Enfin, le bruit de fond est plus important que celui des photo-diodes.

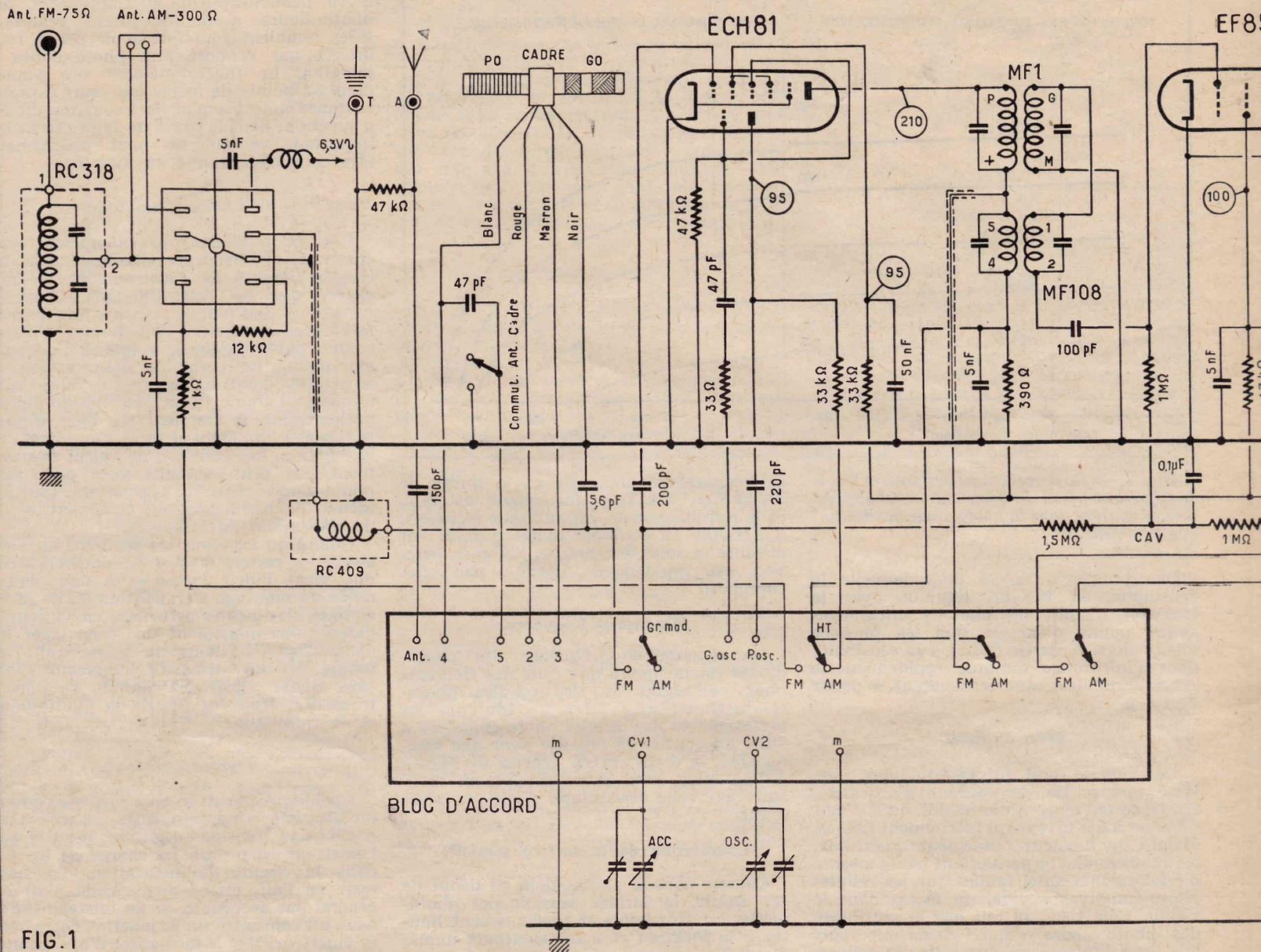


FIG. 1

UN RÉCEPTEUR AM-FM DE CONCEPTION SIMPLE

Beaucoup d'amateurs hésitent à entreprendre la réalisation d'un récepteur AM-FM en raison de la complexité du montage. Celui que nous allons décrire a été étudié de manière à être aussi simple que possible. Bien entendu il n'a pas été question d'obtenir ce résultat au détriment de la qualité. Un appareil destiné à recevoir des émissions FM doit posséder en outre une excellente musicalité afin que l'auditeur bénéficie de la fidélité exceptionnelle de ce procédé de modulation. L'amplificateur BF a donc été particulièrement soigné sans toutefois sortir des conditions de simplicité que nous nous sommes assignés.

Cet appareil met en œuvre 5 lampes plus la valve et l'indicateur d'accord. Il est pratiquement impossible d'en prévoir moins ; cela ne représente qu'un tube de plus que sur un poste AM classique.

Le schéma (fig. 1).

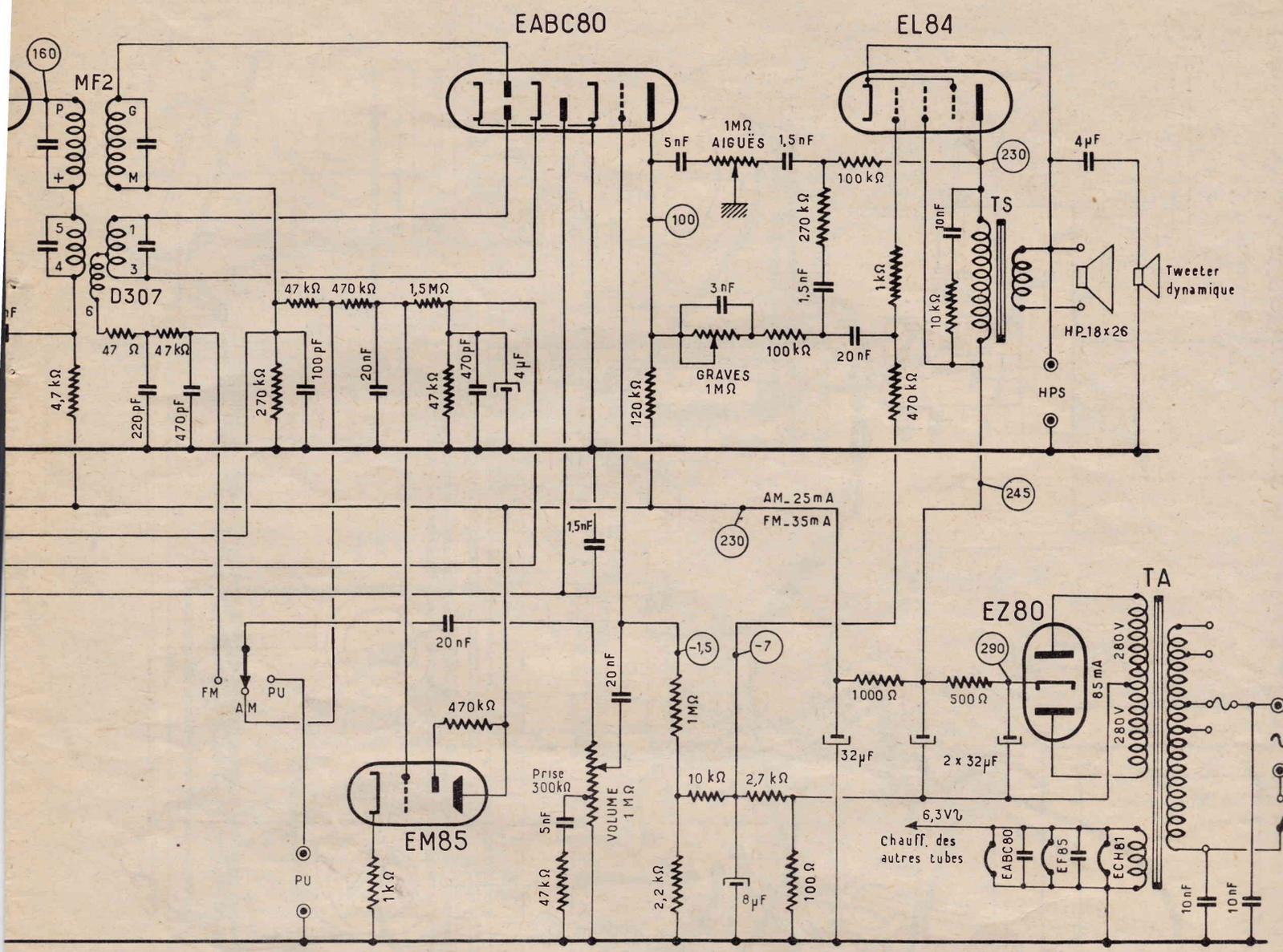
La partie réceptrice.

Sur un récepteur mixte on ne peut utiliser pour la réception FM le même étage changeur de fréquence que pour la réception AM. Cela tient au fait que les émissions en modulation de fréquence ont lieu sur ondes métriques. Sur notre appareil l'étage changeur de fréquence FM se présente sous la forme d'un bloc convertisseur 303CAG visodion. Il est équipé d'une double triode ECC85. Il s'agit donc d'un étage précablé qu'il suffit de raccorder au reste du montage.

En réception AM le changement de fréquence est assuré par une ECH81 allée à un bloc à clavier 135 oréor. En réception FM la partie heptode de ce tube fonctionne

comme premier étage MF. Examinons le détail de toute cette partie. Le bloc convertisseur 303 CAG peut être utilisé avec une antenne 300 Ω ou une antenne 75 Ω. Dans ce dernier cas l'adaptation des impédances se fait par un circuit accordé RC318. La ligne d'alimentation HT comprend une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 5 nF. Elle comprend également une résistance de 12.000 Ω. Dans la ligne d'alimentation filament est inséré un découplage formé d'une self de choc et d'un condensateur de 5 nF.

La commutation AM-FM se fait à l'aide du clavier du bloc AM. Une section de ce commutateur en position AM établit l'alimentation de la plaque de la triode oscillatrice ECH81. En position FM il coupe



cette alimentation et établit celle du bloc convertisseur FM. La suppression de l'alimentation de la triode ECH81 interrompt l'oscillation locale AM qui pourrait gêner la réception FM.

Une autre section du commutateur AM-FM relie la grille de commande de l'heptode ECH81 soit au circuit d'entrée du bloc AM (réception AM), soit à la sortie du convertisseur FM (réception FM). Cette liaison s'effectue à travers un condensateur de 200 pF et une résistance de fuite de 1,5 MΩ. A la base de cette résistance est appliquée la tension de régulation VCA. En position FM la liaison avec la sortie du bloc convertisseur comporte également un enroulement RC409 accordé sur 10,8 MHz par un condensateur de 5,6 pF. La fréquence 10,8 MHz représente la valeur de la moyenne fréquence adoptée pour la réception FM.

Pour la réception AM le collecteur d'ondes en gammes PO et GO est un cadre à bâtonnet de ferrocube. Pour les gammes OC et BE une prise antenne est prévue. Le circuit d'entrée est accordé par un CV 490 pF et les bobinages oscillateurs par un CV 220 pf.

La grille de la triode ECH81 qui produit l'oscillation locale AM est reliée à un des bobinages oscillateurs contenus dans le bloc AM, par un condensateur de 47 pF en série avec une 33 Ω et une résistance

de fuite de 47.000 Ω. Sa plaque est reliée à l'enroulement d'entretien par un condensateur de 200 pF. Elle est alimentée à travers une résistance de 33.000 Ω.

La grille écran de l'heptode est alimentée par une résistance de 33.000 Ω découplée par 50 nF. Dans le circuit plaque est inséré un transfo de liaison MF accordé sur 480 kHz et qui sert en réception AM et un second transfo accordé sur 10,8 MHz et qui sert en réception FM. Les enroulements de ces deux transfos sont montés en série. En position AM le commutateur AM-FM court-circuite le primaire du transformateur 10,8 MHz.

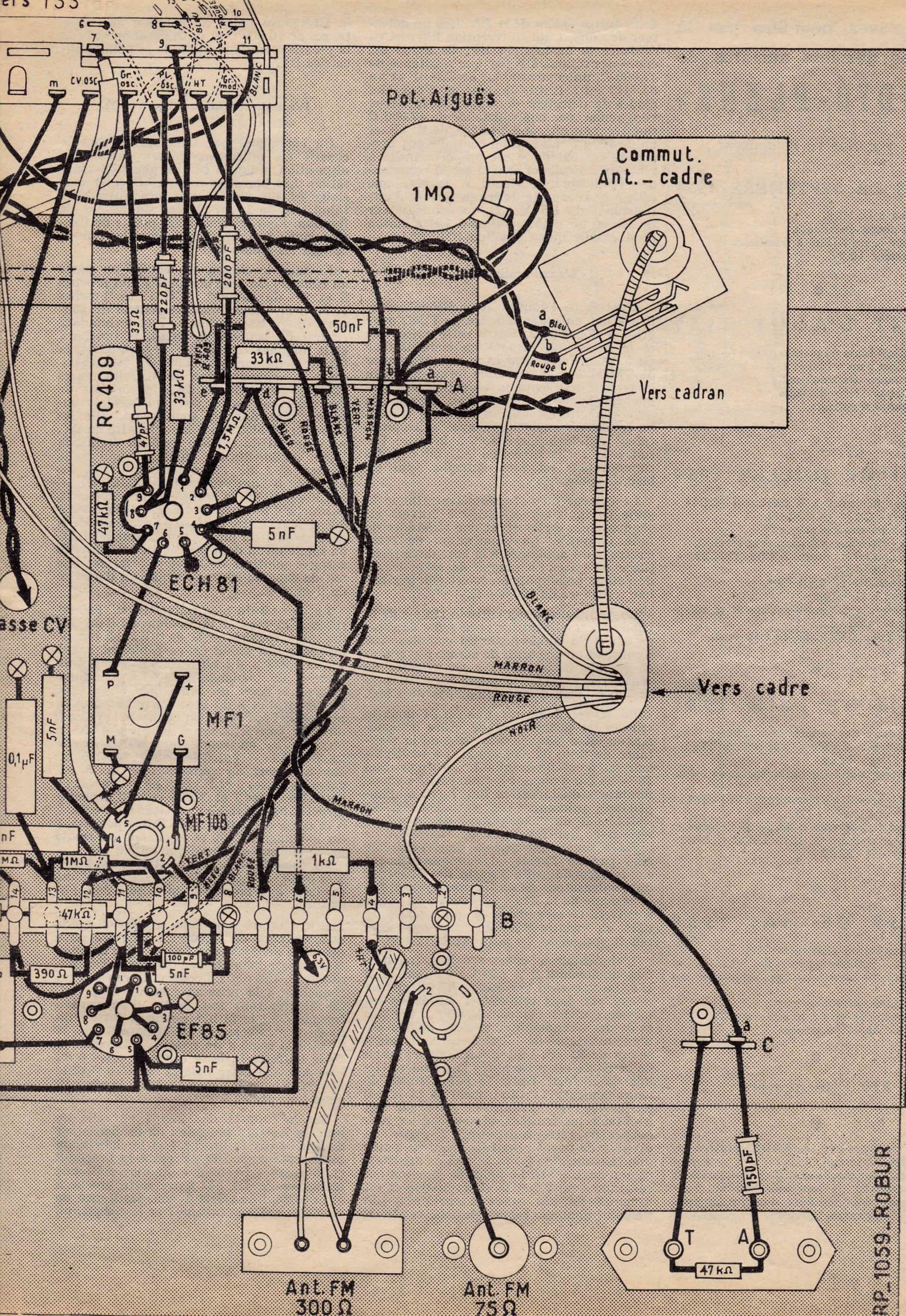
L'alimentation de la plaque heptode se fait à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 390 Ω et un condensateur de 5 nF. En raison de ces valeurs cette cellule agit en réception FM. En réception AM la ECH81 fonctionne donc normalement en changeuse de fréquence. Le signal à 480 kHz recueilli dans le circuit plaque heptode est transmis à la grille de la lampe suivante par le transfo 480 kHz. En réception FM la triode est hors service. Le signal à 10,8 MHz fourni par le convertisseur FM est amplifié par l'heptode faisant fonction de premier étage MF, puis transmis à la grille de la lampe suivante par le transfo 10,8 MHz.

La lampe qui suit la ECH81 est une EF85.

Insistons sur le fait qu'elle fonctionne en premier étage MF lors de réception AM et en second étage MF lors de réception FM. Sa cathode est à la masse. La liaison avec les transfos MF et la grille de commande de cette EF85 se fait par un condensateur de 100 pF et une résistance de fuite de 1 MΩ qui lui transmet la tension de régulation VCA. Sa grille écran est alimentée par une résistance de 47.000 Ω découplée par 5 nF.

Dans le circuit plaque de la EF85 est inséré le primaire d'un transfo accordé sur 480 kHz et celui d'un autre transfo accordé sur 10,8 MHz. Le secondaire du transfo 480 kHz attaque une des diodes EABC80 assurant la détection AM. Le signal BF apparaît aux bornes d'une cellule de constante de temps dont la résistance de 270.000 Ω shuntée par 100 Ω bloque le signal MF. Une résistance de 47.000 Ω bloque le signal AM. La tension VCA est prise au collecteur de la résistance de 270.000 Ω ; elle est transmise aux lampes asservies par une cellule de constante de temps dont la résistance est de 1 MΩ et un condensateur de 0,1 μF. Cette cellule commande également l'indicateur d'AM par l'intermédiaire d'une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 470.000 Ω et d'un condensateur de 20.000 pF.

Le secondaire du transfo 10,8 MHz est également discriminateur forme a



Vous n'avez peut-être pas lu
tous les derniers numéros de
« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 143 DE SEPTEMBRE 1959

- Télévision à U. H. F.
- Cellules photos-électriques.
- Récepteur haute fidélité à transistors.
- Amplificateur 10 W.

N° 142 D'AOUT 1959

- Le chauffage haute fréquence.
- L'équivalent d'un 6 lampes avec 2 lampes.
- Temporisateur électronique.
- Amplificateur stéréophonique.
- Récepteur 6 transistors.

N° 141 DE JUILLET 1959

- Récepteur miniature à 6 transistors (OC44 - OC45 (2) - OC71 - OC72 (2)).
- Electrophone stéréophonique.
- Le VFO - Hétérodyne (amateurs et surplus).
- Radio-phono très haute fidélité (ECC83 - ECC82 - UL84 (2)).
- Hétérodynes HF EF 9 (2) AZI.
- Réalisation « Grip-Dip ».
- Amplificateur à 2 lampes miniatures et récepteur sélectif à cristal.
- Antenne pour modulation de fréquence.

N° 140 DE JUIN 1959

- Antiparasitage des voitures automobiles.
- Récepteur économique à pile solaire EF42 - EF42 - EL42 - EZ80.
- Ondemètres contrôleurs de champ et de modulation.
- Récepteur portatif à 7 transistors : 37T1 - 36T1 - 35T1 - 40P1 - 992T1 (2).
- Changeur de fréquence 4 lampes + la valve et l'indicateur d'accord ECH81 - EBF81 - EBF80 - EL84 - (M85) - EZ80.

N° 139 DE MAI 1959

- Thermistances ou résistances CTM.
- Emploi de l'oscilloscope en radio.
- A propos de l'antiparasitage obligatoire des voitures.
- Reproduction stéréophonique.
- Electrophone portatif à transistors.
- Récepteur AM-FM 6 lampes.

120 F le numéro

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

deux autres diodes de la EABC80 un détecteur de rapport qui en réception FM met en évidence la modulation BF. Ce signal est épuré des résidus MF par une résistance de 47.000 Ω , un condensateur de 220 pF et un de 470 pF. Entre la plaque d'une des diodes du détecteur de rapport et la masse, vous remarquez une résistance de 47.000 Ω shuntée par un condensateur de 4 μ F et un de 470 pF. La tension continue aux bornes de cet ensemble est proportionnelle à l'intensité du signal reçu et sert à commander l'indicateur d'accord à travers une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 1,5 M Ω et du condensateur de 20.000 pF déjà mentionné. Cette liaison n'est établie qu'en position FM.

L'amplificateur BF.

L'entrée de l'amplificateur BF est constituée par un potentiomètre de 1 M Ω avec prise à 300.000 Ω . Entre cette prise fixe et la masse est disposé un condensateur de 5.000 pF en série avec une résistance de 47.000 Ω . Cet ensemble forme un filtre correcteur qui évite la réduction des fréquences basses à bas niveau sonore. Ce potentiomètre est mis en liaison à travers un condensateur de 20 nF avec un commutateur qui le branche soit à la prise PU soit à la sortie détection AM ou FM. Ce commutateur est bien entendu celui du bloc à clavier.

Le curseur du potentiomètre attaque la grille de la triode EABC80 à travers un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de grille. La polarisation de cette électrode est appliquée à la base de la résistance de fuite. La plaque de cette triode de l'étage préamplificateur est chargée par une résistance de 120.000 Ω .

Le circuit de liaison entre la plaque de la triode préamplificatrice et la grille de commande de la lampe finale est complexe car il contient un dispositif de dosage des graves et des aiguës incorporé à un système de contre-réaction. Les commandes de dosage se font à l'aide de potentiomètres de 1 M Ω .

La lampe finale est une EL84 dont la tension de polarisation de grille de commande est appliquée à la base de la résistance de fuite de 470.000 Ω . Le haut-parleur est d'excellente qualité ; il s'agit d'un 18 x 26 cm à aimant permanent. Le transformateur d'adaptation fait 7.000 Ω d'impédance primaire. Cet enroulement est shunté par un condensateur de 10 nF en série avec une résistance de 10.000 Ω . Le registre sonore est étendu dans l'extrême aigu par un tweeter dynamique branché sur le secondaire du transfo de sortie par un condensateur de 4 μ F. Remarquez que la cathode de la EL84 est reliée à la masse à travers ce secondaire ce qui procure un effet de contre-réaction d'intensité qui réduit fortement les distorsions.

L'alimentation comprend un transformateur donnant 2 x 280 V — 85 mA à la HT. La valve est une EZ80. Le filtrage est assuré par deux cellules : l'une d'elles est formée d'une résistance de 500 Ω bobinée et de deux condensateurs de 32 μ F, l'autre d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 32 μ F. La tension d'alimentation de la EL84 est prise après la première cellule de filtrage. Entre le point milieu de l'enroulement HT du transfo et la masse est insérée une résistance de 100 Ω qui sert à obtenir les tensions de polarisation. Aux bornes de cette résistance est prévu un diviseur de tension dont les éléments sont : une résistance de 2.700 Ω , une de 10.000 Ω et une de 2.200 Ω . Le point de jonction des résistances de 2.700 Ω et de 10.000 Ω est découplé par un condensateur de 8 μ F. Ce point donne la tension de polarisation de

la EL84. Au point de jonction des résistances de 10.000 Ω et de 2.200 Ω on obtient la polarisation de la grille de la préamplificatrice BF.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

On commence par fixer sur et sous le châssis les différentes pièces suivant la disposition indiquée sur les plans de réalisation. Les barrettes à cosses B et D sont éloignées du châssis par des entretoises tubulaires de 1 cm placées sur les vis de fixation. Pour le relais B les points de fixation sont : 2, 8, 17, 26, 37. Pour le relais D ce sont les points b et g.

Lorsque le châssis est équipé on passe au câblage. On relie au châssis : les broches 3 et 5 du support ECH81, les broches 1, 3, 4, 6, 9 et le blindage central du support EF85, les broches 4, 7 et le blindage central du support EABC80, la broche 4 et le blindage central du support EL84, la broche 4 du support EZ80. On relie également au châssis l'axe du CV, les cosses X3 et 7 du bloc 303CAG et un côté de l'enroulement CH.L du transfo d'alimentation. Par des fils souples on relie les cosses m du bloc AM à la fourchette du CV. Avec du fil de câblage isolé on établit la ligne d'alimentation filament qui relie l'autre côté de l'enroulement CH.L, les broches 5 des supports EZ80, EL84, EABC80, EF85, la cosse 6 de la barrette B, la broche 4 du support ECH81 et la cosse a du relais A. Entre la cosse 6 de la barrette B et la cosse 1 du bloc convertisseur 303CAG on soude un fil dont une partie est enroulée à spires jointives de manière à former une self de choc de 20 tours ayant un diamètre de 6 mm.

La cosse 2 du bloc convertisseur FM est reliée à la cosse 1 du bobinage BC409 par un câble coaxial 50 Ω de 10 à 15 cm de longueur. La gaine de ce câble est soudé sur la cosse 3 du bloc convertisseur à la cosse 3 du bobinage RC409 à son autre extrémité. Avec du ruban 300 Ω on relie les cosses 6 et 8 du bloc convertisseur à la prise Ant FM 300 Ω . On connecte la cosse 5 du bloc convertisseur à la cosse 4 de la barrette B, on soude une résistance de 12.000 Ω 1 W entre les cosses 4 et 5 du convertisseur, un condensateur de 5 nF entre les cosses 5 et X et un de même valeur entre les cosses 1 et X. La cosse 3 du bobinage RC409 est reliée au châssis et la cosse 2 à la cosse 8 du bloc AM. Entre la cosse 1 du bobinage RC409 et le châssis on soude un condensateur céramique de 5,6 pF.

La cosse 1 du bobinage RC318 est reliée à la prise « Ant MF 75 Ω ». La cosse 2 est réunie à une broche de la prise « Ant FM 300 Ω ».

Entre les prises antenne et terre on soude une résistance de 27.000 Ω . La prise terre est reliée au châssis ; entre la prise antenne et la cosse a du relais C on dispose un condensateur de 150 pF. La cosse a du relais A est connectée à la prise antenne du bloc AM. Ce fil (marron) fait partie d'un cordon torsadé dont le fil blanc relie la cosse c du relais A à la cosse 14 de la barrette H, le fil bleu la cosse d du relais A à la cosse 13 de la barrette B, le fil rouge la cosse 6 du bloc AM à la cosse 7 de la barrette B et le fil vert la cosse HT du bloc AM à la cosse 12 de la barrette B.

Sur le support de ECH81 on relie les broches 7 et 9. On soude : un condensateur de 5 nF entre la broche 4 et le châssis, un condensateur de 200 pF entre la broche 2 et la cosse « Gr mod » du bloc AM, une résistance de 1,5 M Ω entre cette broche 2 et la cosse d du relais A, une résistance de 47.000 Ω entre la broche 7 et le châssis, un

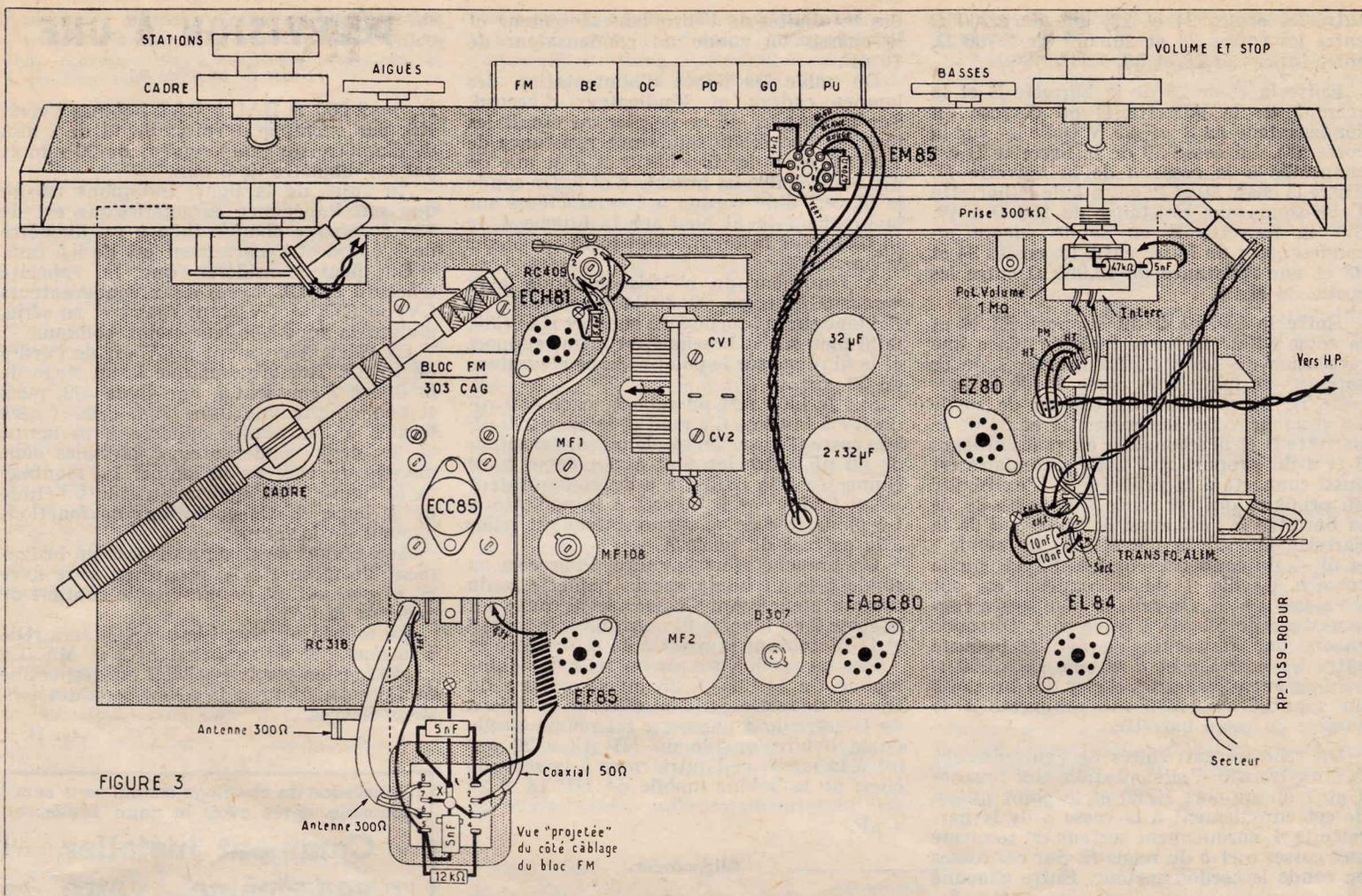


FIGURE 3

condensateur de 47 pF en série avec une 33Ω entre la broche 9 et la cosse « Gr osc » du bloc AM, une résistance de 33.000Ω 1 W entre la broche 8 et la cosse 9 du bloc AM, un condensateur de 220 pF entre cette broche 8 et la cosse « Pl osc » du bloc. On réunit la broche 1 à la cosse *e* du relais A, entre les cosses *c* et *e* de ce relais on place une résistance de 33.000Ω 1 W et entre la cosse *e* et la patte *b* un condensateur de 50 nF. On réunit la broche 6 à la cosse P de MF1.

La cosse M du transfo MF1 est soudée au châssis, la cosse + est connectée à la cosse 5 du transfo MF 108, la cosse G à la cosse 1 de MF 108. La cosse 2 est reliée à la cosse 9 de la barrette B et la cosse 4 à la cosse 12 de la barrette B. On soude un condensateur de 5 nF entre la cosse 4 de MF 108 et le châssis. La cosse 5 de ce transfo est reliée à la cosse 7 du bloc AM par un câble coaxial dont la gaine est soudée au châssis. On soude une résistance de 390Ω entre les cosses 12 et 14 de la barrette B. Entre les cosses 9 et 10 de cette barrette on soude.

La cosse 10 est connectée à la broche 2 du support EF85 et la cosse 11 à la broche 8. Entre la broche 5 de ce support et le châssis on place un condensateur de 5 nF. Sur le relais on soude un condensateur de 5 nF entre les cosses 8 et 11, une résistance de 47.000Ω 1 W entre les cosses 11 et 14, une résistance de 1 M Ω entre les cosses 10 et 13, une autre de 1 M Ω entre les cosses 13 et 15, un condensateur de 0,1 μ F entre la cosse 13 et le châssis, une résistance de 1.000Ω 1 W entre les cosses 4 et 7.

On relie la broche 6 du support EF85 à la cosse P du transfo MF2. La cosse M de ce transfo est réunie à la cosse 15 de la barrette B, la cosse + à la cosse 5 du transfo D307 et la cosse G à la broche 6 du support EAB80. La cosse 4 du transfo D307 est reliée à la cosse 16 de la barrette B. Sur

cette barrette on soude une résistance de 4.700Ω entre les cosses 14 et 16, un condensateur de 20 nF entre les cosses 11 et 16.

Entre la cosse 6 du transfo D307 et la cosse 19 de la barrette B on dispose une résistance de 47 Ω . Sur la barrette B on soude : un condensateur de 220 pF entre les cosses 17 et 19, une résistance de 40.000Ω entre les cosses 19 et 21, un condensateur de 470 pF entre les cosses 17 et 21, une résistance de 270.000Ω et un condensateur de 100 pF entre les cosses 15 et 17, une résistance de 47.000Ω entre les cosses 15 et 18, une résistance de 470.000Ω entre les cosses 18 et 20, une résistance de 1,5 M Ω entre les cosses 20 et 22, un condensateur de 20 nF entre les cosses 17 et 20, un condensateur de 470 pF et une résistance de 47.000Ω entre les cosses 22 et 26. Entre la cosse 22 de la barrette B et la cosse *b* de la barrette D on dispose un condensateur de 4 μ F (pôle — sur la cosse 22). La cosse 14 de la barrette B est connectée à la cosse *f* de la barrette D.

La cosse 18 de la barrette B est reliée par un fil blindé à la cosse 10 du bloc AM. La gaine de ce fil est soudée sur la cosse 17 de la barrette et sur le bâti métallique du bloc AM. La cosse 21 de la barrette est reliée à la cosse 11 du bloc AM, la cosse 22 de la barrette B à la paillette 13 du bloc et la broche 2 du support EAB80 à la paillette 12 du bloc. Ces trois derniers fils sont torsadés ensemble.

Pour le support de EAB80 on relie la broche 1 à la cosse *i* du transfo D307, la broche 3 à la cosse 3 du même transfo et la broche 9 à la cosse *h* de la barrette D. On soude : un condensateur de 5 nF entre la broche 5 et le châssis, un condensateur de 1.500 pF entre la broche 2 et le blindage central, une résistance de 1 M Ω entre la broche 8 et la cosse 24 de la barrette B,

un condensateur de 20 nF entre cette broche 8 et la cosse 25 de la barrette B.

La paillette PU du bloc AM est reliée à une ferrure de la plaquette PU par un fil blindé dont la gaine est soudée sur la seconde ferrure. Cette ferrure est reliée au châssis. La paillette BF du bloc est connectée à la cosse *i* de la barrette D. Entre cette cosse *i* et une extrémité du potentiomètre de volume on soude un condensateur de 20 nF. Le curseur du potentiomètre est réuni à la cosse 25 de la barrette B par un fil blindé dont la gaine est soudée sur l'autre extrémité du potentiomètre et sur la cosse 26 de la barrette B. Entre cette seconde extrémité du potentiomètre et la prise à 300.000Ω on dispose un condensateur de 5.000 pF en série avec une 47.000Ω .

Sur la barrette D on soude : une résistance de 120.000Ω entre les cosses *f* et *h* et un condensateur de 5 nF entre les cosses *e* et *h*. La cosse *e* est connectée à une des extrémités du potentiomètre de 1 M Ω (aiguës). L'autre extrémité de ce potentiomètre est reliée à la cosse 33 de la barrette B. Son curseur est réuni à la masse sur la patte *b* du relais A.

Une des extrémités et le curseur du potentiomètre de 1 M Ω (graves) sont connectés à la cosse *h* de la barrette D. Entre cette cosse *h* et la seconde extrémité du potentiomètre on soude un condensateur de 3 nF. Cette seconde extrémité est connectée à la cosse 23 de la barrette B. Sur cette barrette on soude : une résistance de 100.000Ω entre les cosses 23 et 27, un condensateur de 1.500 pF entre les cosses 27 et 29, une résistance de 270.000Ω entre les cosses 29 et 32, un condensateur de 1.500 pF entre les cosses 32 et 33, une résistance de 100.000Ω entre les cosses 32 et 34, un condensateur de 20 nF entre les cosses 27 et 31, une résistance de 470.000Ω entre les cosses 28 et 31, une résistance de 10.000Ω

entre les cosses 24 et 28, une de 2.200 Ω entre les cosses 24 et 26, une de 2.700 Ω , entre les cosses 28 et 30.

Entre la cosse 28 de la barrette B et la cosse b de la barrette D on dispose un condensateur de 8 μF 25 V (pôle — sur la cosse 28). La cosse 30 de la barrette B est connectée à la cosse a de la barrette D. Entre la cosse 30 et la cosse b de la barrette D on soude une résistance de 100 Ω 1 W. Sur la barrette B on soude encore un condensateur de 10 nF entre les cosses 34 et 38 et une résistance de 10.000 Ω entre les cosses 36 et 38.

Entre la broche 2 du support EL84 et la cosse 31 de la barrette B on place une résistance de 1.000 Ω . La broche 7 de ce support est reliée à la cosse 34 de la barrette B. Le primaire du transfo de sortie est branché entre les cosses 34 et 36 de la barrette B et le secondaire entre les broches 3 et 4 du support EL84. Ce secondaire est aussi connecté à la prise HPS. L'extrémité du primaire qui est reliée à la cosse 36 de la barrette B l'est aussi à la cosse d de la barrette D. Sur la barrette D on soude : le fil — du condensateur 2 x 32 μF sur la cosse a, les fils + de ce condensateur sur les cosses c et d. On relie le pôle + du condensateur de 32 μF à la cosse f. On soude encore une résistance de 500 Ω bobinée entre les cosses c et d et une de 1.000 Ω bobinée entre les cosses d et f. La broche 3 du support de EZ80 est connectée à la cosse c de cette barrette.

On relie les extrémités de l'enroulement HT du transfo d'alimentation aux broches 1 et 7 du support EZ80 et le point milieu de cet enroulement à la cosse a de la barrette D. L'enroulement secteur est connecté aux cosses a et b du relais E. Sur ces cosses on soude le cordon secteur. Entre chacune

des extrémités de l'enroulement secteur et le châssis on soude un condensateur de 10 nF.

On câble les lignes d'alimentation des lampes cadran et l'indicateur d'accord. Sur le support de ce dernier on réunit les broches 7 et 9. On soude une résistance de 1.000 Ω entre les broches 3 et 4 et une de 470.000 Ω entre les broches 6 et 9. On soude le fil vert d'un cordon à 4 conducteurs sur la broche 1 le fil bleu sur la broche 4, le fil blanc sur la broche 5 et le fil rouge sur la broche 6.

A l'intérieur du châssis on soude le fil vert sur la cosse 20 de la barrette B, le fil blanc sur la broche 5 du support EABC80, le fil bleu sur la broche 4 du même support et le fil rouge sur le pôle + du condensateur de 32 μF .

Sur le bloc AM on relie la cage 490 pF du CV à la cosse CV mod et la cage 220 pF à la cosse CV osc. On soude un condensateur de 60 pF entre les 4 et 5. La cosse 4 est connectée à la paillette a du commutateur « Ant Cadre » et la cosse 5 à la paillette b. La paillette c de ce commutateur est reliée à la patte b du relais A.

On branche alors le cadre. Pour cela on soude : le fil blanc sur la paillette a du commutateur « Ant Cadre », le fil rouge sur la cosse 2 du bloc, le fil marron sur la cosse 3 et le fil noir sur la cosse 2 de la barrette B.

Par un cordon souple on relie la bobine mobile du HP 18 x 26 au secondaire du transfo de sortie, puis on effectue la liaison du tweeter dont une cosse est réunie à celle de la bobine mobile du HP 18 x 26 qui est à la masse et l'autre cosse à la seconde cosse de la bobine mobile du HP 18 x 26 par l'intermédiaire d'un condensateur de 4 μF .

Alignement.

Les circuits de la chaîne AM s'alignent de la même façon que pour un récepteur normal. On règle les transfos MF1 et MF2 sur 480 kHz.

En gamme PO on ajuste les trimmers du CV sur 1.400 kHz. Sur 574 kHz on règle le noyau du bobinage oscillateur et l'enroulement PO du cadre.

En gamme GO, sur 160 kHz on règle le noyau de l'enroulement oscillateur et l'enroulement GO du cadre.

En gamme sur 6,1 MHz on règle le noyau des bobinages oscillateur et accord du bloc.

En ce qui concerne les circuits FM il faudrait pour obtenir un réglage rigoureux disposer d'un générateur HF, d'un oscilloscope et d'un wobulateur. Il s'agit là d'un équipement onéreux que peu d'amateurs ont à leur disposition. On peut cependant obtenir des résultats très satisfaisants avec des moyens plus modestes. On peut se contenter d'une simple hétérodyne d'atelier. Si elle ne descend pas à 10,8 MHz elle fournira toujours une harmonique ayant cette fréquence et permettant de retoucher les réglages des bobinages qui travaillent sur cette fréquence (MF 108, D307, RC409), et le transfo MF contenu dans le bloc convertisseur). En ce qui concerne les autres enroulements de ce bloc on fera les retouches en écoutant une émission. Avec un peu de doigté et de patience on doit obtenir des résultats tout à fait convenables.

A. BARAT.

TÉLÉVISION A UHF

(Suite de la page 33.)

$R_1 = 2\ 000\ \Omega$ BA1 à BA3 bobines l'arrêt H6, par exemple 10 spires de fil de 1 mm de diamètre sur une longueur de 20 mm et par un diamètre de 3 mm.

Au sujet de la ligne, indiquons encore que son impédance caractéristique est de 130 Ω lorsque chaque tube a un diamètre de 3,2 mm et l'écartement est de 9,5 mm.

On peut considérer que la capacité d'accord est CV/2, ces deux condensateurs $CV_1 = CV_2 = CV$ étant égaux et en série, malgré la masse à leur point commun.

La valeur convenant à CV est de l'ordre de 10 pF. Remarquons que le montage de la figure 7 convient à une ligne $\lambda/2$, mais si l'on adopte une ligne $\lambda/4$, celle-ci sera fermée à l'extrémité opposée à la lampe et les deux condensateurs variables sont montés du côté de la lampe. Le montage de la figure 7 est également utile à l'étude de la ligne et des conditions de fonctionnement de la lampe.

Aux bornes de C_3 on a disposé un instrument de mesure MA, monté en série avec R_3 et permettant de mesurer le courant de grille de la 6AF4.

En montage normal le point M sera relié à la masse et on supprimera C_3 et MA. La haute tension est de 100 V. Il est déconseillé de faire fonctionner la 6AF4 sous des tensions élevées.

G. B.

DEVIS des PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

● F. M. POPULAIRE 60 ●

décrit ci-contre

RÉCEPTEUR AM-FM 7 LAMPES

Cadre ferroxcube orientable

HAUT-PARLEURS { 1 elliptique 18x26 HI-FI
1 tweeter « aiguës »

VOIR ÉBÉNISTERIE en COUVERTURE

● L'ensemble constructeur comprenant :

Châssis cadmié + équerres - cadran avec glace et CV 2x490..... **4.460**

● L'ensemble des bobinages :

★ AM : Bloc 6 touches + cadre + MF AM **4.105**

★ FM : Bloc FM avec lampe ECC85 + MF. **6.105**

1 Transfo d'alimentation..... **1.980**

1 Transfo de modulation 50x60..... **670**

1 Jeu de résistances et condensateurs..... **3.073**

Tout le matériel complémentaire (Supports, plaquettes, fils, cosses, relais, soudure, décolletage etc.)..... **2.872**

Les 2 haut-parleurs..... **5.040**

Le jeu de lampes (ECH81 - EF85 - EABC80 - EL84 - EZ80 - EM85) **PRIX NET..... 3.570**

PRIX FORFAITAIRE pour l'Ensemble

FM POPULAIRE 60 complet, **PRIS EN UNE SEULE FOIS... 27.600**

LE CHASSIS CABLÉ RÉGLÉ EN ORDRE DE MARCHÉ..... **37.400**

L'ébénisterie complète avec baffle, décor pour œil, tissus et fond. **8.780**

RADIO-ROBUR 84, Boul. Beaumarchais
PARIS-XI^e - Tél. ROQ. 71-31
R. BAUDOIN, Ex-Prof. E.C.T.S.F.E.

C. C. Postal. 7062-05 PARIS.

GALLUS PUBLICITÉ

SYSTEME « D »

LA GRANDE REVUE FRANÇAISE
de BRICOLAGE et de
TRAVAUX D'AMATEURS
TOUS LES MOIS

100 pages

80 francs

L'installation du chauffage central vous sera accessible après avoir lu notre brochure

Comment installer vous-même votre CHAUFFAGE CENTRAL

par Marc CHASSAIN

Collection :
Les Sélections de « Système D »

Description du matériel nécessaire
Chaudière, radiateurs, tubes, vase
d'expansion, etc.

Mise en œuvre des éléments, exemples
d'installation, conseils et précautions
pour le réglage et l'entretien, etc.

PRIX : 60 francs.

Ajoute la somme de 10 francs pour frais d'expédition à votre chèque postal (C.C.P. 259-10), adressé, 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Ou demandez-la à votre marchand de journaux qui vous la procurera.

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir
les 12 numéros d'une année

PRIX : 480 F (à nos bureaux).

Frais d'envoi : sous boîte carton : **135 F**

Adresser commandes au Directeur de RADIO-PLANS,
43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e. Par versement à
notre compte chèque postal PARIS 259-10.

MESURES SUR RADIO-RÉCEPTEUR (1)

par Michel LÉONARD

Mesure de la sélectivité.

Nous avons abordé le problème capital de la sélectivité d'un radio-récepteur dans un précédent article dans lequel nous avons défini les principales caractéristiques, telles que la sensibilité, la sélectivité, la fidélité, etc.

Reprenons le problème de la sélectivité. Un appareil ayant satisfait aux exigences des normes françaises est considéré comme ayant une sélectivité *suffisante* s'il affaiblit *efficacement* les émissions brouilleuses des canaux voisins à ± 9 kHz de la fréquence d'accord. On admet que ce résultat est atteint lorsque l'affaiblissement, mesuré dans les conditions que nous allons indiquer ci-après est supérieur ou égal à 50.

Voici comment s'effectue la mesure de la sélectivité. On réalise le montage de la figure 1 qui a déjà été utilisé pour d'autres mesures.

Le filtre psophométrique est remplacé par un circuit sélectif à 400 Hz. Le montage de ce filtre est indiqué par la figure 2. Il correspond à la position 2 du filtre combiné utilisé à la mesure de la sensibilité.

Le générateur est accordé sur 1 MHz (1.000 kHz) fréquence qui se trouve au milieu de la gamme petites ondes. On module à 400 Hz avec un taux de 50 %.

On accorde le récepteur de façon que

tion BF incorporée, on lui adjoindra un générateur BF extérieur qui sera connecté aux bornes « modulation extérieure ». Ce générateur fournira des signaux jusqu'à 20.000 Hz.

Rappelons, d'autre part, qu'un affaiblissement de 10 dB d'un signal correspond à une réduction de puissance de dix fois :

$$X \text{ dB} = 10 \log 10 = 10$$

ou, ce qui est équivalent :

$$X \text{ dB} = 20 \log 3,16 = 10$$

car 3,16 est la racine carrée de 10 et le logarithme de 3,16 est égal à 0,5 fois le logarithme de 10, c'est-à-dire à 0,5. Il s'agit de logarithmes décimaux.

Deuxième étape de la mesure.

Toujours avec un taux de 50 %, on ramène la fréquence de modulation à 400 Hz et on agit sur l'atténuateur du générateur de façon que le wattmètre de sortie indique 20 mW.

Noter la tension U_1 fournie par le générateur. Ne plus toucher au récepteur.

Régler le générateur sur 1.009 kHz et noter la tension U_2 nécessaire pour que le niveau de sortie du récepteur soit maintenu à 20 mW.

Procéder de même pour $f : 991$ kHz et noter la tension U_3 du générateur HF.

Pendant ces mesures il faut que le réglage

Généralement la sensibilité varie peu depuis 991 kHz jusqu'à 1.009 kHz et de ce fait on trouve que U_2 et U_3 sont sensiblement égaux à U_1 .

Les mesures de sélectivité que l'on vient d'effectuer ont été faites à 1.000 kHz. On ne connaît ainsi que la sélectivité à cette fréquence. Il est donc recommandé, en adoptant le même procédé, de mesurer la sélectivité à d'autres fréquences par exemple à 500, 600, 700, 1.500 kHz et qui permettra d'établir une courbe de sélectivité.

On pourra également mesurer la sélectivité en grandes ondes et en ondes courtes.

La courbe représentera le rapport U_0/U_1 en fonction de la fréquence ou si l'on préfère, les décibels correspondant à U_0/U_1 :

$$X \text{ dB} = 20 \log (U_0/U_1)$$

en fonction de la fréquence.

Rappelons que le logarithme décimal de 50 est égal à 0,7 environ.

Plus grande est la sélectivité, plus le rapport U_0/U_1 est grand.

En effet, si le poste est très sélectif, la puissance de sortie diminue considérablement par rapport à 20 mW et il faut augmenter les tensions U_2 et U_3 fournies par le générateur pour ramener à cette valeur la puissance de sortie ce qui augmente le rapport U_0/U_1 .

Au contraire si la sélectivité est mauvaise, le rapport diminue, si elle était nulle, il y aurait la même tension pour les trois fréquences considérées et le rapport serait égal à 1 au lieu d'être supérieur à 50 comme exigé.

Mesure de la fidélité.

On modifie le montage de mesures de la figure 1 en remplaçant la charge fictive et le filtre par la bobine mobile du haut-parleur aux bornes de laquelle on connectera un wattmètre précis sur toute la gamme BF, un oscilloscope sera excellent dans cette fonction.

Le schéma du montage de mesures est celui de la figure 3 dans lequel V est, soit un voltmètre, soit un oscilloscope qui sera utilisé comme un voltmètre.

Pour effectuer la mesure de la fidélité qui porte sur la totalité du récepteur et non seulement sur la BF, on règle le générateur HF sur 1 MHz avec modulation à 400 Hz et un taux de 30 %. La tension fournie doit être de $5.000 \mu\text{V} = 5 \text{ mV}$.

On accorde le récepteur le mieux possible sur 1 MHz en se servant de son organe de réglage visuel ou en observant le voltmètre de sortie de la manière suivante :

a) Le taux de modulation étant maintenu à 30 % on augmente la fréquence du signal BF jusqu'à ce que le niveau de la sortie ait baissé de 20 dB ce qui correspond à une diminution de puissance de cent fois et d'une tension de dix fois car on a pour la tension

$$20 \text{ dB} = 20 \log 10$$

et pour la puissance :

$$20 \text{ dB} = 10 \log 100 = 20 \log 10$$

L'accord est retouché sur le centre de la bande passante en recherchant le minimum de déviation du voltmètre de sortie. On rétablit la modulation sur 400 Hz et l'oscilloscope est réglé sur 30 %.

b) Le volume contrôlé du récepteur est réglé de façon que l'on obtienne à la sortie

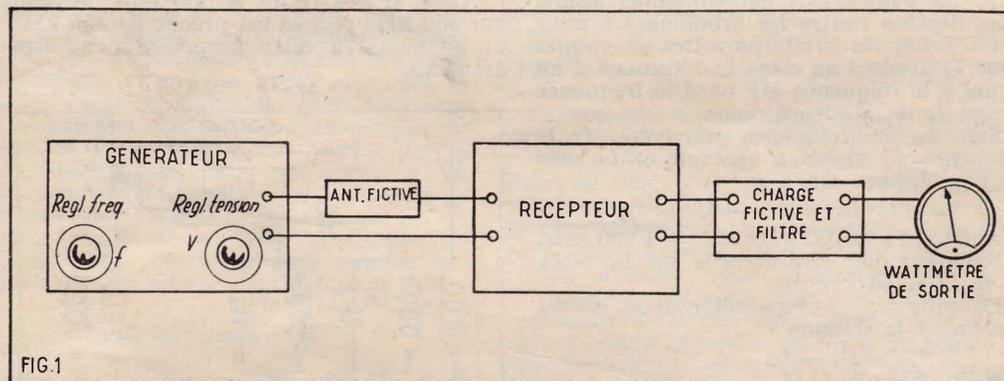


FIG.1

l'indicateur de sortie soit au maximum et on pousse au maximum le réglage de puissance du récepteur.

Au moment où l'on effectue cette opération il se peut que l'indicateur de sortie soit surchargé. Dans ce cas on placera l'atténuateur de cet indicateur sur une position réduisant suffisamment le signal qui lui est appliqué.

Ceci fait, on règle la tension de sortie du générateur de façon que le wattmètre de sortie indique 20 mW. Nos lecteurs savent comment on transforme une indication en volts en une indication en watts.

Ensuite, on augmente la fréquence de modulation jusqu'au moment où le niveau de sortie a diminué de 10 dB par exemple. La modulation est maintenue à 50 %.

L'accord est ensuite amélioré en réglant le récepteur. Le meilleur réglage est celui qui donne le minimum de signal de sortie.

Si le générateur ne possède pas une BF à fréquence variable ce qui est le cas de la plupart des générateurs HF avec modula-

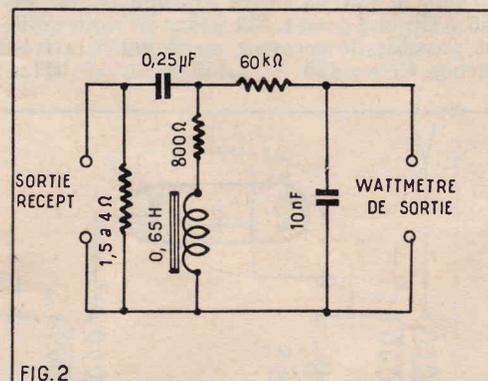


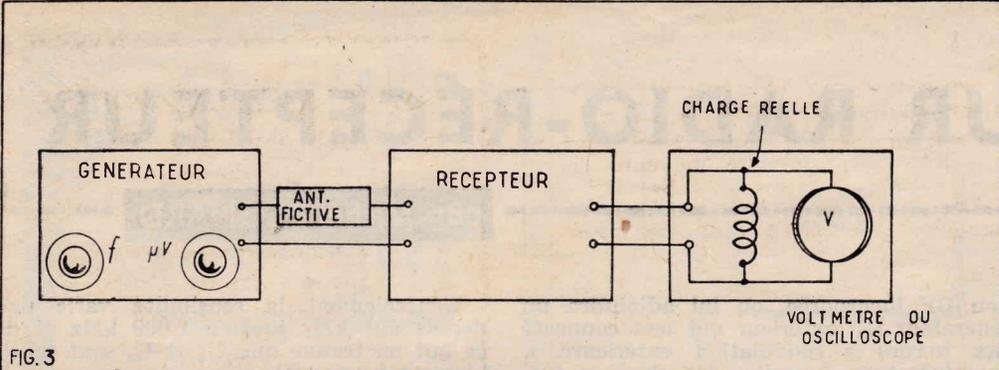
FIG.2

automatique de sensibilité soit pratiquement sans effet appréciable.

Si la sélectivité de l'appareil mesuré est satisfaisante, le rapport de U_0 à U_1 doit être supérieur à 50. U_0 est la moyenne géométrique de U_2 et U_3 (racine de $U_2 \times U_3$).

D'autre part les rapports U_2/U_1 et U_3/U_1 doivent être inférieurs à 40.

(1) Voir les nos 142 et 143 de Radio-Plans.



une puissance de 150 mW aux bornes dans la bobine mobile (charge réelle sur la figure 3). Comme la puissance est $P = U_0^2/R$ il suffira d'obtenir la tension efficace U_0 aux bornes de cette bobine. R est l'impédance de la bobine mobile à 400 Hz. Si l'on connaît R on peut déterminer U_0 .

En effet de $P = U_0^2/R$ on tire :
 $U_0 = \sqrt{PR}$
 Soit, par exemple, $R = 4 \Omega$. Comme $P = 150/1.000 \text{ W}$ il vient $PR = 600 \cdot 1.000 = 0,6$. La racine carrée de 0,6 est 0,77 donc $U_0 = 0,77 \text{ V}$.

c) On maintient le taux de modulation à 30 % et sans toucher au récepteur, on modifie la BF entre 150 et 2.500 Hz en notant les valeurs de U, tension de sortie indiquée par le voltmètre.

Les normes admettent qu'il y a fidélité si U reste comprise entre 0,5 U_0 et 3 U_0 . On peut se rendre compte que cette définition de fidélité est extrêmement indulgente et qu'elle est très loin de la haute fidélité, telle qu'elle est exigée en basse fréquence mais il s'agit ici de la totalité d'un récepteur qui doit avant tout être sélectif, c'est-à-dire séparer deux émissions voisines de façon que l'on n'entende en haut-parleur qu'une seule à la fois.

Sélectivité suffisante et haute fidélité sont inconciliables en radio sauf dans quelques cas particuliers :

- 1° L'émission que l'on désire écouter est très puissante et celles qui se trouvent de part et d'autre de son canal sont faibles.
- 2° L'émission à recevoir peut être sélectionnée à l'aide d'un cadre ;
- 3° Dans les récepteurs très perfectionnés il est possible de prévoir des filtres éliminateurs mais cette solution est rarement satisfaisante car de tels filtres augmentent la sélectivité et réduisent la largeur de bande donc la fidélité.

L'incompatibilité entre sélectivité et musicalité est due au fait que les canaux correspondant à deux émissions adjacentes sont trop voisines, les porteuses n'étant écartées que de 9 kHz. Aux amateurs de bonne musique nous recommandons les récepteurs pouvant utiliser un cadre lorsque cela est nécessaire mais cela ne suffit pas si le poste de radio est à sélectivité fixe répondant aux normes. Lorsque la musicalité est possible, le récepteur doit posséder une sélectivité réduite, c'est-à-dire une largeur de bande augmentée égale à 20 kHz au moins. On exigera, par conséquent, d'un récepteur vendu comme « musical », qu'il possède un dispositif de sélectivité variable permettant de passer progressivement, ou par bonds, du maximum de sélectivité au maximum de musicalité.

Signalons qu'un technicien très averti peut remplacer dans son récepteur les transformateurs MF à sélectivité variable, mais cette opération est délicate et il convient de consulter le constructeur du

récepteur sur les modèles de bobinages à adopter.

Rappelons que lorsqu'on aligne un récepteur muni d'un dispositif de sélectivité variable, celui-ci doit être placé en position correspondant au maximum de sélectivité. Aucun réglage n'est nécessaire en général dans les positions de moindre sélectivité.

**

Nous avons passé en revue les caractéristiques les plus importantes d'un radio-récepteur : la sensibilité, la sélectivité et la fidélité normalisées.

Ce ne sont pas les seules caractéristiques définissant la qualité d'un poste de radio.

Il reste encore d'autres caractéristiques que l'on ne peut qualifier de secondaires : la protection contre les brouillages, le réglage automatique de sensibilité, la distorsion, etc...

Commençons par la première.

Protection contre les brouillages.

Alors que la sélectivité se rapporte à la gêne que peut causer une émission voisine, la protection contre les brouillages a pour but d'éviter les bruits parasites provoqués pour l'introduction dans le récepteur d'un signal à la fréquence MF ou à la fréquence image de la fréquence reçue.

Soit f_m la fréquence moyenne, f_i la fréquence du signal à recevoir et f_h celle de l'oscillateur. On a :

$$f_m = f_h - f_i$$

Ainsi, si $f_m = 455 \text{ kHz}$ et $f_i = 1.000 \text{ kHz}$, l'oscillateur doit être accordé sur $f_h = f_m + f_i = 1.455 \text{ kHz}$.

Le principe du superhétérodyne admet également la relation :

$$f_m = f'_i - f_h$$

d'où $f'_i = f_m + f_h$

Dans le cas de notre exemple si $f_m = 455 \text{ kHz}$ et $f_h = 1.455 \text{ kHz}$, on voit qu'il est possible de recevoir un signal à la fréquence $f'_i = 455 + 1.455 = 1.910 \text{ kHz}$,

ce qui signifie que lorsque le récepteur est accordé par 1.000 kHz il pourra recevoir également un signal à 1.910 kHz.

En réalité il y a une opposition à cette réception due aux circuits accordés sur la fréquence à recevoir.

La figure 4 montre les circuits accordés d'un récepteur possédant un étage HF avant le changement de fréquence.

Le signal à recevoir à la fréquence f_i est sélectionné par deux circuits accordés L_1, CV_1 et L_2, CV_2 accordés sur cette fréquence, de sorte qu'il y a un grand affaiblissement à d'autres fréquences.

Soit cent fois, par exemple, l'affaiblissement dû à chaque circuit. Pour les deux, on aura un affaiblissement de dix mille fois. Au contraire, si l'antenne était connectée au point A la lampe HF étant supprimée, l'affaiblissement serait de cent fois seulement.

Si le signal brouilleur est lui-même cent fois plus grand que le signal à recevoir, les deux signaux seraient reçus avec la même puissance.

On voit qu'une méthode de protection entre les brouillages est le montage d'un étage HF accordé. Il est également possible de diminuer les brouillages de ce genre avec un présélecteur à deux circuits accordés sur f_i comme l'indique la figure 5.

Un cadre extérieur accordé, joue également le rôle d'antibrouilleur, en plus de son action directive. Certains cadres comportent une lampe HF.

La fréquence image égale à $f_i + 2 f_m$ n'est pas la seule pourtant à créer des brouillages.

Un signal à la fréquence f_m (MF) peut également passer à travers les circuits accordés sur f_i et parvenir à l'amplificateur MF qui l'amplifiera en même temps que le signal fourni par le changeur de fréquence. Ce signal parasite sera favorisé surtout lorsque f_i sera proche de f_m .

Ainsi, si l'on reçoit en PO une émission sur 550 kHz celle-ci est proche de 455 kHz et un signal à cette fréquence peut être transmis.

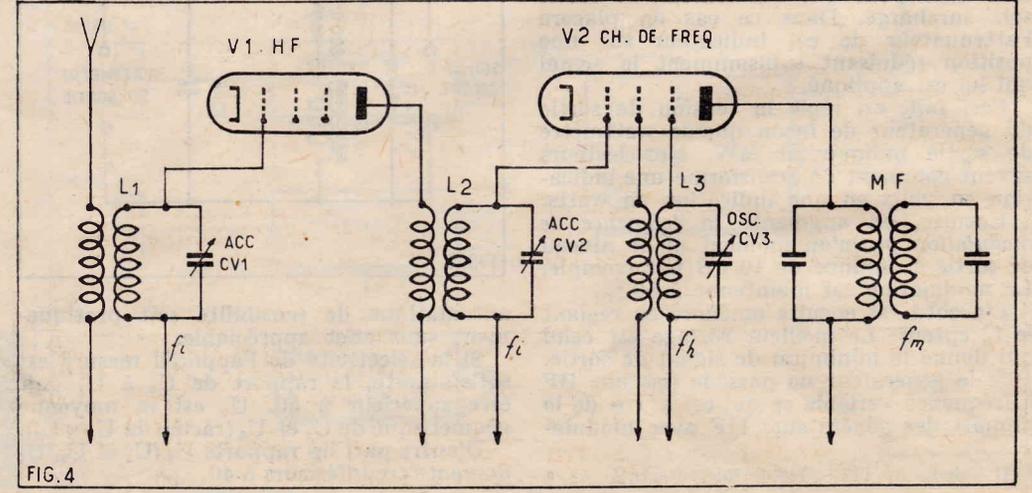
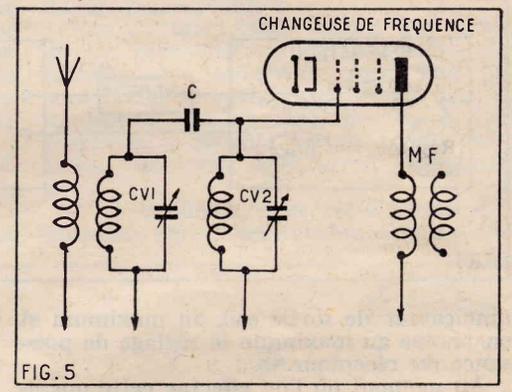


TABLEAU I

Fréquence d'accord f_1	Valeurs minima de E/E_0 .			
	Fréquence image $f_1 + 2 f_m$		Fréquence moyenne f_m	
	Rapport E/E_0 .	Décibels corresp.	Rapport E/E_0 .	Décibels corresp.
< 0,5 MHz	178	45	50	34
0,6 MHz	100	40	50	34
1 MHz	56	35	50	34
1,5 MHz	31	30	50	34
> 2MHz	—	—	50	34

Mesure du brouillage.

On réalise le montage de la figure 1 et on effectue le réglage convenant à la mesure de la sensibilité.

Soit E_0 , la tension du signal de sortie du générateur pour une puissance de sortie du récepteur de 50 mW lue directement ou indirectement sur l'indicateur de sortie.

On accorde le générateur sur f_m et on note pour chaque position des condensateurs d'accord et oscillateur la tension E du générateur permettant d'obtenir 50 mW à la sortie.

Les rapports E/E_0 doivent être plus grands que les valeurs indiquées par le tableau I.

La même mesure est effectuée en remplaçant f_m par $f_1 + f_m =$ fréquence image.

Celle-ci est différente pour chaque fréquence f_1 . On trouvera également sur le tableau I les valeurs minima admissibles pour les rapports E/E_0 correspondant à f_m , E étant obtenu de la même manière que précédemment.

Les normes ne prévoient pas la valeur des rapports E/E_0 lorsque $f_1 > 2.000$ kHz (150 m).

Dans certaines normes étrangères on indique pour $f_1 = 6$ MHz, un affaiblissement de 15 dB et pour $f_1 = 10$ MHz, un affaiblissement de 5 dB.

Réglage automatique de sensibilité.

Ce réglage est connu sous le nom de CAV, AVC, VCA ou encore, en suivant l'abréviation adoptée en télévision, CAG : commande automatique de gain.

Ce réglage devrait agir de telle façon que toutes les émissions, faibles ou puissantes, soient reçues avec la même puissance pour une même position du réglage manuel de volume.

En réalité, il n'en est pas ainsi mais le CAG diminue le rapport entre les puissances reçues.

Pour mesurer l'efficacité du circuit CAG on réalise encore le montage de la figure 1.

On choisit une fréquence f_1 sur laquelle on accorde le générateur modulé à 400 Hz et à 30 %.

Le niveau de sortie est ajusté à une valeur U_1 indiquée par le tableau II ci-dessous.

Rappelons que les catégories de récepteurs sont :

A = récepteurs alternatifs à transformateur et dont la puissance de sortie est supérieure ou égale à 1,5 W.

AB = récepteurs à autotransformateur de puissance comprise entre 1 et 1,5 W modulé.

B = tous courants, $P > 500$ mW.

Revenons à notre mesure.

Le récepteur est accordé le mieux possible comme il a été indiqué précédemment.

On tourne le bouton de V. C. manuel au maximum et on note la puissance P_1 à la sortie.

On agit sur le même bouton pour obtenir la puissance nominale correspondant à la catégorie du récepteur (voir le tableau II).

On règle la tension fournie par le générateur à une valeur $U_2 = U_1/10$ et on note la puissance P_2 de sortie correspondante.

On admettra que le CAG est satisfaisant si P_1 est supérieure à la puissance nominale et si P_2 est comprise entre la puissance nominale et la puissance minimum P indiquée par le tableau II. Ainsi, par exemple, on applique à l'entrée un signal U_1 de 5.000 μ V à la fréquence 1.000 kHz à un récepteur de la catégorie A et la puissance nominale de 1.500 mW est obtenue.

On applique ensuite le même signal mais réduit de dix fois, c'est-à-dire 500 μ V et on constate que le signal de sortie est de 1.000 mW.

On a, par conséquent :

$P_1 = 1.500$ mW,

$P_2 = 1.000$ mW,

et on voit que $P_1 = P$ nominale et que d'autre part 350 mW $< P_2 < P$ nominale, le récepteur est donc satisfaisant au point de vue du brouillage.

M. LÉONARD.

TABLEAU II

Catégorie de récepteur	Fréquence d'accord f_1	Signal d'entrée en μ V		Puissance de sortie en m V	
		U_1	U_2	nominale	P
A	< 2 MHz	5.000	500	1.500	350
	> 2 MHz	5.000	500	1.500	240
AB	< 2 MHz	5.000	500	1.000	250
	> 2 MHz	5.000	500	1.000	160
B	< 2 MHz	10.000	1.000	500	100
	> 2 MHz	10.000	1.000	500	80

SI VOUS AVEZ UNE VOITURE
SI VOUS AVEZ UN POSTE
A ACCUS

vous pourrez vous éviter
d'avoir recours au technicien
pour vous dépanner, si vous
lisez notre Brochure :

LES

ACCUMULATEURS

Comment les construire,
les réparer, les entretenir

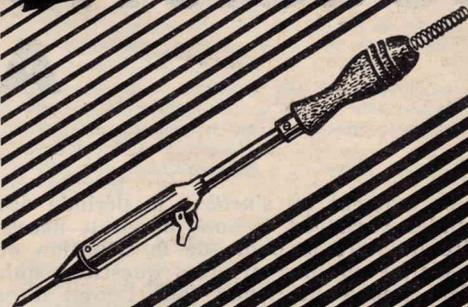
par ANDRÉ GRIMBERT

PRIX : 60 francs

Collection

« Les Sélections de SYSTÈME D »

Ajoutez 10 F pour frais d'envoi et adresse
commande à "SYSTÈME D" par versement à
notre C.C.P. Paris 259-10, ou demandez-le à
votre marchand de journaux habituel.



FER A SOUDER

AVEC PRISE DE MASSE

● LONGUE DURÉE

● CHAUFFAGE RAPIDE

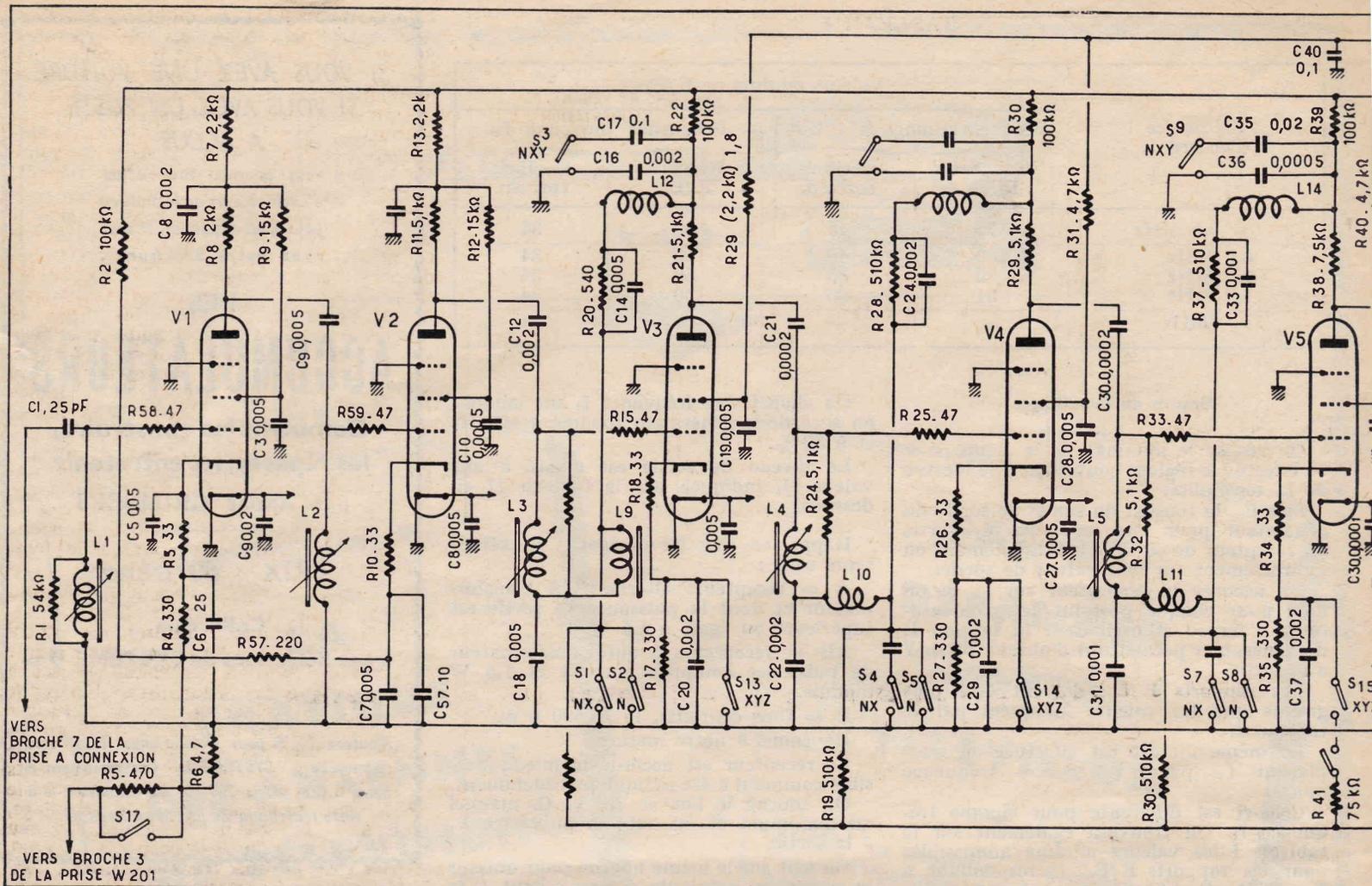
● TOUTES PIÈCES INTERCHANGEABLES

● CONSTRUIT POUR DURER

30 ans d'expérience

Demandez Notice FS 14

36, av. Gambetta,
PARIS-20^e - ROQ. 03-02



L'AMATEUR ET LES SURPLUS

SUGGESTIONS ET RÉPONSES A DIVERSES QUESTIONS

par J. NAEPELS

Au moment où s'achève la période des grandes vacances, il nous apparaît nécessaire de faire le point de la situation et de traiter en bloc diverses questions qui, si chacune d'elle devait faire l'objet d'un article mensuel, se verraient renvoyées à Dieu sait quand.

Ces derniers mois ont été caractérisés par trois faits marquants appelés à avoir de profondes répercussions dans le domaine qui nous intéresse : la commercialisation des transistors, l'engouement pour les installations « mobiles », tant de réception que d'émission et l'intérêt croissant manifesté par les amateurs pour les VHF et les UHF.

Il suffit de jeter un coup d'œil sur les revues spécialisées américaines pour se rendre compte de la révolution que sont en train d'apporter les transistors dans les installations des radio-amateurs, outre-Atlantique. Déjà ont été publiées des descriptions de récepteurs de trafic entièrement équipés de transistors et que leurs auteurs assurent pouvoir supporter favorablement la comparaison avec les récepteurs de trafic modernes à lampes ne coûtant pas une petite fortune. Des amateurs-

émetteurs ont réussi des liaisons à des distances appréciables en n'utilisant au PA qu'un transistor alimenté par une pile de poche. Enfin, et cela nous paraît peut-être encore plus important, on trouve maintenant couramment dans le commerce aux U.S.A. des alimentations « continu-continu » à transistors d'un rendement voisin de 100 %, auprès desquelles alimentations à vibreur et dynamotors font figure de vieilles lunes. De tout petits redresseurs aux silicones, capables de redresser des hautes tensions très élevées sous un débit de plusieurs centaines de millis annoncent d'autre part la fin des valves redresseuses encombrantes, gaspilleuses d'énergie et toujours prêtes à rendre l'âme. Cette réalité d'aujourd'hui de l'autre côté de la grande mare sera sans nul doute celle de demain chez nous.

Est-ce la mort des surplus ? Pas dans un avenir immédiat. Pour certaines utilisations, les lampes ne subissent pas encore la concurrence des transistors ou restent plus avantageuses. D'autre part, nombre d'appareils surplus offrent une base mécanique de montage et des pièces de récupération toujours intéressantes, pourvu que leur

prix soit en rapport avec la valeur de leurs éléments utilisables.

La plupart des appareils surplus ont été primitivement prévus pour une utilisation en poste mobile. Malheureusement, leur consommation est trop souvent exagérée pour l'accumulateur d'une voiture de tourisme. Les transistors apportent le moyen de les rendre à leur utilisation première en ramenant leur consommation dans des limites raisonnables. La première étape de la transformation ne pose pas de problème : elle consiste à remplacer la basse fréquence du récepteur et, s'il s'agit d'un émetteur à faible puissance, son modulateur, par un ampli BF à transistors. La détectrice du récepteur peut, très facilement, être remplacée par une quelconque diode au germanium. C'est ensuite que commence la difficulté. Le remplacement des lampes par des transistors, en moyenne fréquence exige une modification des bobinages des transfos MF, du fait des impédances totalement différentes des lampes et des transistors. De plus, du fait de l'amortissement apporté par les transistors, la sélectivité de l'appareil sera moins bonne qu'avec des lampes. On retrouve les mêmes difficultés,

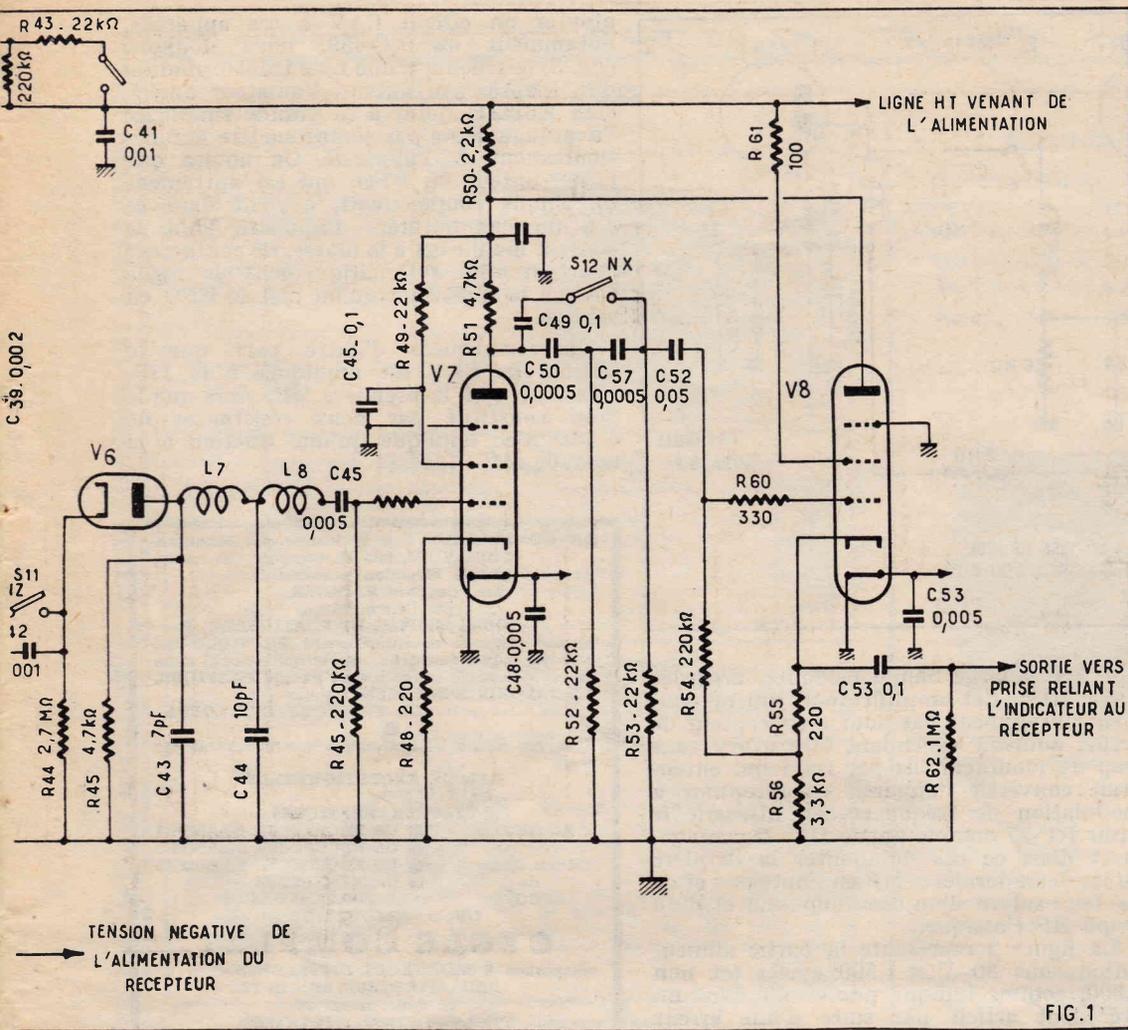


FIG. 1

tout au moins dans les conditions actuelles une opération ardue et non rentable. Son seul mérite, et il n'est pas négligeable, sera de permettre à qui le réalisera, de familiariser de façon incomparable avec le maniement des transistors. Elle ne méritera vraiment d'être tentée que sur les tallies walkies, pour des considérations évidentes de consommation, de poids et d'encombrement.

Donc, pour nous résumer, lorsqu'on utilise un appareil surplus en mobile, il y a un intérêt certain à avoir un amplificateur équipé de transistors, mais il est préférable de conserver des lampes en HF. La conclusion, en ce qui concerne cette dernière partie, consistera à choisir les types de lampes les moins gourmands possibles pouvant remplacer ceux d'origine, et à fournir une haute tension. Du moment qu'on n'a pas à alimenter un étage de puissance BF, cette tension peut n'avoir de haute valeur que le nom et son débit être extrêmement réduit. L'idéal serait évidemment de disposer d'une alimentation « continue » à oscillateur à transistor. En attendant que ce matériel arrive en France, on sera forcé d'avoir recours à la classique alimentation à vibreur ou, lorsque le débit est très réduit, à des piles.

Si l'on a la chance d'avoir une voiture équipée d'un accumulateur de 12 V, le procédé consistant à utiliser ces 12 V comme tension anodique en même temps que comme tension de chauffage est à essayer (voir notre article du n° 135 sur le BC-1206 CM). Nous avons, en quelques minutes transformé notre BC-1206 en un excellent récepteur d'auto de très faible consommation en alimentant les filaments de ses lampes en parallèle et en utilisant 12 V, non seulement pour le chauffage mais aussi comme haute tension (au lieu des 24 V pour lesquels le poste était conçu). A part cela, la seule transformation assistée à enlever la détectrice 14R7, que nous avons remplacée par une diode au germanium, et la BF28D7. La seule connexion ajoutée relie la résistance de détecteur à l'entrée d'un petit ampli à transistor tout à fait courant.

accrues du fait des fréquences de travail plus élevées, lorsqu'on aborde le changement de fréquence et l'amplification HF. Les transistors courants ne suffisent plus

et il faut avoir recours à des modèles spéciaux assez chers. Il faut bien reconnaître que, dans la majorité des cas, la transistorisation complète d'un appareil surplus sera,

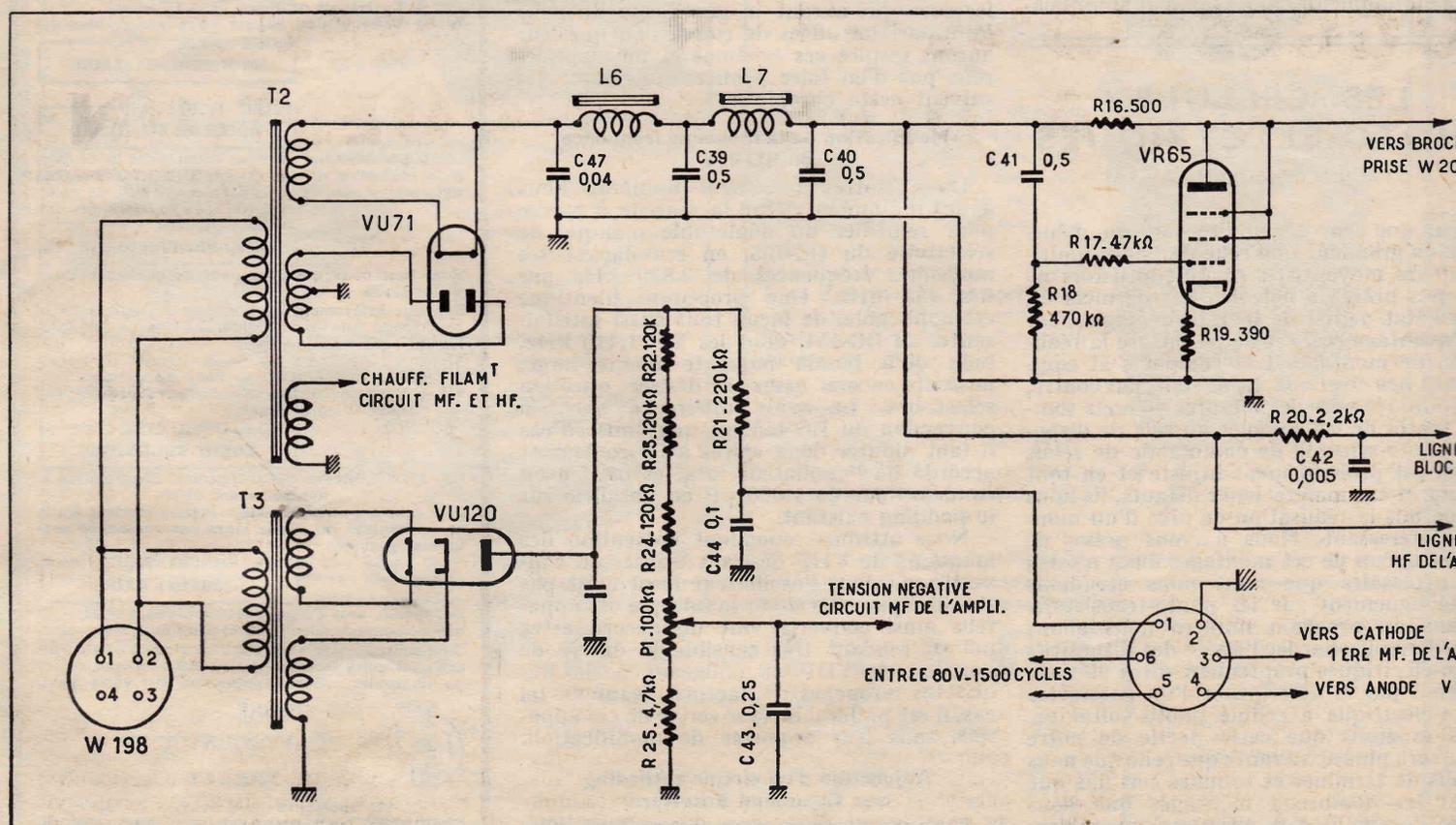


FIG. 2

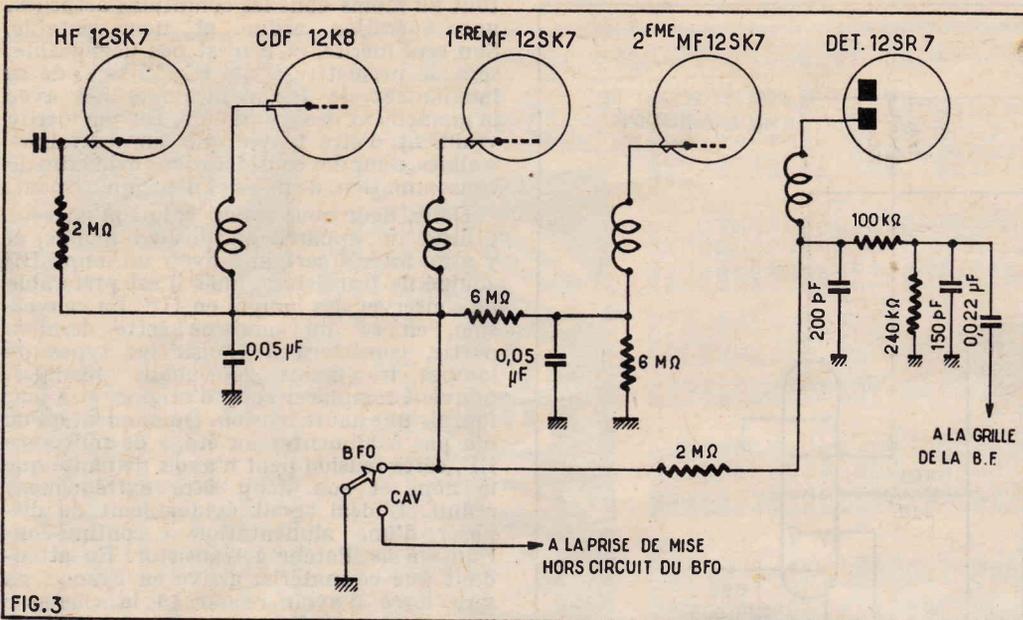


FIG. 3

L'ampli MF, détection, vidéo et l'alimentation du R-1355.

Ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de l'écrire à propos des « RF Units », le récepteur R-1355, dans lequel venaient s'embrocher ces convertisseurs-tiroirs, a besoin d'être entièrement remanié pour constituer un récepteur de trafic. Son intérêt est cependant très réel étant donné qu'il offre pour un prix modique un excellent bâti et quantité d'excellent matériel à récupérer.

Ayant eu la bonne fortune d'en découvrir le schéma, nous le publions ci-joint, pensant qu'il pourra fournir de précieux renseignements en vue de la conversion de l'appareil.

La figure 1 présente la partie MF, détection et ampli vidéo qui occupe tout le côté droit de l'appareil (lorsqu'on regarde son panneau avant). Nous voyons qu'il comporte notamment cinq étages d'amplifica-

tion MF à large bande passante, accordés sur 8 MHz. Cet amplificateur, qui ne convient absolument pas pour un récepteur de trafic, pourrait cependant être utilisé sans trop de modifications par celui qui entendrait convertir l'appareil en récepteur à modulation de fréquence, en utilisant le tiroir RF-27 comme partie HF. Il conviendrait dans ce cas de monter la dernière ou les deux dernières MF en limiteuses et de les faire suivre d'un discriminateur et d'un ampli BF classique.

La figure 2 représente la partie alimentation sous 80 V x 1.500 cycles (et non 1.800, comme indiqué par erreur dans un précédent article par suite d'une erreur typographique) se trouvant derrière l'emplacement du tiroir. Les transfo HT et THT sont évidemment inutilisables sur un secteur à 50 périodes, mais les selfs peuvent être conservées.

Nous remercions d'avance ceux de nos lecteurs qui auront la gentillesse de nous faire part des idées de conversion que leur aurait inspiré ces schémas et ne manquerons pas d'en faire profiter tous ceux qui suivent cette chronique.

Modification de la moyenne fréquence du BC-454.

Dans notre précédent numéro, nous avons indiqué en détail la marche à suivre pour remédier au déplorable manque de sélectivité du BC-455, en remplaçant ses moyennes fréquences de 2.830 kHz par des 455 kHz. Une procédure identique est applicable, de façon tout aussi satisfaisante, au BC-454, dont les MF 1.415 kHz, bien qu'à bande passante moins large, laissent encore assez à désirer question sélectivité. La seule différence avec la conversion du BC-455 est que dans ce cas il faut ajouter deux spires à l'enroulement accordé de l'oscillateur local et mettre un condensateur de 1.000 pF en parallèle sur le padding existant.

Nous attirons cependant l'attention des amateurs de VHF désirant utiliser un convertisseur dont l'oscillateur local n'est pas stabilisé par quartz sur le fait que ces appareils ainsi convertis ont un accord assez pointu rendant très sensible la dérive de l'oscillateur VHF et obligeant à de fréquentes retouches de l'accord. Dans un tel cas, il est préférable de se servir de ces appareils sans leur apporter de modification.

Adjonction d'un circuit antifading aux Command Receivers.

Plusieurs lecteurs nous ayant écrit pour nous demander comment ils pourraient

ajouter un circuit CAV à ces appareils, notamment au BC-453, nous donnons (fig. 3) le schéma d'une telle transformation qui, d'après son auteur, l'amateur américain K6HJH, joint à sa grande simplicité l'avantage de ne pas compromettre le fonctionnement de l'appareil. On notera que l'interrupteur du BFO, qui est autrement un simple coupe-circuit, devient dans ce cas un commutateur bi-polaire dont le contact mobile est à la masse. Ce contacteur court-circuite automatiquement la ligne CAV à la masse lorsqu'on met le BFO en service.

On remarquera d'autre part que la tension de CAV est appliquée à la HF, à la CDF et à la première MF, alors que le pont constitué par deux résistances de 6 MΩ n'en applique qu'une fraction à la seconde MF.

LES CELLULES PHOTO-ÉLECTRIQUES

(Suite de la page 37.)

Bien que leur sensibilité soit du même ordre de grandeur que celle de photo-multiplificateurs moyens, les photo-transistors ne sont pas prêts de détrôner ces derniers et, dans l'état actuel de leur technologie, leur seul avantage réel est de permettre la réalisation de montages très compacts et comportant peu de pièces. Ils ne sont, par contre, pas indiqués pour les mesures et nous sommes tentés de les reléguer au rôle de dispositif photo-sensible de commande de relais ce qui est probablement injuste et en tout cas ingrat car malgré leurs défauts, ils nous ont permis la réalisation de plus d'un montage intéressant. Nous n'avons prévu de décrire aucun de ces montages aussi n'est-il pas nécessaire que nous nous étendions plus longuement sur les photo-transistors.

Dans un prochain numéro nous allons enfin pouvoir aborder l'étude des dispositifs photo-électriques proprement dites et nous le ferons par la description d'un posemètre photo-électrique à cellule photo-voltaïque. Nous espérons que cette partie de notre étude sera plus attrayante que celle que nous venons de terminer et sommes certains que parmi les nombreux montages que nous allons décrire il s'en trouvera un certain nombre que nos lecteurs voudront réaliser.

EN CONSACRANT 8 à 10 heures par semaine. CHEZ VOUS, tout en occupant vos loisirs, sous la direction personnelle de Fred KLINGER par l'étude de nos COURS SIMPLES ET PRATIQUES

et une méthode **essentiellement PRATIQUE** qui convient même aux **débutants** et qui reprend toute l'électricité, toute la radio sous l'angle **PRATIQUE. LA THÉORIE N'EST RIEN. LA PRATIQUE EST TOUT!**

Tous nos Cours d'Électronique sont complétés par notre

GAMME EXCEPTIONNELLE de **TRAVAUX PRATIQUES**

AU CHOIX avec les mêmes chances de **SUCCÈS** OU, et SURTOUT NOTRE

CYCLE COMPLET comportant 5 MONTAGES DIFFÉRENTS dont un **AMPLIFICATEUR BF - HI-FI.** et vous serez un **TECHNICIEN DIPLOMÉ en RADIO et BF.** pour la fin de cette année

NOTRE COURS PRATIQUE DE **TECHNICIEN-RADIO**

Convenant, même aux débutants,

SI ★ Le travail pratique vous intéresse.
★ Vous voulez gagner votre vie rapidement

NOTRE COURS DE **MONTEUR-CABLEUR** ou NOTRE COURS DE **RÉGLEUR-ALIGNEUR**

Dès la première leçon, vous commencez le câblage et la réalisation de l'un de nos **CINQ MONTAGES** différents et nous vous initierons à la mise au point, aux réglages et à l'alignement.

NOTRE COURS DE **RADIO-PROFESSIONNELLE**

Pour tous ceux qui possèdent de bonnes notions d'électricité

Rappelle brièvement les Eléments d'Electronique et approfondit tous les aspects de la Radio. Le tout absolument sans mathématiques.

SI ★ Les mathématiques vous passionnent
★ Vous recherchez un enseignement théorique mais aussi pratique.

NOTRE COURS COMPLET **AGENT TECHNIQUE**

Niveau « Sous-Ingénieur Electronicien », ou seulement pour ceux qui connaissent bien la pratique de la Radio et qui veulent rafraîchir leurs connaissances mathématiques

NOTRE COURS SPÉCIAL « **MATHS** » RADIO

Développe, sous l'aspect électronique, l'algèbre, la trigonométrie, le calcul intégral et imaginaire, etc., etc... De nombreux détails sur ces divers cours sont contenus dans notre **Documentation 519** qu'il vous suffira de demander, sans engagement de votre part.

LES COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE (Service 519)
67, boulevard de Clichy. - PARIS-9°
12 FORMULES de paiement échelonnées à votre convenance

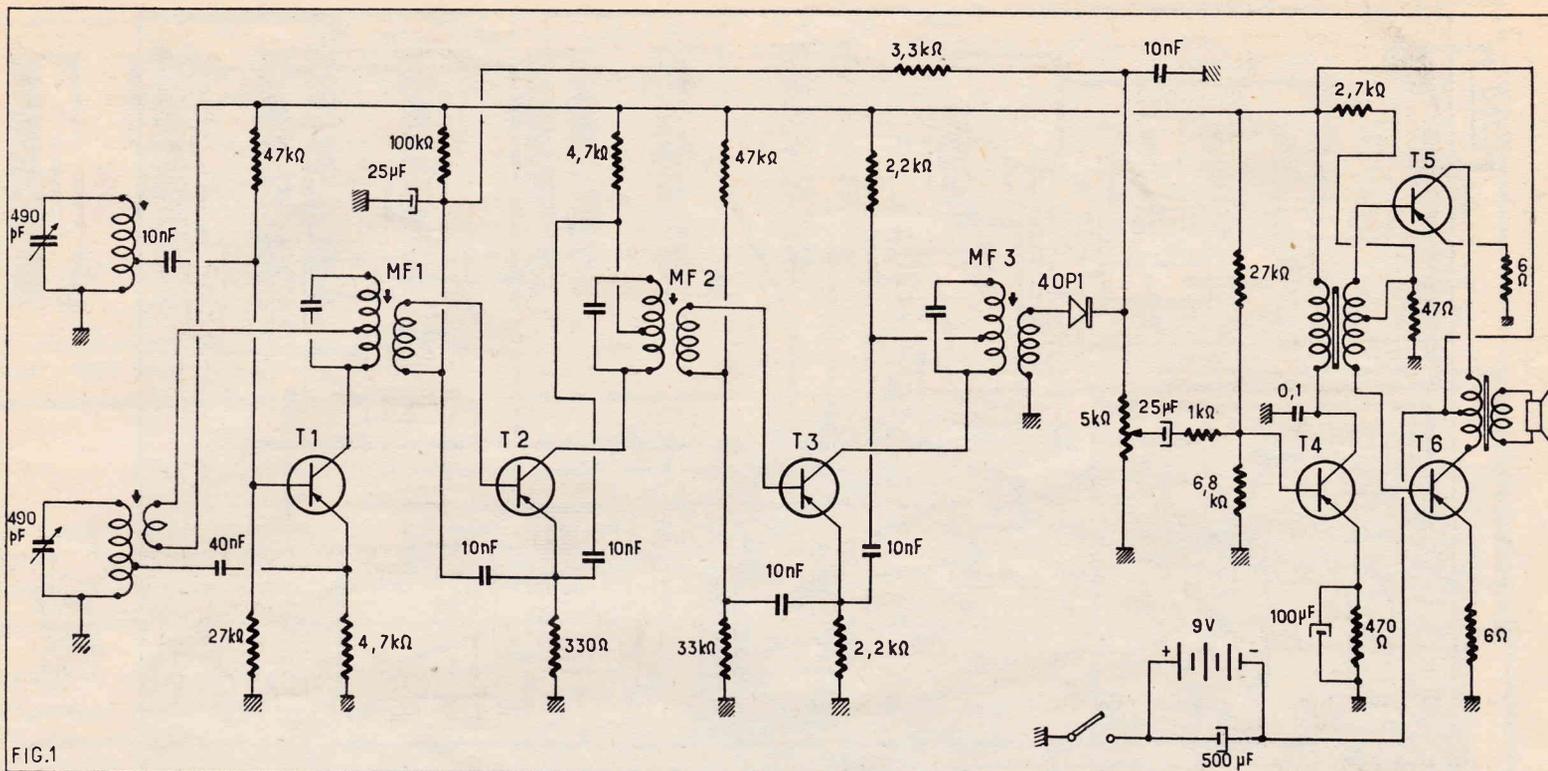


FIG.1

UN POSTE PORTATIF A 6 TRANSISTORS AVEC PRISE ANTENNE AUTO 3 GAMMES D'ONDES

Cet appareil à transistors est un modèle portatif très complet puisqu'il peut fonctionner aussi bien en pleine nature qu'à bord d'une voiture. Il est prévu pour la réception des ondes courtes alors que la plupart des postes de ce genre ne fonctionnent qu'en PO et GO. Ses dimensions et la disposition générale des organes permettent l'utilisation de deux piles de 4,5 V de grande capacité ce qui offre l'intéressante possibilité d'un grand nombre d'heures d'écoute.

Le schéma : Étage d'entrée changeur de fréquence.

L'étage d'entrée est l'étage changeur de fréquence qui utilise un transistor T1 cumulant les fonctions de modulateur et d'oscillateur local. Ouvrons immédiatement une parenthèse pour faire remarquer que sur le schéma nous n'avons pas indiqué les types de transistors et les avons mentionnés par les symboles T1, T2, etc... En effet, plusieurs types conviennent pour chaque étage et nous en donnons la liste plus loin.

Les bobinages entrée et oscillateur sont contenus dans un bloc à clavier SFB série Camée monobloc. Les bobinages entrée pour les gammes PO et GO se présentent sous la forme des enroulements d'un cadre sur bâtonnet de ferroxcube de 20 cm de longueur. Le circuit d'entrée et le circuit oscillateur sont tous deux accordés par des CV de 490 pF.

Le circuit d'entrée attaque la base du transistor T1 à travers un condensateur de 10 nF. Le potentiel de cette base est obtenu par un pont formé d'une résistance de 47.000 Ω côté - 9 V et une de 27.000 Ω côté + 9 V. L'enroulement accordé du bobinage oscillateur est placé dans le circuit émetteur. La liaison avec l'émetteur se fait à partir d'une prise faite sur l'enrou-

lement par un condensateur de 40 nF. La résistance placée dans le circuit émetteur fait 4.700 Ω. Elle sert à fixer le potentiel de cette électrode et pour compenser l'effet de température. L'enroulement d'entretien du bobinage oscillateur est placé dans le circuit collecteur du transistor entre la ligne - 9 V et la prise d'adaptation du premier transfo MF.

Étages amplificateurs MF.

Ce récepteur est doté de deux étages amplificateurs MF. L'enroulement de couplage du transfo MF1 attaque la base du transistor T2 qui équipe le premier étage MF. La tension de cette base est appliquée à l'extrémité froide de l'enroulement de couplage. Elle est fournie par un pont de résistance 100.000 Ω côté - 9 V et 3.300 Ω. Cette dernière résistance ne va pas directement à la ligne + 9 V mais à l'extrémité du potentiomètre de volume dont l'autre extrémité est reliée à la masse, donc au + 9 V. Cette disposition s'explique par le fait que la composante continue du courant détecté prise aux bornes du potentiomètre sert pour la régulation antifading. La résistance de 3.300 Ω est donc incorporée dans la ligne VCA et forme avec un condensateur de 25 µF la cellule de constante de temps nécessaire. Le pont de base est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. La résistance du circuit émetteur de T2 fait 330 Ω. Dans le circuit collecteur de T2 est placé l'enroulement accordé du transfo MF2. Le circuit collecteur comprend aussi une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 4.700 Ω et un condensateur de 10 nF qui va à l'émetteur de T2.

L'enroulement de couplage de MF2 attaque la base du second transistor MF T3. Le pont de base de cet étage comprend une résistance de 47.000 Ω côté - 9 V et

une de 33.000 Ω côté + 9 V. Soulignons que cet étage n'est pas asservi au régulateur VCA. La résistance placée dans le circuit émetteur de T3 fait 2.200 Ω. Le pont de base est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. Le circuit collecteur comprend l'enroulement accordé du transfo MF3 et une cellule de découplage (2.200 Ω et 10 nF ce condensateur allant à l'émetteur).

L'enroulement du couplage de MF3 attaque la diode au germanium qui assure la détection. Le signal BF apparaît aux bornes du potentiomètre de volume de 5.000 Ω que nous avons déjà mentionné et qui est shunté par un condensateur de 10 nF.

La liaison entre le curseur du potentiomètre et la base du transistor préamplificateur BF T4 est obtenue par un condensateur de 25 µF en série avec une résistance de 1.000 Ω. Cette résistance sert à bloquer les résidus MF subsistant après détection, et dont le passage dans la partie BF provoquerait des accrochages. Le pont donnant le potentiel de base de T4 est constitué par une résistance de 27.000 Ω côté - 9 V et une de 6.800 Ω côté + 9 V. La résistance du circuit émetteur est une 470 Ω shuntée par un condensateur de 100 µF. La charge du circuit collecteur est le primaire du transfo driver qui sert à l'attaque de l'étage final. Le collecteur de T4 est découplé par un condensateur de 0,1 µF.

L'étage final est un push-pull (transistors T5 et T6). La tension de base de transistors est appliquée au point milieu du secondaire du transfo driver; ses éléments sont une résistance de 2.700 Ω côté - 9 V et une de 47 Ω côté + 9 V. Pour chaque transistor du push-pull on a prévu dans le circuit émetteur une résistance de compensation d'effet de température de 6 Ω. La liaison entre les circuit

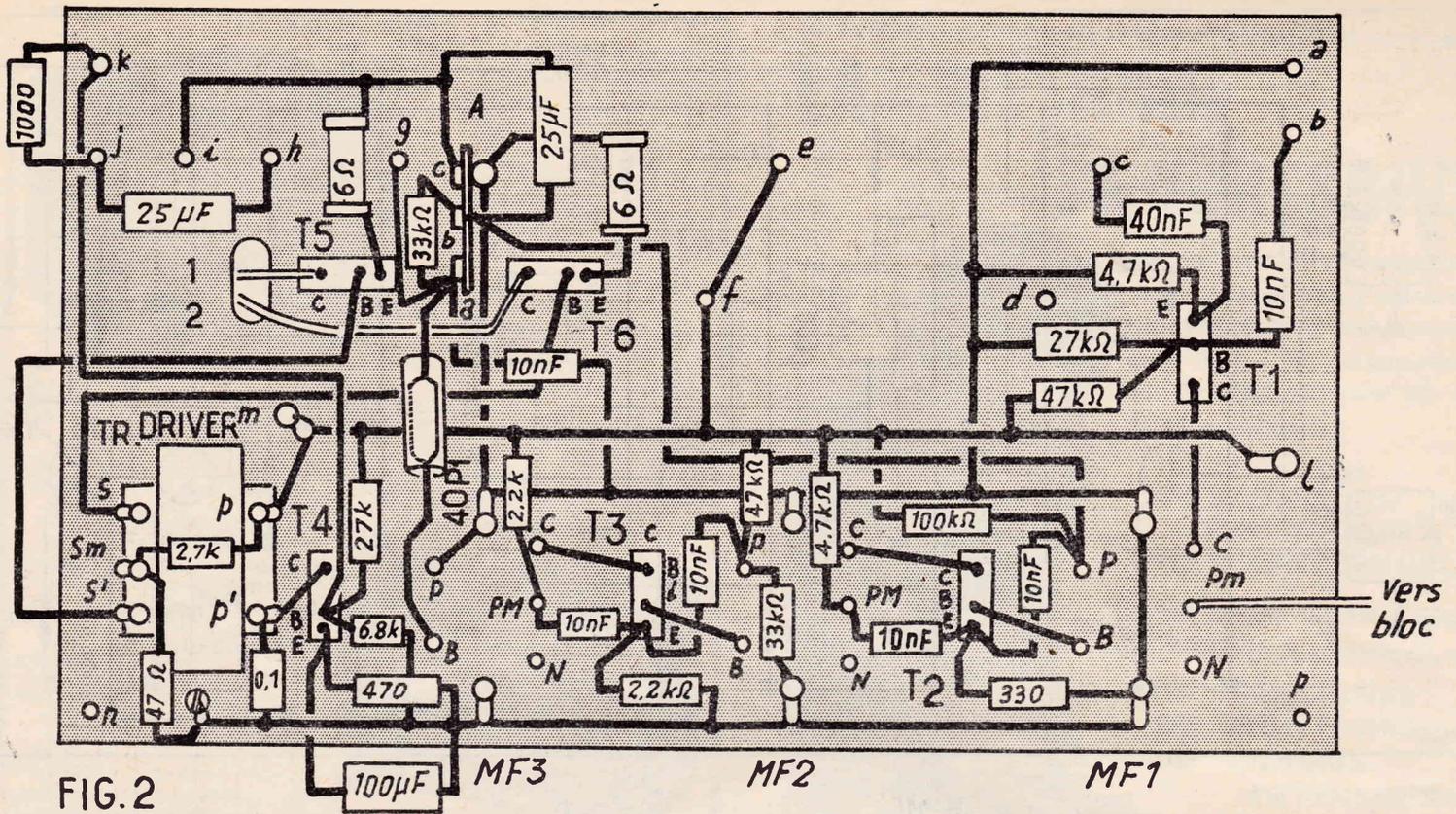


FIG. 2

**Réalisation pratique (fig. 2 et 3)
Première phase du montage.**

La presque totalité des circuits est réalisée sur une plaque de bakélite de 170 × 100 mm. Plaque sertie de cosses qui est représentée avec son câblage aux figures 2 et 3. On y dispose d'abord les supports de transistor, les trois transfo MF, el transfo driver et le transfo de sortie en respectant la disposition que nous indiquons. Ensuite on effectue le câblage.

Avec du fil nu de forte section on établit la ligne de masse ou + 9 V. Elle réunit un côté de l'étrier du transfo driver, les pattes de fixation des transfo MF, les cosses *a*, *f*, *e* et *i*. Il faut veiller à donner à cette ligne le contour indiqué sur la figure 2. Sur cette ligne on soude le relais A comme il est représenté sur le plan.

Entre les cosses *l* et *m* dont les languettes ont été relevées on soude un fil nu de même nature qui se prolonge jusqu'à la cosse P du transfo driver sur laquelle il est aussi soudé. Ce fil constitue la ligne - 9 V. Nous venons de dire que les languettes de *l* et *m* doivent être relevées, cela a pour but d'éloigner d'environ 5 mm la ligne - 9 V de la plaque de bakélite.

Pour le support de transistor T1 on soude : un condensateur de 10 nF entre la broche B et la cosse *b*, une résistance de 27.000 Ω entre cette broche et la ligne + 9 V, une de 47.000 Ω entre cette broche et la ligne - 9 V, une résistance de 4.700 Ω entre la broche E et la ligne + 9 V, un condensateur de 40 nF entre cette broche E et la cosse *c*. Sur la broche C on soude le fil C du transfo MF1. Le fil B de cet organe est soudé sur la broche B du support de transistor T2. Le fil P de MF1 est relié par une connexion isolée à la cosse *b* du relais A. Sur le fil P de MF1 on soude une résistance de 100.000 Ω qui va à la ligne - 9 V et un condensateur de 10 nF qui aboutit à la broche E du support T2. Sur cette broche E on soude une résistance

de 330 Ω qui va à la ligne + 9 V et un condensateur de 10 nF qui va au fil PM du transfo MF2. Sur la broche C du support T2 on soude le fil C de MF2. Entre le fil PM de MF2 et la ligne - 9 V on dispose une résistance de 4.700 Ω.

On soude le fil B du transfo MF2 sur la broche B du support de transistor T3 et le fil C du transfo MF3 sur la broche C du même support. Sur le fil P de MF2 on soude une résistance de 33.000 Ω qui va à la ligne + 9 V, une de 47.000 Ω qui va à la ligne - 9 V et un condensateur de 10 nF dont l'autre fil est soudé sur la broche E du support T3. Sur cette broche E on soude une résistance de 2.200 Ω qui va à la ligne + 9 V et un condensateur de 10 nF qui va au fil PM de MF3. Entre ce fil PM et la ligne - 9 V on dispose une résistance de 2.200 Ω. Bien entendu avant de les souder on coupe les fils des transfo MF à la longueur voulue.

Le fil P de MF3 est soudé sur la ligne

+ 9 V. Entre le fil B et la cosse *a* du relais A on soude la diode au germanium. Pour cette diode il faut respecter le sens de branchement indiqué sur le plan de manière à avoir une tension de régulation VCA négative par rapport à la masse.

La cosse *a* du relais A est connectée par un fil isolé à la cosse *g*. Entre la cosse *a* du relais et la ligne + 9 V on place un condensateur de 10 nF. On soude une résistance de 3.300 Ω entre les cosses *a* et *b* du relais et un condensateur de 25 μF entre la cosse *b* et la ligne + 9 V. Le côté négatif de ce condensateur doit être soudé sur la cosse du relais.

Sur la cosse *h* on soude le pôle + d'un condensateur de 25 μF dont le pôle - est soudé sur la cosse *j* entre les cosses *j* et *k* on dispose une résistance de 1.000 Ω. La cosse *k* est connectée à la broche B du support de transistor T4. Sur ce support on soude : une résistance de 470 Ω et un condensateur de 100 μF entre la broche E

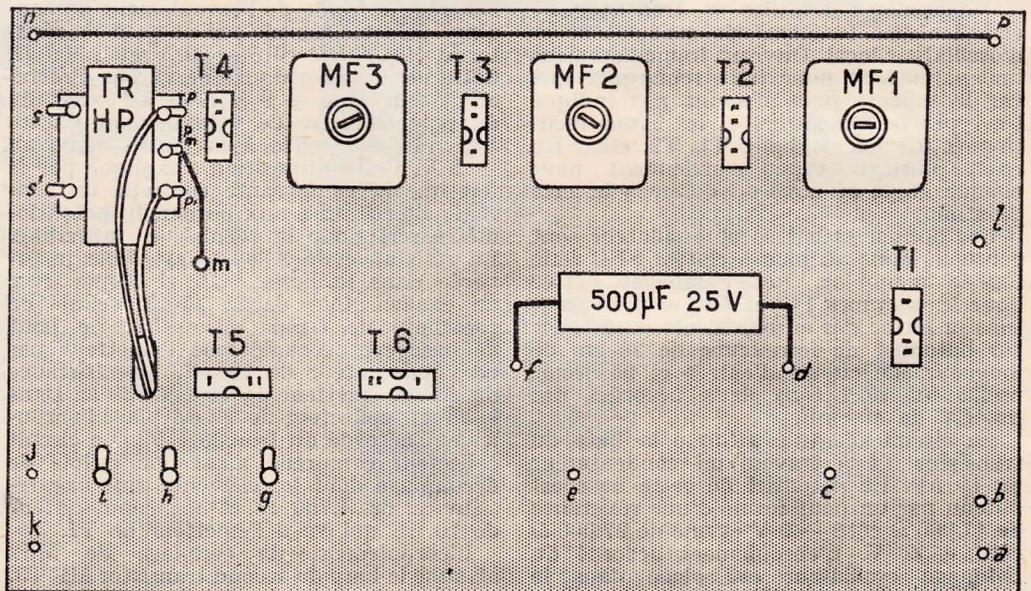


FIG. 3

et la ligne + 9 V, sur la broche B une résistance de 6.800 Ω qui va à la ligne + 9 V et une de 27.000 Ω qui va à la ligne - 9 V. La broche C est reliée à la cosse P' du transfo driver. Entre cette cosse P' et la ligne + 9 V on place un condensateur de 0,1 μ F. Entre les cosses Sm et P de ce transfo on dispose une résistance de 2.700 Ω . On soude une résistance de 47 Ω entre la cosse Sm et la ligne + 9 V. Les cosses S et S' sont reliées respectivement aux broches B des supports de transistor T5 et T6. Entre la broche E de chacun de ces supports et la ligne + 9 V on soude une résistance de 6 Ω . Les broches C sont respectivement soudées sur les cosses P et P' du transfo de HP qui se trouve sur l'autre face de la plaque de bakélite. La cosse Pm de ce transfo est connectée à la cosse m. Sur la même face de la plaque de bakélite on soude un condensateur de 500 μ F 25 V entre les cosses j et d (le pôle + sur la cosse d). Enfin on relie par un fil isolé les cosses n et p.

Deuxième phase du montage (fig. 4).

Sur une seconde plaque de bakélite sur laquelle est sertie la disposition de démultiplication du CV on monte le condensateur variable et le bloc de bobinages. A l'arrière du bloc on fixe la plaque de bakélite que nous venons de câbler.

Pour que l'ensemble se loge sans gêne par rapport au haut-parleur dans la mallette il est nécessaire de respecter un certain angle entre le cadran en bakélite et le bloc (70° environ). Pour cela il faut agir de la façon suivante :

On fixe les deux équerres en Z par leur côté le plus long sur le cadran et cela avec des vis de 3 x 6. Ensuite les autres extrémités plus courtes, de ces équerres en Z sont montées sur les pattes de fixation avant du bloc à touches. On fait pression sur la face avant du cadran de manière que les touches du bloc soient à 1 mm en dessous de ce cadran qui devra former l'angle déjà indiqué par rapport au bloc (la flexibilité des équerres en Z permet cette opération). La plaquette déjà câblée est fixée par des équerres sur les pattes arrières du bloc. Ces équerres sont soudées à la ligne + 9 V.

On soude les cosses du potentiomètre de 5.000 Ω sur les cosses g, h et i de la plaque de bakélite, le curseur correspondant à la cosse h et les extrémités aux deux autres. L'axe qui doit être suffisamment long passe par un trou de la plaque cadran. Le boîtier du potentiomètre est relié à la cosse i. Une des cosses de l'interrupteur est soudée au boîtier. La cosse M du bloc et la cosse de l'axe du CV sont reliées à la cosse a de la plaque de bakélite. Une cage du CV est reliée à la cosse CV1 du bloc et l'autre cage à la cosse CV2. La cosse B du bloc est connectée à la cosse e de la plaque, la cosse E du bloc à la cosse c de la plaque, la cosse base du bloc à la cosse b de la plaque. On relie par une connexion isolée la cosse PM-MF du bloc au fil PM de MF1. Sur la cosse Ant du bloc on soude un fil souple qui servira de liaison avec le contact central de la prise antenne. On soude également un fil souple sur le boîtier du potentiomètre qui reliera à la masse le contact latéral de la prise antenne.

Ce montage est une réalisation
DE LA SOCIÉTÉ **RECTA**
(voir annonce page 3.)

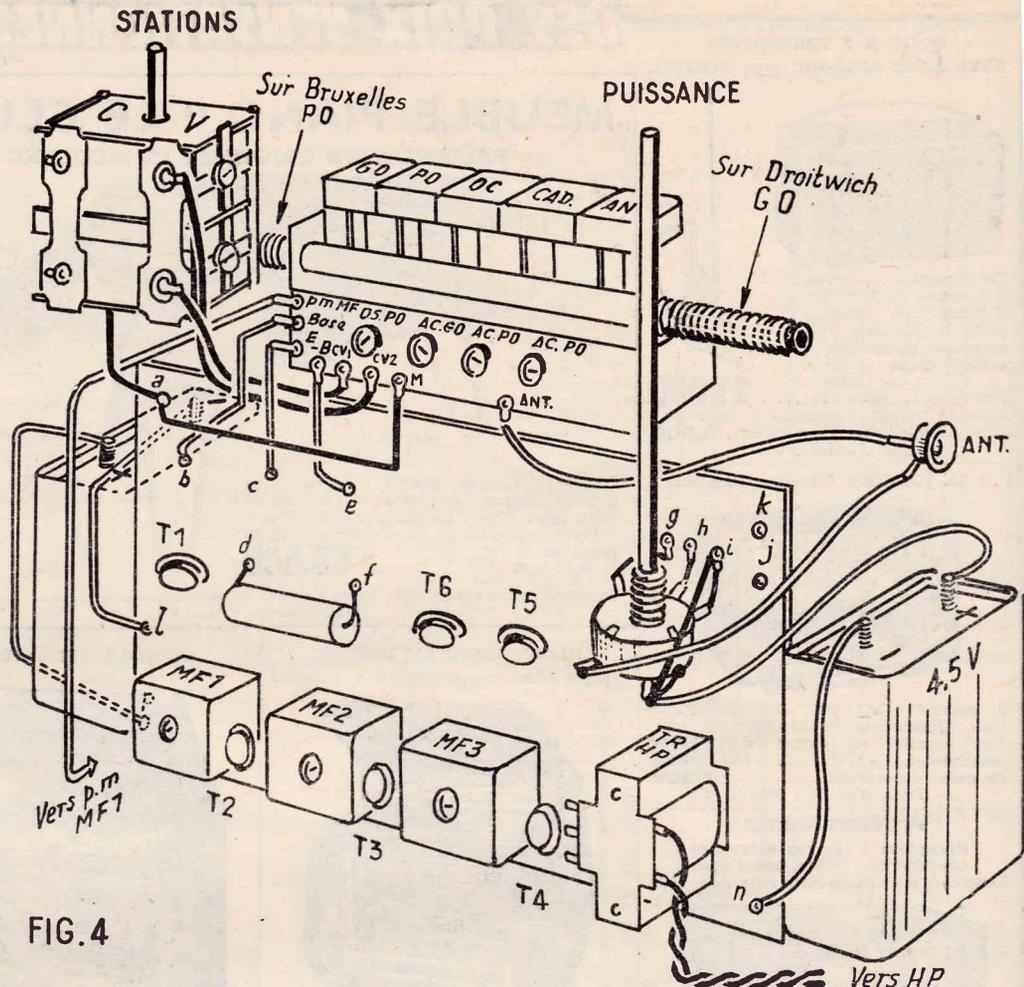


FIG. 4

On soude sur la cosse l un fil bleu et sur la cosse p un fil rouge qui serviront au branchement d'une des piles de 4,5 V (le fil bleu correspond au pôle - et le fil rouge au pôle +). De la même façon pour la seconde pile on soude un fil bleu sur la cosse n et un fil rouge sur la seconde cosse de l'interrupteur. Le HP est relié au secondaire du transfo de sortie par un cordon souple à deux conducteurs.

Alignement.

On commence par régler les transfos MF. Pour cela on retire le transistor T1 et on injecte avec une hétérodyne un signal modulé de 455 kHz sur la broche collecteur du support de ce transistor. On agit sur les noyaux des trois transfos MF. Le contrôle peut se faire à l'oreille ou mieux avec un voltmètre de sortie dont on cherche à obtenir la déviation maximum.

Lorsque les MF sont accordés on remet le transistor en place. On enfonce les touches PO et antenne du bloc. On place le CV au maximum de capacité (lames complètement rentrées). On injecte un signal de 520 kHz sur la cosse Ant du bloc. On règle le noyau oscillateur, puis le noyau « Acc PO » au maximum de signal. On enfonce ensuite les touches PO et cadre et on règle l'enroulement PO du cadre en le déplaçant sur le bâtonnet de ferro-cube.

On ouvre le CV au maximum et on injecte un signal de 1.604 kHz. Sur cette fréquence on règle le trimmer du CV oscillateur et celui du CV accord.

On enfonce les touches GO et antenne. On règle le noyau accord GO l'hétérodyne étant sur 150 khz. Puis les touches GO et cadre étant enfoncées on règle l'enroulement GO du cadre toujours sur 150 khz.

Pour la gamme OC (sur antenne seulement) si le noyau de l'oscillateur commun

est bien réglé, il suffit (touche OC en Ant enfoncées) de chercher l'accord du bobinage OC. En général il s'obtient le noyau presque complètement sorti.

Il est recommandé d'immobiliser les noyaux et les enroulements du cadre avec une goutte de cire molle.

A. BARAT.

Transistors pouvant être utilisés.

T1 : oscillateur modulateur ; OC44, SFT108, OC410, 37T1, 2N419.

T2 et T3 : amplificateurs MF ; OC45, SFT106, OC390, 36T1.

T4 : préamplificateur BF ; OC71, SFT102, OC301, 992T1.

T5 et T6 : amplificateur final push-pull classe B ; OC72, SFT121, OC308, 988T1.

Grâce au n° 42 des
Sélections de SYSTÈME D
vous pourrez réaliser des

ENREGISTREURS

A DISQUES — A FIL — A RUBAN
ET 2 MODÈLES DE

MICROPHONES

ÉLECTRONIQUE ET A RUBAN

Prix : 60 francs

Ajoutez 10 francs pour frais d'expédition à votre
chèque postal (C.C.P. 259-10) adressé à SYSTÈME "D",
43, rue de Dunkerque, Paris-10°. Ou demandez-le à
votre marchand habituel qui vous le procurera.

DE LA "CHARGE D'ESPACE" AUX TUBES A GAZ

par Roger DAMAN, ingénieur E. S. E.

La charge d'espace? C'est à la fois quelque chose de très simple et de très compliqué. Si l'on veut comprendre le fonctionnement du plus élémentaire tube à vide; il faut savoir exactement ce que cache ce terme un peu bizarre.

Ce qui explique, par exemple, le comportement des tubes à gaz, c'est précisément l'annu-

lation de cette mystérieuse charge d'espace...

Notre collaborateur se propose justement d'initier les lecteurs de RADIO-PLANS à ce mystère. Les études simples, mais cependant complètes publiées dans de précédents numéros de RADIO-PLANS sur le comportement des électrons dans un champ électrique seront de la plus grande utilité.

Une expérience bien simple.

Considérons, pour commencer, une expérience bien connue, celle qui constitue, si l'on peut dire, le premier pas de l'électronique.

Une cathode émet des électrons (fig. 1) qu'une anode, portée à une tension positive variable permet de recueillir. On constate facilement que l'intensité de courant croît à mesure que s'élève la tension d'anode. Nous pouvons, d'ailleurs, préciser le phénomène par l'intermédiaire d'un diagramme

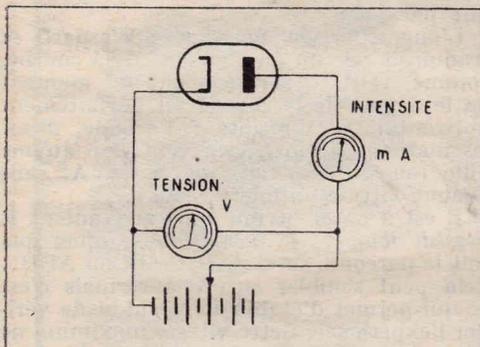


FIG. 1

FIG. 1. — Ce montage permet de relever l'intensité de courant anodique en fonction de la tension appliquée. On peut alors tracer la courbe caractéristique.

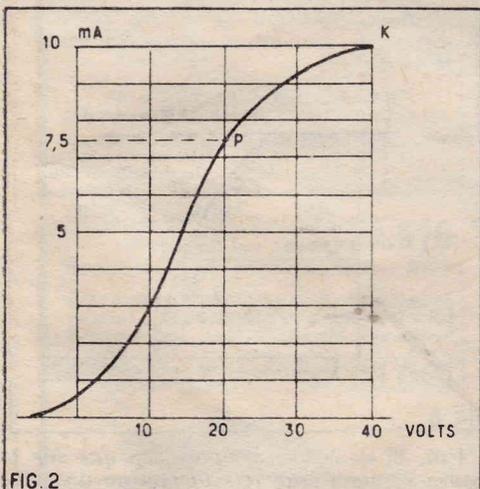


FIG. 2

FIG. 2. — Courbe caractéristique d'un tube diode à vide. On voit par exemple, qu'au point P, l'intensité de courant est moins grande qu'au point K. Cette intensité est limitée par la charge d'espace.

ou d'une courbe caractéristique. C'est ce que nous avons effectué sur la figure 2. On constate que l'intensité croît d'abord d'une manière très régulière, puis, bientôt, cesse d'augmenter: on est arrivé dans la zone dite « de saturation ».

Notons tout de suite qu'il ne faudrait pas s'aviser de faire cette expérience en utilisant n'importe quelle cathode. Dans le cas de la classique cathode à oxydes, par exemple, il n'existerait pratiquement pas de palier horizontal de saturation. On constaterait une augmentation continue d'intensité... jusqu'à la destruction de la cathode. La courbe de la figure 2 correspondrait à un filament de tungstène incandescent, par exemple...

Tous les lecteurs de Radio-Plans connaissent cette courbe qui est celle d'un tube diode classique. Mais peut-être tous n'ont-ils pas eu la curiosité de se poser quelques questions à ce sujet?...

Posons-nous des questions.

Considérons, par exemple, le point P de la courbe (fig. 2), c'est-à-dire celui qui correspond à l'application d'une tension positive de 20 volts sur l'anode.

Mais puisque l'intensité de courant n'atteint pas sa valeur maximum, c'est que tous les électrons libérés par la cathode ne peuvent atteindre l'anode. En effet, la totalité des électrons correspondait ici évidemment à une intensité de courant de 20 mA. Or, l'appareil de mesure ne nous révèle que le passage d'une intensité d'environ 7,5 mA.

Pourtant, la situation physique est bien celle qui a été représentée sur la figure 3. Nous avons des charges négatives qui sont les électrons et nous avons un champ accélérateur.

Toutes ces charges négatives ne devraient-elles pas se précipiter vers l'anode? Pourquoi certaines d'entre elles restent-elles en chemin?

Pour caractériser la situation au point P, l'électronicien dit que l'intensité est limitée par la charge d'espace? Que faut-il entendre par là? Cela peut sembler d'autant plus bizarre qu'au point K tous les électrons atteignent l'anode et que, par conséquent, cette limitation particulière n'existe plus...

Un seul électron entre cathode et anode.

Imaginons que la cathode ne fournisse qu'un seul électron... La situation serait alors très claire. La moindre tension appliquée entre les deux électrodes conduirait cette unique charge vers l'anode. La caractéristique aura alors la forme que nous indi-

quons sur la figure 4. Et cela nous permet immédiatement de comprendre que la situation particulière que nous avons indiquée plus haut est due à la présence simultanée d'un grand nombre d'électrons entre la cathode et l'anode... En d'autres termes, elle a pour cause les actions mutuelles qu'exercent les électrons les uns sur les autres.

En principe, cette action est facile à comprendre. C'est une conséquence immédiate du fait que deux électrons sont deux quantités d'électricité de même signe. En consé-

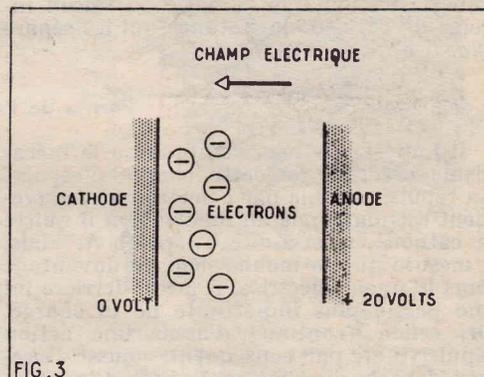


FIG. 3

FIG. 3. — Quand les électrons sont peu nombreux ils ne réagissent pas les uns sur les autres et vont directement vers l'anode dès que celle-ci est portée à une tension positive.

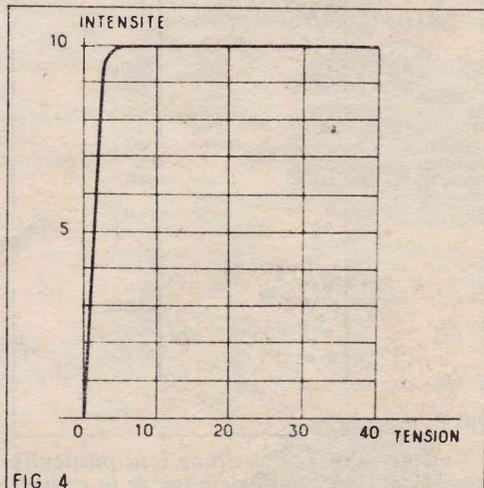


FIG. 4

FIG. 4. — Pourquoi la courbe caractéristique d'un tube à vide a-t-elle pris cette allure? Pourquoi tous les électrons libérés par la cathode ne se précipitent-ils pas vers l'anode dès que celle-ci est positive?

L'électron parmi d'autres électrons.

Représentons-nous maintenant la situation qui doit se présenter réellement dans le cas d'un tube diode. — Nous pouvons la traduire comme sur la figure 5 b.

Autour de la cathode, il y a un nuage d'électrons. En effet, l'émission électronique ne dépend pratiquement pas, dans le cas présent, de la tension appliquée à l'anode mais à peu près exclusivement de la température. On peut donc dire qu'en tous les points de la courbe représentée figure 2, il y a toujours le même nombre d'électrons émis par la cathode.

Mais que deviennent ces électrons puis- qu'ils ne parviennent pas tous jusqu'à l'anode ? C'est très simple : ceux qui ne sont pas captés par l'anode reviennent vers la cathode. Ils s'éloignent plus ou moins, suivant la grandeur de leur vitesse initiale, s'arrêtent, reviennent en arrière et retombent sur la cathode. Ils font la même suite de mouvements qu'une pierre qu'on jette en l'air : elle monte, rapidement d'abord, puis de plus en plus lentement, s'arrête et retombe.

Il en résulte que la cathode est continuellement entourée d'un nuage invisible d'électrons dont la densité est de plus en plus grande, à mesure qu'on s'approche davantage de sa surface. Ainsi, si nous considérons un électron particulier A qui quitte la cathode, il lui faudra franchir ce nuage d'électrons constituant une charge dans l'espace pour atteindre l'anode.

Il ne pourra le faire que s'il possède, au départ, une vitesse suffisante. Or, les électrons quittent la cathode avec des vitesses relativement faibles, mais qui sont cependant différentes d'un électron à l'autre. Ainsi s'établit une sélection et seuls, les plus rapides, peuvent atteindre l'anode.

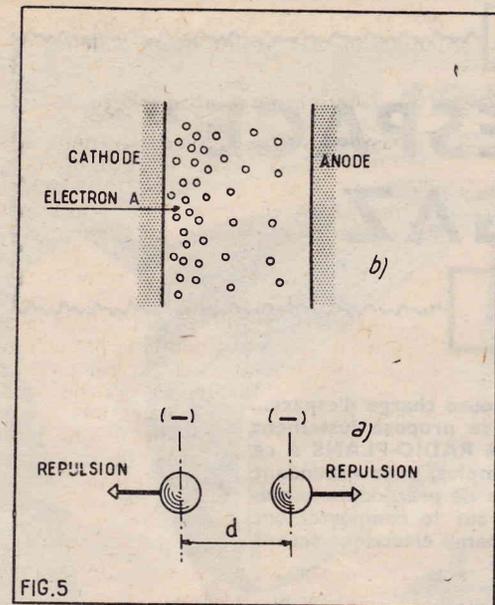


FIG. 5. — a) Deux électrons se repoussent parce qu'ils sont deux charges électriques de même signe.

b) L'électron A doit franchir un véritable nuage d'électricité négative pour atteindre l'anode. Ce nuage porte une charge négative qui rejoue A vers l'anode. C'est le phénomène de la charge d'espace.

quence, la force de répulsion qui résulte de leur proximité est proportionnelle au produit de leur charge et varie en raison inverse du carré de la distance qui les sépare (fig. 5 a).

Forme de l'action spatiale.

Il importe de bien comprendre le mécanisme d'action de cette charge d'espace. La répulsion subie par l'électron en mouvement est maximale au moment où il quitte la cathode, c'est-à-dire au point A. Mais, à mesure que le mobile pénètre davantage dans le nuage électrisé, il laisse derrière lui une partie plus importante de la charge. Or, celle-ci continue d'avoir une action répulsive et, par conséquent, pousse l'électron dans la direction de l'anode. C'est jus-

tement ce qui se produira quand l'électron sera parvenue au point B.

Il en résulte que la charge d'espace a pour effet de ralentir d'abord le mouvement de l'électron, puis ensuite de l'accélérer. Elle introduit toutefois une sélection entre les électrons, car pour certains d'entre eux ce ralentissement peut aller jusqu'à l'arrêt et au retour en arrière...

La charge d'espace modifie la répartition du champ électrique.

Nous avons expliqué précédemment ce qu'était un champ de force électrique... Sa grandeur est déterminée par la manière dont varie le potentiel en fonction de la distance. Et à son tour le potentiel dépend de la charge électrique portée par les électrodes. Or, dans le cas présent, il est bien évident que la présence d'un grand nombre d'électrons, c'est-à-dire de charges électriques élémentaires, modifie le champ électrique.

Il est utile d'ailleurs de chercher à préciser tout cela. Et pour cela il est commode d'avoir recours à une comparaison déjà faite.

Quand il n'y a pas de charge d'espace, c'est-à-dire quand les électrons sont peu nombreux, le champ électrique entre anode et cathode peut être considéré comme uniforme. En réalité ce n'est rigoureusement exact que si les deux électrodes sont des plans parallèles. Toutefois l'erreur qui existe en pratique n'est pas considérable.

Dans ces conditions, la situation est analogue à celle qui fait l'objet de notre figure 7. Les électrons se comportent comme des billes roulant le long d'un plan incliné. Leur mouvement est uniformément accéléré ; ce qui veut dire que leur vitesse s'accroît proportionnellement au temps, d'une manière parfaitement régulière.

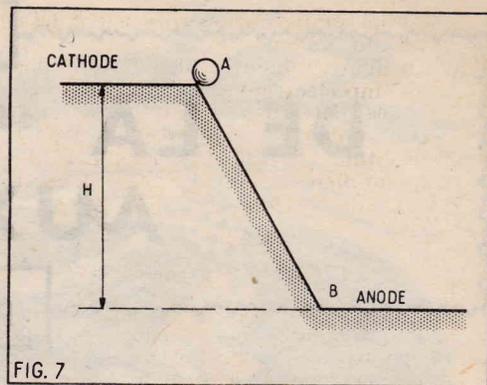


FIG. 7. — On peut comparer la situation d'un électron dans un champ électrique uniforme à celle d'une bille qui roule le long d'un plan incliné.

La charge d'espace est faible.

Supposons maintenant qu'il y ait une charge d'espace faible. Nous avons reconnu plus haut qu'il y a, dans ce cas, ralentissement au départ, puis accélération ensuite.

Nous pouvons avoir recours à la même comparaison que plus haut, toutefois les billes ne rouleront plus sur un plan incliné mais sur une surface dont le profil sera ACB, par exemple. La pente est moins forte au début mais elle sera plus forte ensuite, ce qui traduit exactement nos prévisions.

L'étude mathématique de la question — dont nous faisons grâce à nos lecteurs en leur demandant de nous faire confiance nous montrerait que la courbe ACB est une parabole.

L'augmentation de charge d'espace se traduirait par un gonflement de la courbe, comme ADB. Il arrive même un moment où le départ de la courbe est parfaitement horizontal (la tangente à l'origine, dirait les mathématiciens), cela veut dire qu'une bille (ou un électron) placée en A, sans aucune vitesse initiale y restera...

Il est à noter qu'une bille arrivant en B possède toujours la même vitesse, quel que soit le parcours suivi : AB, ACB, ou ADB... Cela peut sembler surprenant, mais c'est ce qui permet d'établir le calcul et de vérifier l'expérience. Cette vitesse maximum ne dépend que de la hauteur de chute H — ou — pour les électrons, de la tension appliquée entre anode et cathode.

En fait, pour des électrons, la vitesse à l'arrivée ne dépend que de la différence de

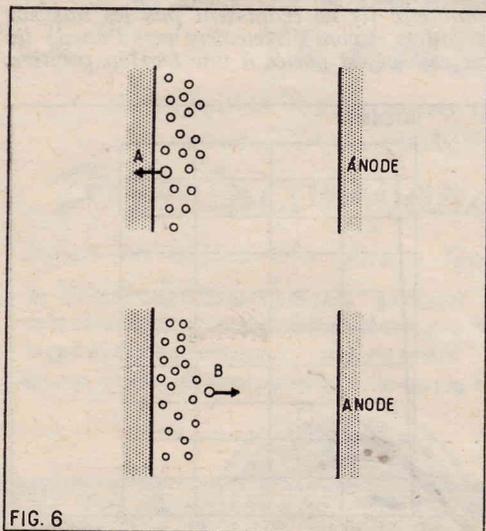


FIG. 6. — a) Les électrons sont particulièrement nombreux au voisinage de la cathode. Quand l'électron est en A le nuage d'électrons s'oppose au départ des électrons vers l'anode.

b) Si l'électron a eu assez d'énergie pour parvenir en B, l'action de la charge d'espace le pousse vers l'anode.

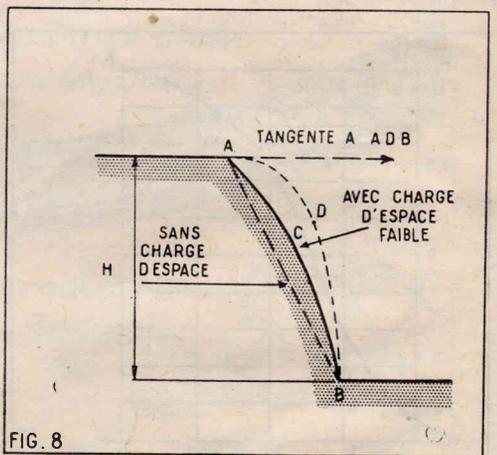


FIG. 8. — Même comparaison que sur la figure 7, mais cette fois la charge d'espace diminue la pente au départ pour l'augmenter à l'arrivée. C'est bien exactement ce que permet de comprendre la figure 6.

Dans le cas ADB le départ se fait horizontalement. Il faut donc que l'électron possède une certaine vitesse, sinon il demeure en A.

potentiel subie, quelles que soient les accidents du voyage.

La figure 8 montre bien la modification du champ électrique produite par la charge d'espace entre les deux électrodes. Bien mieux, quand la tangente au départ est horizontale (courbe ADB) cela veut dire tout simplement que le champ électrique de l'anode est *annulé sur la surface de la cathode*.

La charge d'espace est forte.

Si la charge d'espace devient encore plus forte que dans le cas précédent, la tangente au départ n'est plus horizontale, mais inclinée vers le haut (voir fig. 9). Nous sommes alors dans les régions de la courbe où l'intensité est limitée par la charge d'espace, comme au point P, par exemple, sur la figure 2, par exemple.

Comment interpréter la figure 9 et la traduire dans le domaine électronique ? Rien n'est plus facile. En A, à la sortie de la cathode, les électrons sont en présence d'un champ répulsif. L'attraction de l'anode, complètement masquée par la charge d'espace, est remplacée par une répulsion. En d'autres termes, le champ électrique change de signe. Pour qu'un électron puisse arriver à l'anode, il faut qu'il possède au départ, une énergie suffisante pour parvenir au point E... sommet de la courbe. Mais, avant d'arriver là, il doit gravir la côte. Si sa vitesse n'est pas assez grande, il parvient jusqu'à une certaine hauteur, s'arrête, repart en arrière, et retombe sur la cathode. C'est encore exactement ce que nous avons prévu plus haut.

Une nouvelle augmentation de charge d'espace aura pour conséquence de remonter le point E jusqu'à F.

Mais, dans tous les cas, la *vitesse d'arrivée des électrons au point B demeurera la même*. Cela peut sembler surprenant puisque les électrons tombent de plus haut... Il faut seulement penser qu'ils ont usés une partie de leur vitesse à passer du point A au point E et, qu'en passant au point A, ils ont exactement la vitesse qu'ils avaient en quittant A.

Conséquence de la charge d'espace.

Puisque la charge d'espace neutralise partiellement l'action de la tension positive d'anode, on peut en compenser l'effet en augmentant cette tension. C'est parfaitement exact et c'est précisément pour cette raison que les tubes électroniques classiques ne peuvent pas fonctionner avec une tension anodique trop basse...

Cette nécessité d'une tension élevée est un très grave inconvénient des tubes électroniques... Tout serait tellement plus simple s'ils pouvaient fonctionner avec quelques

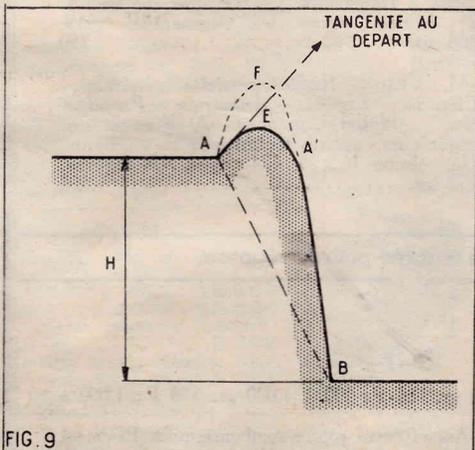


FIG. 9. — Cette fois, il faut que la bille ait assez de vitesse pour arriver en E, sinon, elle ne parviendra jamais en B.

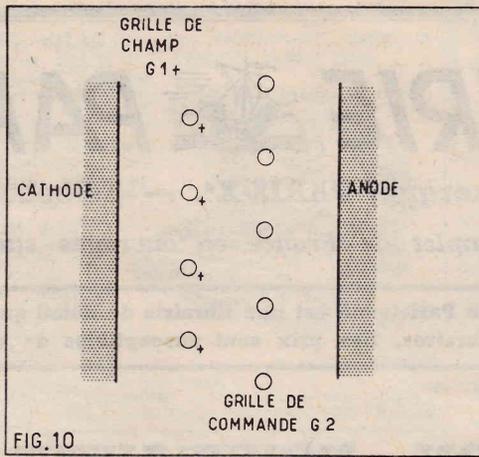


FIG. 10. — On peut neutraliser la charge d'espace au moyen d'une grille positive placée au voisinage de la cathode. Il est le principe du « tube bigrille ».

volts !... Ce qui explique le grand succès actuel du transistor, c'est que, précisément, il peut fonctionner avec des tensions très faibles...

La charge d'espace se manifestera chaque fois qu'on voudra mobiliser un très grand nombre d'électrons. C'est encore pour cette raison que le tube à vide se prête mal à fournir des intensités de courants élevées. Pour faire passer, dans le vide, un courant électronique de 10 A entre deux électrodes de 1 cm de côté, il faut consentir à une chute de tension de 10.000 V. L'analyse précédente nous permet d'en comprendre les raisons précises. On ne peut pas rassembler beaucoup d'électrons dans un espace très petit. Or, une intensité de courant, c'est soit de très nombreux électrons qui vont lentement (comme dans un conducteur), soit relativement peu d'électrons qui vont très vite. Dans le vide, la charge d'espace s'oppose aux rassemblements trop serrés, il n'y a donc plus d'autre ressource que de faire aller les électrons très rapidement... Pour cela, il faut les accélérer... et pour les accélérer, il faut appliquer une tension élevée !

Neutralisation de la charge d'espace. Tubes bigrilles.

Les électroniciens d'aujourd'hui ont fini par s'habituer à la nécessité d'utiliser une tension anodique élevée. Mais ce ne fut pas toujours le cas... Ainsi, au début de l'ère électronique a-t-on vu naître la *lampe bigrille* — qui fonctionnait avec une tension de quelques volts. On pouvait même utiliser des montages dans lesquels la même batterie de 6 V fournissait, à la fois, la tension de chauffage du filament et la tension d'anode... — Quel était donc le principe de ce tube maintenant assez délaissé, sauf pour certaines applications spéciales (tubes électromètres ?)

Le secret du tube bigrille est indiqué sur la figure 10. Une première grille, située immédiatement au voisinage de la cathode, était portée à une tension positive. C'était la *grille de champ*. Plongée en plein cœur du nuage électronique elle en neutralisait l'action, grâce à sa tension positive. Quant à la seconde grille *g2*, c'était tout simplement la *grille de commande* recevant le signal à amplifier.

Il ne faudrait pas confondre ce tube bigrille avec la lampe *tétrode* classique ou *tube à grille écran* qui possède, elle aussi, deux grilles. Mais les rôles respectifs de ces deux électrodes sont inversés. La première est à la grille de commande et la seconde, portée à une tension à peu près égale à la moitié de la tension d'anode, est la *grille-écran*.

Si le principe du tube à grille de champ

a été abandonné, c'est qu'il présente ailleurs d'assez graves inconvénients.

Action d'une atmosphère.

Il existe d'autres moyens de neutraliser la charge d'espace. Dans le tube diode a permis de relever la courbe de la figure 2, introduisons un gaz inerte sous faible pression : argon, néon, ou même vapeur de mercure.

Relevons maintenant la caractéristique pour des valeurs croissantes de tension. Nous constaterons que le début de la caractéristique n'est pratiquement pas changé — mais que, brusquement, pour une certaine valeur de tension, la courbe monte brusquement jusqu'à la saturation.

Cette courbe ressemble beaucoup à celle que nous avons représentée sur la figure 2. Nous avons prévu cette forme pour un tube qui ne présenterait pas de charge d'espace...

La seule différence, c'est que la charge spatiale ne disparaît que pour une certaine valeur de tension d'anode.

En même temps que cette disparition on peut, d'ailleurs, noter un changement de caractéristique dans le tube. L'atmosphère intérieure devient lumineuse, ce qui traduit évidemment l'*ionisation du gaz*.

Ainsi, un gaz ionisé amène la suppression de la charge d'espace... Il reste à savoir quelle manière s'exerce cette action.

Ionisation des gaz.

Les gaz inertes ou les vapeurs métalliques, comme celle du mercure sont monoatomiques. Il faut entendre par là que les atomes demeurent indépendants et ne regroupent pas en molécules.

L'atome est normalement constitué par un noyau positif autour duquel gravitent des électrons. — C'est un système solaire miniature dans lequel le soleil serait le noyau positivement électrisé. Quant aux électrons négatifs, ils constituent les planètes de ce système effroyablement petit. Normalement, l'atome est électriquement neutre. Ainsi nous avons représenté figure 12 un atome de néon dont le noyau porte une charge positive égale à 10 charges élémentaires. Cette charge est normalement équilibrée par 10 électrons planétaires répartis sur deux couches : la couche K et la couche L.

Notez bien qu'il ne faut pas croire que notre atome de la figure 2 est une copie

(Suite page 59.)

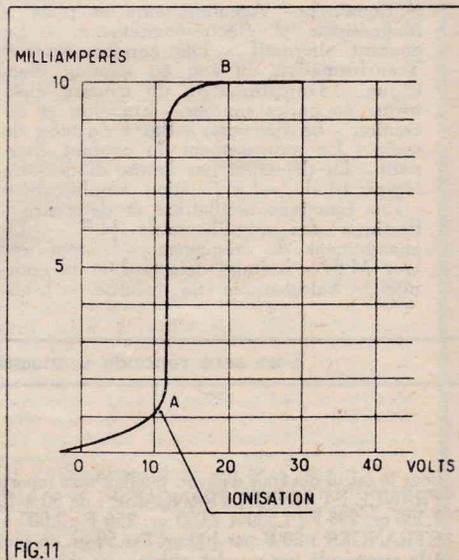


FIG. 11. — Caractéristique d'un tube à grille de champ avec atmosphère ionisable. L'ionisation s'amorce en A.

exacte de la réalité. C'est une manière symbolique de voir les choses et s'il était possible de voir réellement un atome, nous éprouverions sans doute une bien grande surprise... Ce qui est bien certain, c'est que notre croquis ne représente pas les vraies proportions. Le diamètre de l'atome est de l'ordre de 1 angström, c'est-à-dire de un cent millionième de centimètres (ou 10^{-8}) et les corpuscules qui le composent sont de 10.000 à 100.000 fois plus petits. Si le diamètre de l'atome est représenté par celui de la place de la Concorde, le diamètre des corpuscules sera à peu près celui d'un ballon de football...

Sous l'influence d'une perturbation assez énergétique, l'atome peut perdre un électron. Celui-ci peut être arraché par un choc assez violent. On dit alors que l'atome est *ionisé*. Il n'y a plus d'équilibre entre la charge positive du noyau et les électrons puisqu'un de ceux-ci est absent. Il en résulte que l'atome ionisé se comporte comme une *charge positive*.

Mécanisme d'ionisation.

Les circonstances qui peuvent amener l'ionisation d'un gaz sont fort nombreuses, c'est ainsi par exemple qu'une élévation de température, si elle est suffisante, peut amener cet accident. Par exemple, les atomes qui constituent la matière du centre des étoiles (et de notre soleil) sont *complètement ionisés*, c'est-à-dire qu'ils ont perdu *tous* leurs électrons. Encore faut-il dire que la température qui règne en ces endroits est de l'ordre de 50 à 100 millions de degrés centigrades...

Un champ électrique intense peut aussi amener l'ionisation. Mais la cause la plus commune est le passage d'un projectile électrisé à travers l'atome. C'est justement ce qui se produit dans le cas que nous étudions. Les chocs se produisent entre les atomes et les électrons issus de la cathode et attirés par l'anode. Pour que l'ionisation s'accomplisse, il faut que l'énergie du corpuscule-projectile soit au moins égale à celle que possède l'électron sur son orbite. Il faut donc qu'il ait subi l'accélération provoquée par une certaine différence de potentiel. C'est justement ce qui traduit la courbe de la figure II. Il n'y a pas d'ionisation au-dessous du point A...

Action des ions.

Pourquoi la présence des ions fait-elle brusquement monter l'intensité, ou en d'autres termes, par quel mécanisme peuvent-ils supprimer la charge d'espace ? C'est un fait général que les tubes à gaz peuvent fournir des intensités beaucoup plus grandes avec des faibles chutes de tensions.

Pour expliquer cela, les choses les plus fantaisistes ont été proposées, écrites et imprimées... On a dit, par exemple, que les ions plus gros que les électrons, pouvaient transporter davantage d'électricité... C'est faux, puisque généralement, leur charge est égale à celle d'un électron.

On a dit aussi que les ions transportaient du courant en se déplaçant en sens inverse des électrons et qu'on pouvait ainsi arriver à un débit plus important. C'est encore faux... Certes, en principe, les ions sont mobiles. D'ailleurs le mot « ion » ne veut-il pas dire « voyager ? » Mais, en pratique, ils ne bougent guère. Ils sont beaucoup trop lourds pour cela.

C'est ainsi, pour citer des chiffres précis, que l'ion mercure (masse atomique 200) pèse 400.000 fois plus qu'un électron. Placé dans un même champ électrique, il se déplacera $\sqrt{400.000}$ ou 630 fois moins vite qu'un électron... ce qui revient à dire que si le courant électronique est de 1 A les ions ne participent directement à l'action que pour $1/630$ d'ampère... c'est-à-dire une quantité négligeable... Ce n'est donc pas encore cela l'explication...

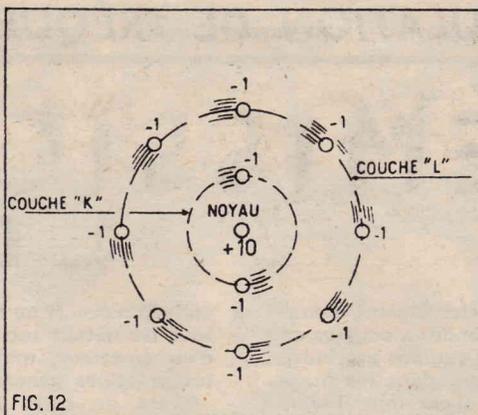


FIG. 12

FIG. 12. — Un atome de néon. La charge négative des dix électrons planétaires neutralise la charge positive du noyau.

Les ions sont des agents de la circulation.

L'explication cherchée, nous la trouvons précisément dans l'immobilité des ions, dans leur inertie. Ils sont pratiquement immobiles dans la décharge et, dans ces conditions, jouent le même rôle que la grille positive du tube bigrille (voir plus haut). Ils sont répartis dans l'espace comme des centres positifs qui neutralisent l'action répulsive des électrons. Grâce à son immobilité, un seul ion positif peut neutraliser plusieurs électrons en mouvement. C'est ainsi que Langmuir a calculé qu'un seul ion mercure peut neutraliser l'action de deux cent vingt-neuf électrons...

La présence des ions permet de faire tenir beaucoup plus d'électrons dans un même volume d'espace. En d'autres termes, elle permet de multiplier le nombre des porteurs de charge actifs. Ainsi, les ions agissent exactement comme les agents de la circulation que l'on place aux carrefours, dans les voies à grande circulation.

Ils permettent d'accélérer le débit tout en demeurant complètement passifs... La simple présence d'un agent incite l'automobiliste à respecter le code de la route...

Les limites du courant.

Sur la figure 11 nous avons supposé que la saturation se produisait au point B. Mais s'il s'agissait d'une cathode moderne à oxydes, il n'y aurait pas de saturation et l'intensité pourrait atteindre d'énormes valeurs...

En réalité, il faudrait, dans ce cas, prévoir une limite. Nous venons de voir, en effet, que le courant est *purement électronique* et que la composante ionique est parfaitement négligeable, c'est donc pratiquement toujours la cathode qui fournit l'intensité demandée... Or, le constructeur du tube a toujours soin de préciser quelles sont les limites d'une cathode donnée.

Dans certaines circonstances, il semble pourtant qu'on puisse dépasser cette limite... On utilise alors le phénomène d'ionisation « par choc ». L'ionisation de l'atmosphère intense libère de nouveaux électrons qui viennent augmenter l'intensité. Mais il en résulte alors un excès de chute de tension dans le tube. Les ions peuvent, dans ces conditions acquérir une certaine vitesse. Mais, se déplaçant en sens contraire des électrons, ils viennent bombarder la surface de la cathode...

Bien que la masse de ces projectiles soit très petite, ils peuvent cependant avoir une action mécanique qui se traduit par la désagrégation des matériaux actifs qui recouvrent la cathode. Nous pouvons conclure de tout cela qu'il faut bien se garder de demander aux tubes à gaz une intensité plus grande que ne l'indique le constructeur...

La décharge est un arc.

De quelle nature est la décharge lumineuse qui se produit dans un tube à gaz ? Une étude complète nous montrerait qu'il s'agit d'un *arc électrique*... Cela peut se prendre ceux qui s'imaginent que l'arc est exclusivement le phénomène brillant qui peut faire apparaître entre deux bâtons de charbon... Mais il en est cependant bien ainsi.

Or, un arc électrique présente une *résistance négative*. Cela veut dire qu'une *augmentation d'intensité* a pour conséquence une *diminution* de la chute de tension de la décharge. Si la résistance totale du circuit est faible, un véritable effet de « *boite à neige* » ou « *d'avalanche* » peut se produire : toute augmentation d'intensité entraîne une réduction de chute de tension et, par conséquent une nouvelle augmentation d'intensité jusqu'à ce que mort s'en suive.

Quand on emploie des tubes à gaz, il faut donc les protéger, eux-mêmes, contre les propres excès...

Conclusion.

Nous pensons que l'étude précédente permettra à nos lecteurs de mieux comprendre ce qui se passe dans un redresseur à gaz dans un thyatron. Peut-être certains lecteurs se demanderont-ils pourquoi on n'a pas cherché à étendre les avantages d'un tube atmosphère aux tubes amplificateurs utilisés dans les récepteurs ? Nous répondrons d'un mot à cette question : l'ionisation n'est pas un phénomène instantané. Il faut un certain délai pour ioniser une atmosphère... et il faut le même délai pour assurer la *désionisation*... Il ne saurait donc être question d'employer les tubes à gaz au-delà de quelques milliers de périodes par seconde.

ROGER DAMAN

Vient de paraître :

LES CAHIERS DE

SYSTÈME "D"

Numéro 14

MODÈLES RÉDUITS
et JOUETS

- Fusée Jupiter "C"
- Carabine à air comprimé
- Micro-moteur électrique
- Jeu de spiro-balle
- Avion piloté à distance
- Voiture à vapeur Stanley 19
- Ford Futura

etc...

Prix : 200 francs

Adressez commandes à SYSTÈME « D », 43, rue Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10, en utilisant la phrase « correspondance » de la formule du chèque.

Ou demandez-le à votre marchand de journaux qui vous le procurera.

L'ÉMISSION

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Nos deux précédents articles étaient consacrés à l'étude générale des ondes modulées en fréquence. Le but que nous voulons atteindre est de recevoir les émissions dans les meilleures conditions possibles. Toutefois, il nous semble indispensable d'expliquer à nos lecteurs comment sont obtenues les émissions modulées

en fréquence. Il ne s'agit pas ici d'entrer dans tous les détails techniques de la construction d'un émetteur, mais, simplement, d'exposer les principes généraux.

C'est de cette seule manière que nous pourrions faire apparaître certains avantages de ce procédé.

Les conditions à respecter

Il n'est sans doute pas inutile de rappeler brièvement ici les conditions essentielles imposées par la modulation de fréquence :

- L'amplitude des oscillations doit demeurer constante ;
- La variation de fréquence instantanée doit s'effectuer au rythme du courant de modulation ;
- La déviation de fréquence doit être proportionnelle à l'intensité du courant de modulation. Elle doit pouvoir atteindre ± 75 kHz, de part et d'autre de la fréquence centrale ;
- Cette dernière doit demeurer rigoureusement fixe si l'on veut obtenir une modulation de bonne qualité.

Emploi d'un microphone électrostatique.

Le microphone électrostatique est composé de deux armatures métalliques mises en vibration par le phénomène sonore. C'est un condensateur dont la capacité varie au rythme des sons qui le frappent. Ainsi, on pourrait être tenté de réaliser directement la modulation comme nous l'indiquons sur la figure 1.

Le tube est monté en auto-oscillateur dont le circuit accordé principal comporte l'inductance L accordée par le condensateur électrostatique C_m . L'entretien des oscillations est assurée par le couplage M. Toute variation de C_m se traduit par une variation de fréquence produite.

Le système est donc très simple, mais il demeure tout à fait théorique. La déviation de fréquence ainsi obtenue serait tout à fait insuffisante. De plus, il y aurait beaucoup d'autres inconvénients. Un système beau-

coup plus intéressant est donné sur la figure 2. Cette fois, le condensateur microphonique est utilisé dans un circuit couplé inductivement. Les déviations de fréquence obtenues peuvent être beaucoup plus considérables si les différents éléments du circuits sont correctement déterminés.

L'entretien des oscillations est ici assuré par le couplage entre les enroulements de grilles L_g et de plaque L_p . Le montage est symétrique, ce qui permet de réduire notablement la distorsion. Le microphone est shunté par une inductance L_a destinée à obtenir l'accord dans la gamme où l'on veut transmettre. Il ne saurait être ici question d'obtenir cet accord au moyen d'un condensateur car la capacité en parallèle, avec celle du microphone, réduirait considérablement la sensibilité de l'arrangement.

Les variations apportées par le microphone ont d'autant plus d'action que la capacité totale est plus petite. Il faut donc que la seule capacité en circuit soit celle du microphone, les autres capacités inévitables étant réduites au minimum.

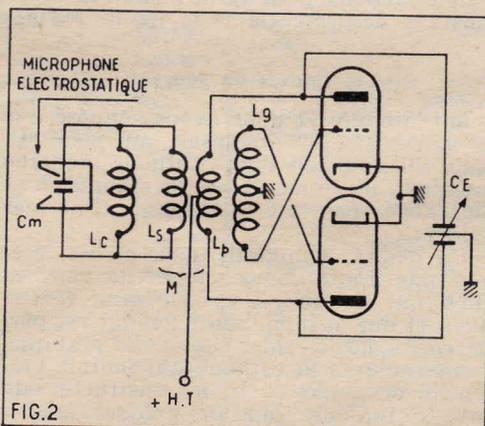


FIG. 2. — C'est le même principe que sur la figure 1. Mais cette fois, l'action du microphone est beaucoup plus considérable si les différents éléments du circuit sont correctement déterminés. Il faut, en particulier, que le couplage soit aussi serré que possible.

Il faut que l'impédance reportée à l'enroulement primaire soit inductive pour la fréquence de fonctionnement. La préférence produite par les tubes oscillateurs sera déterminée par le condensateur C et par la réactance de le circuit couplé introduit par l'intermédiaire du couplage M qui doit être aussi serré que possible.

On peut montrer que la variation de réactance introduite dépend du carré de M et de la fréquence produite.

Ce système introduit une certaine distorsion qui peut être rendue négligeable. On peut toutefois obtenir une qualité suffi-

sante pour être qualifiée de « Haute fidélité ».

De toutes manières, le procédé est très simple et peut être facilement adapté à des transmetteurs à faible portée du type « walkie-talkie » par exemple...

Tube à réactance.

Le tube électronique est un élément merveilleux que l'on peut mettre à toutes les sauces. Il est possible de lui faire jouer tous les rôles : amplificateur, atténuateur, modulateur, oscillateur, etc... On peut aussi en faire, à volonté, l'équivalent d'un condensateur ou d'une inductance et qui plus est, rendre ces éléments variables.

C'est ainsi, par exemple, que dans la figure 3, le tube ne comporte comme une capacité. Il est très facile d'en donner une démonstration. Si l'on suppose que les pertes dans le circuit accordé LC sont négligeables, les intensités dans les deux éléments L et C sont en opposition et elles sont toutes deux décalées de 90° par rapport à la tension. Il y correspond le diagramme de la figure 4, Ic étant l'intensité dans le condensateur, Ie l'intensité dans l'inductance et V la tension aux bornes du circuit.

Les éléments RI et CI (figure 3) sont choisis pour que la réactance de CI soit négligeable par rapport à celle de RI. Il en résulte que la tension appliquée à la grille est décalée de 90° par rapport à celle du circuit accordé. En conséquence, le courant d'anode est en phase avec l'intensité dans le condensateur. Tout se passe donc finalement comme si l'intensité dans le condensateur était augmentée, c'est-à-dire

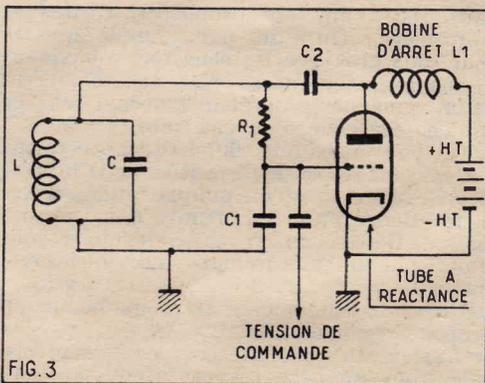


FIG. 3. — Le tube électronique se comporte comme un condensateur. Il est facile de montrer (voir fig. 4) que la composante variable du courant d'anode du tube est en phase avec le courant qui traverse C. En conséquence, tout se passe comme si C avait une plus grande valeur. En modifiant l'intensité d'anode, on fait varier la capacité apparente supplémentaire.

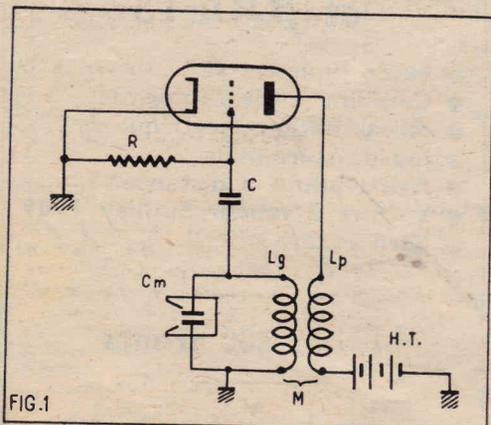


FIG. 1. — Le condensateur d'accord est remplacé par un microphone condensateur ou microphone électrostatique. Le schéma demeure théorique parce que les déviations de fréquence que l'on peut obtenir ainsi demeurent beaucoup trop faibles.

comme si sa capacité était plus grande, mais l'augmentation de courant anodique est déterminée par la pente du tube. Il suffit donc de faire varier la pente pour faire varier la grandeur de la capacité apparente mise en parallèle avec le circuit. Ainsi, le tube électronique est converti en un condensateur variable... On pourrait d'ailleurs, par un simple changement de connection, faire fonctionner le tube comme une inductance variable.

Réalisation.

Pour faire varier la pente du tube, il suffit d'utiliser un point de fonctionnement situé dans une partie coudée de la caractéristique et d'agir sur la polarisation. Toutefois, en pratique, il est beaucoup plus intéressant de remplacer le tube triode à réactance variable par un tube multiélectrode : pentode, hexode, octode...

La tension de commande est appliquée sur une électrode et l'on fait varier la pente en agissant sur la tension d'une autre électrode. On obtient ainsi une séparation beaucoup plus complète des fonctions et les résultats sont meilleurs. A titre documentaire, nous donnons figure 5 un montage utilisant un tube hexode (EH2 ou 6L7). La variation de capacité est obtenue en faisant agir les tensions de modulation sur l'électrode g3. Il n'y a aucune couplage électrostatique parasite entre g1 et g3 grâce à la présence de la grille double g2 g4 qui sert d'électrode d'accélération.

Applications des tubes à réactance.

Le tube à réactance peut avoir de très nombreuses applications pratiques en dehors de celle que nous étudions aujourd'hui. Il y a en effet, de nombreux circuits dans lesquels il est intéressant de faire varier la fréquence d'accord d'un circuit au moyen d'une variation de tension.

On peut, par exemple, réaliser l'accord automatique des circuits d'un récepteur. Le tube de glissement (ou à réactance) agit alors simplement sur la fréquence des oscillations locales d'un appareil à changement de fréquence. La tension de commande est obtenue au moyen d'un discriminateur.

Le même procédé permet de réaliser des récepteurs panoramiques, c'est-à-dire permettant de connaître toutes les émissions occupant une certaine gamme, en examinant simplement l'écran d'un tube à rayons cathodiques. La tension de commande est alors simplement fournie par la tension de balayage.

On peut aussi réaliser des wobulateurs ou traceurs de courbes.

Applications à la modulation de fréquence.

L'inconvénient de ce procédé, c'est, d'abord, qu'il ne peut pas fournir directement des variations de fréquence assez grandes. Ensuite, la capacité fictive constituée par le tube électronique est fonction des tensions d'alimentation. Toute variation, même très faible, des tensions d'alimentation se traduira par une variation de fréquence. Or, nous l'avons déjà signalé, il est indispensable que la fréquence centrale soit parfaitement stable. Le remède est ici, de stabiliser les tensions d'alimentation. C'est une complication qui ne peut être adoptée que dans des émetteurs spéciaux.

Une solution plus économique consiste à utiliser deux tubes à réactance montés symétriquement de telle manière que les variations d'alimentation soient annulées par les réactions des deux tubes.

Une autre difficulté vient du fait que le tube à réactance se comporte en réalité

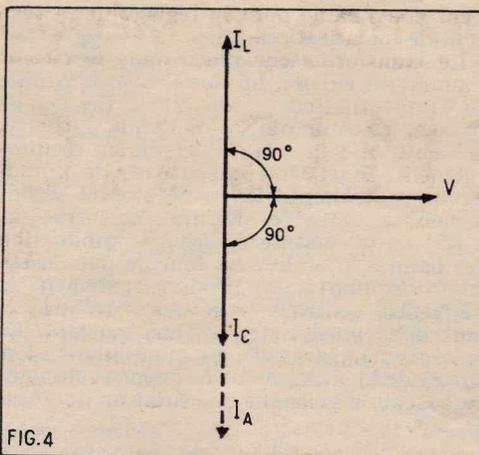


FIG. 4.

FIG. 4. — I_L est le courant dans l'inductance L (fig.), I_c est le courant dans le condensateur. Ces courants sont exactement en opposition si l'on suppose les pertes négligeables dans le circuit. Le courant d'anode, en phase avec la tension de grille, est I_a . Il est donc en phase avec I_c .

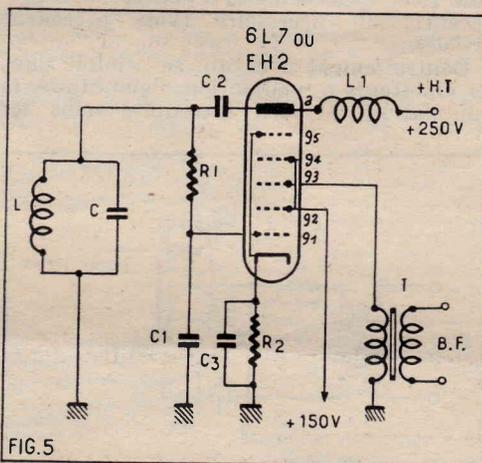


FIG. 5.

FIG. 5. — Une réalisation pratique d'un tube à réactance. On utilise un tube hexode EH2 ou 6L7. Il est alors facile de faire varier la pente en agissant sur la tension de la grille de commande auxiliaire g3. On obtient ainsi des variations de la fréquence d'accord du circuit LC.

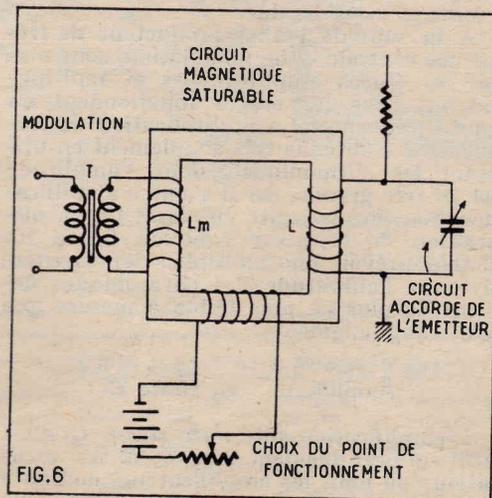


FIG. 6.

FIG. 6. — La grandeur de l'inductance L dépend de la perméabilité du circuit magnétique en ferrite. Mais cette perméabilité varie au rythme de la modulation grâce à la présence de l'enroulement I_m parcouru par le courant de modulation. Ce schéma très simple peut être utilisé dans des émetteurs de petite puissance (walkie-talkie, par exemple).

comme un condensateur variable en série avec une résistance variable. Il en résulte que la modulation de fréquence est toujours accompagnée d'une modulation d'amplitude parasite qu'il faut faire disparaître par la suite.

Modulation par variation de perméabilité magnétique (fig. 6).

On peut constituer aujourd'hui des inductances destinées à fonctionner en très haute fréquence, comportant un circuit magnétique en ferrite. Les pertes sont très faibles. Mais la perméabilité de la ferrite varie énormément avec l'intensité de champ. En d'autres termes, elle présente exactement les mêmes phénomènes de saturation que le fer.

On peut, dès lors, imaginer un système très simple de modulation dont le principe est indiqué figure 6. Le circuit accordé de l'émetteur comporte une inductance L bobinée sur un noyau de ferrite. Mais on peut faire varier la perméabilité du noyau en fonction des courants de modulation par l'intermédiaire du transformateur T . Toute variation de perméabilité se traduit par une variation d'inductance et, en conséquence, de la fréquence. On peut régler le point correct sur la courbe de perméabilité au moyen de la résistance variable R .

Ce système ne peut encore convenir que pour des émetteurs peu puissants et destinés à fournir des émissions d'une qualité assez faible. Il ne peut fournir que des excursions de fréquence assez faibles. Si l'on voulait augmenter exagérément la variation de fréquence, il y aurait production d'une modulation d'amplitude parasite.

Principe des émetteurs de haute qualité pour la radiodiffusion.

Quand il s'agit de produire des ondes modulées en fréquence, destinées à la radiodiffusion, il faut que certaines conditions d'impératives énoncées au début de cet article soient parfaitement respectées :

La plupart des dispositifs que nous venons de décrire ne permettent pas d'atteindre de très grandes variations de fréquence. On peut tourner la difficulté de la manière suivante : Au lieu d'opérer la modulation directement à la fréquence de la transmission, on l'introduit à une fréquence beaucoup plus basse. Après quoi, on fait subir à l'ensemble une série de multiplications de fréquence pour l'amener à la valeur voulue. Il est bien évident que la fréquence centrale et les déviations de fréquences subissent la même multiplication.

Supposons — pour prendre un exemple — que nous opérons sur une fréquence initiale de 200 kHz pour obtenir finalement une fréquence de 80 MHz, c'est-à-dire de 80.000 kHz. Il faut obtenir une multiplication de $80.000/200 = 400$.

Ainsi, une déviation finale de 75 kHz — ne correspondra à l'origine, qu'à une déviation de $75.000/400 = 187,5$ Hz, qu'il est alors facile d'obtenir d'une manière parfaitement linéaire.

D'autre part, pour obtenir une fréquence centrale parfaitement stable, on utilisera un oscillateur piloté par cristal de quartz. Ainsi, aucune variation ne sera possible. Il peut d'ailleurs sembler légèrement paradoxal de stabiliser la fréquence d'un émetteur dont il faut cependant faire varier... la fréquence. Mais il en est bien ainsi...

Principe de la modulation système « Armstrong ».

Le procédé utilisé par Armstrong, le promoteur de la modulation de fréquence, consiste à partir d'une modulation de phase qui est transformée en modulation de fréquence au moyen d'un filtre simple (voir nos premiers articles).

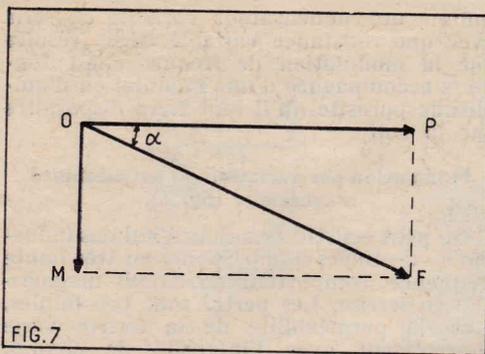


FIG. 7. — *OP* est la fréquence centrale produite par un oscillateur stabilisé par quartz. *OM* est une composante déphasée de 90°, obtenue en opérant une modulation d'amplitude de la fréquence centrale *OP*. Si α demeure petit (inférieur à 30°) la longueur *OF* est très peu différente de *OP*.

La fréquence centrale, stabilisée par quartz est représentée par *OP* sur la figure 7. On la superpose avec une composante de modulation *OM* qui est décalée de 90°. La composante est *OF*. On voit ainsi qu'elle a tourné d'un certain angle α . Si α demeure petit, on peut admettre que la longueur *OF* est très peu différente de *OP*. D'ailleurs, on peut éviter toute variation d'amplitude en « écrétant » la tension ainsi obtenue.

Emploi d'un modulateur équilibré.

Le vecteur *OM* représente uniquement les composantes utiles d'une modulation d'amplitude (nous écrivons bien : d'amplitude) ou, si l'on préfère, ce que nous avons appelé, dans les articles précédents, les bandes latérales, à l'exclusion de la fréquence porteuse.

Il s'agit donc d'utiliser un type tout à fait spécial de circuit qui est un modulateur équilibré dont la figure 8 donne le principe de base.

Les courants de modulation sont transmis en opposition de phase aux grilles de *T1* et *T2*, exactement comme s'il s'agissait d'une amplificateur symétrique. Ce résultat est obtenu grâce au transformateur de modulation *TM* dont le secondaire comporte une prise médiane.

L'onde porteuse est appliquée en phase aux grilles des deux tubes, par l'intermédiaire du transformateur à haute fréquence *TH.F.* La modulation s'opère dans les deux tubes en choisissant un point de fonctionne-

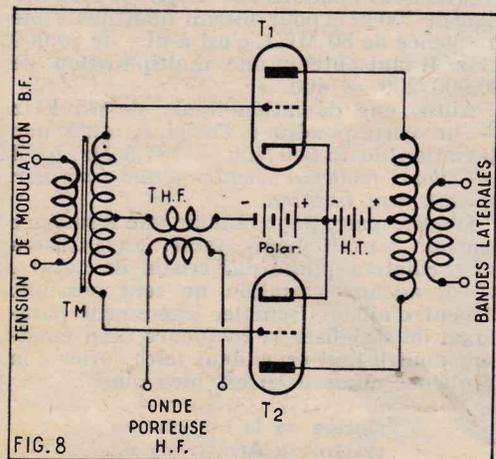


FIG. 8. — Principe du modulateur équilibré. Ce circuit fournit les bandes latérales d'une émission modulée en amplitude et élimine l'onde porteuse. C'est un tel montage qui donne la composante *OM* de la figure 7 après une rotation de phase de 90°.

ment convenable pour le réglage de la tension de polarisation.

Le transformateur placé dans le circuit d'anode est encore, lui aussi, monté comme un transformateur symétrique. En conséquence, les composantes de l'onde porteuse, qui sont en phase, vont s'annuler réciproquement. Mais les composantes de modulation vont simplement s'ajouter et seront recueillies entre les bornes de sortie.

L'onde porteuse qui sert à la production des bandes latérales, est fournie par l'oscillateur à quartz qui produit également la fréquence centrale. Les deux fréquences sont donc ainsi rigoureusement égales. La liaison entre la sortie du modulateur et le circuit de modulation de fréquence comporte un ensemble amenant une rotation de phase de 90°.

Modulation à bas niveau.

Le système fournit en réalité une modulation de phase. Pour convertir celle-ci en véritable modulation de fréquence, il faut atténuer les composantes à fréquences élevées de la modulation par une liaison comme celle que nous indiquons figure 9. On calcule *R* et *C* de manière à conserver la préaccoutumance nécessaire (voir précédent article).

Contrairement à ce qui se produit dans les émetteurs à modulation d'amplitude, la modulation est, ici, introduite dans les

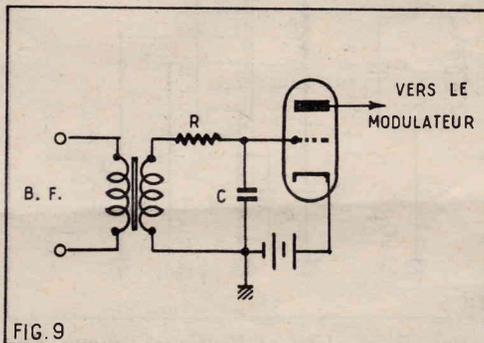


FIG. 9. — Placé en avant du circuit modulateur, ce circuit permet de convertir la modulation de phase en une véritable modulation de fréquence. Son action dépend de la constance de temps *RC*.

étages à très faible niveau. C'est donc un avantage considérable.

À la suite de l'étage producteur de fréquence centrale et de modulation, sont placés les étages amplificateurs et multiplificateur. Tous les étages fonctionnent en haute fréquence. La multiplication de fréquence est obtenue très simplement en utilisant les harmoniques, dont l'amplitude est ici très grande, car il s'agit d'amplification non linéaire, dite en classe *C*. La disposition de base est indiquée figure 10. Il faut prévoir une multiplication progressive car l'amplitude des harmoniques devient de plus en plus faible à mesure que leur rang augmente.

Amplification en classe C.

L'amplification dite : en classe *C* n'est utilisée pratiquement que dans les oscillateurs ou dans les amplificateurs de haute fréquences destinées aux émetteurs. Elle est caractérisée par l'emploi d'une polarisation très supérieure à celle qui correspond à la coupure du courant d'anode. Par exemple, sur la figure 11, la coupure (cutt-off) correspond à la tension *OK*, alors que la polarisation du tube est *OL*. Il en résulte qu'en l'absence d'excitation de grille le tube amplificateur ne débite aucun courant d'anode.

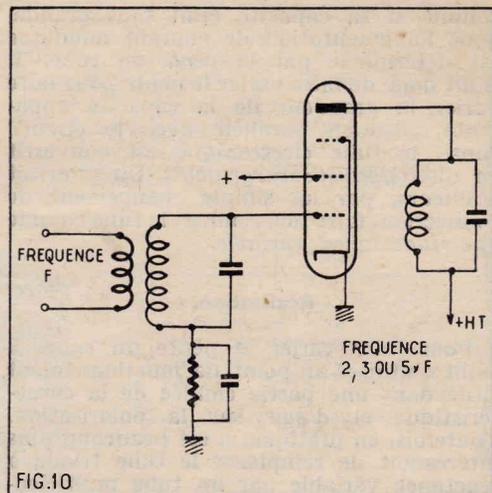


FIG. 10. — Principe d'un multiplicateur de fréquence. Le circuit d'anode est accordé sur un harmonique de la fréquence d'accord du circuit de grille. Le tube est réglé pour fournir une très forte distorsion (classe *C*).

Mais la tension d'attaque de grille présente une amplitude suffisante, non seulement pour déclencher le passage courant d'anode, mais même pour rendre la grille notablement positive. Ainsi, pour cette raison, il y a toujours un courant de grille important quand un tube fonctionne en classe *C*... C'est le cas d'un tube producteur des oscillations locales dans un simple appareil récepteur, par exemple.

Toutefois, avec ce mode de fonctionnement, il y a nécessairement production d'une forte distorsion. Si la tension d'attaque est sinusoïdale, le courant d'anode ne peut pas l'être, puisque l'alternance négative n'est pas transmise ainsi qu'une importante fraction de l'alternance positive. Sur la figure 2, les parties hachurées sont éliminées. C'est pour cette raison qu'il est impossible d'employer l'amplification en classe *C* quand il s'agit de courants de basse fréquence.

S'il s'agit de haute fréquence, l'inconvénient est éliminé si la charge de plaque est constituée par un circuit oscillant accordé sur la fréquence d'excitation de grille. Les oscillations propres du circuit reconstituent les parties manquantes, à condition que l'amortissement ne soit pas trop grand.

Le gros avantage du procédé, c'est que le rendement énergétique peut atteindre des valeurs fort intéressantes : de 80 à 90 % par exemple. Ce rendement dépend d'ailleurs de la puissance utile que l'on veut tirer du tube.

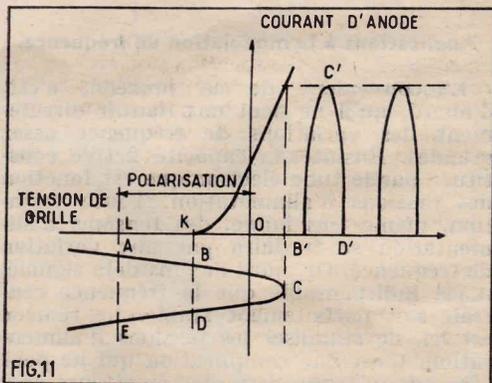


FIG. 11. — Fonctionnement d'un tube en classe *C*. La polarisation *OL* est très supérieure à la tension de coupure *OK*. Toutefois l'amplitude du signal est assez grande, non seulement pour déclencher le courant d'anode, mais même pour rendre la grille positive. Le courant d'anode est constitué par des impulsions.

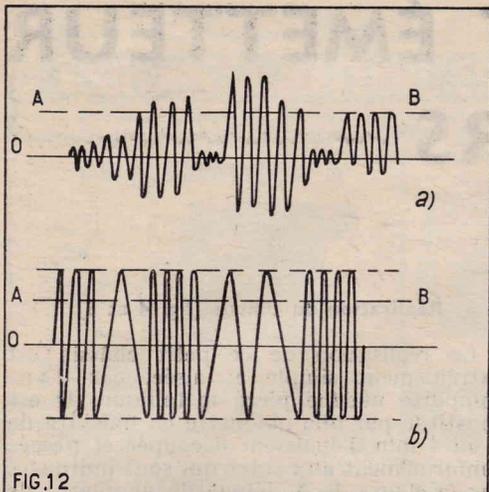


FIG. 12. — Des oscillations modulées en amplitude ne peuvent pas être amplifiées en classe C. En effet, tout ce qui est placé au-dessous de AB (voir fig. 10) n'est pas reproduit. En revanche, on peut amplifier en classe C des oscillations modulées en fréquence (b) car l'amplitude est rigoureusement constante.

Mais il est évidemment impossible d'utiliser l'amplification en classe C pour des courants de haute fréquence modulés en amplitude. Il suffit de se reporter à la figure 12 pour le comprendre. Si A B représente l'amplitude minimum nécessaire pour déclencher le courant d'anode (AB sur la figure 11), il est évident que tout ce qui se trouve au-dessous de ce niveau ne sera pas reproduit.

En revanche, s'il s'agit d'une modulation de fréquence, l'amplitude demeure constante, aucune distorsion ne se produit (126).

C'est précisément ce qui, en modulation de fréquence, permet d'introduire la modulation dans les étages à bas niveau et de profiter des avantages considérables de l'amplification en classe C.

De plus, le courant d'anode est nécessairement très riche en harmonique, puisqu'il est constitué par des impulsions. Il comporte les composantes 2F, 3F, 4F, etc. Si l'on veut sélectionner une de ces composantes, il suffit de disposer un circuit convenablement accordé dans l'anode du tube. Ainsi, un multiplicateur de fréquence c'est tout simplement un étage qui fonctionne en classe C. Toutefois, dans ce cas, le rendement est nécessairement moins élevé.

Dans les étages à très haute fréquence, on emploie l'amplification avec grille à la masse (fig. 13), qui évite la neutrodynamie. On utilise pour cela des tubes spéciaux.

Dans un émetteur utilisant la modulation d'amplitude, la puissance fournie par l'étage varie avec la profondeur de modulation. Il faut donc que le tube puisse supporter la puissance maximum correspondant à une modulation de 100%. Au contraire, dans la modulation de fréquence, la puissance demeure rigoureusement constante, puisque l'amplitude est invariable. Il est beaucoup plus facile, dans ces conditions, d'obtenir le meilleur rendement pour tous les étages.

La figure 14 résume tout ce qui vient d'être passé en revue précédemment.

Propagation des ondes modulées en fréquence.

Ce n'est pas parce qu'une onde est modulée en fréquence qu'elle se propage d'une manière différente... Il faut seulement noter qu'elle couvre une bande de fréquences considérable : 200 kHz, s'il s'agit de transmission de haute qualité comme celles de la radiodiffusion. Or, il est bien évident

que la probabilité d'un « accident » de propagation est dix fois plus grande dans une bande de 200 kHz que dans une bande de 20 kHz. Un « accident » de propagation se traduira nécessairement par l'absence de certaines composantes et par conséquent par de la distorsion.

Si l'on veut éviter, ou, du moins, rendre très peu fréquentes les anomalies de propagation, il faut que les variations de fréquence demeurent très faibles par rapport à la fréquence centrale. C'est une raison supplémentaire pour limiter l'emploi de la modulation de fréquence au domaine des ondes ultra-courtes.

En pratique, les émissions de radiodiffusion sont faites dans la bande II — primitivement destinées à la télévision — qui correspond à des fréquences de 80 à 100 MHz. Si la bande occupée par l'émission est de 200 kHz, la variation relative est de $100.000/200$, soit de $1/500$, ce qui peut être considéré comme négligeable. En fait, sauf à de très grande distance, la distorsion produite par la propagation est très rare.

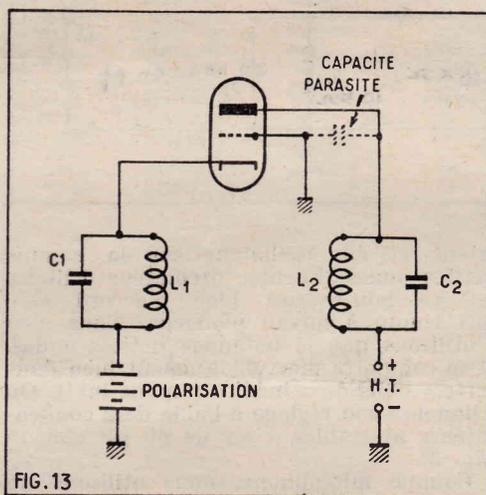


FIG. 13. — Principe de l'amplification « grille à la masse ». La grille sert d'écran électrostatique entre le circuit d'entrée C1 L1 et le circuit de sortie L2 C2. La neutrodynamie est inutile car la capacité parasite du tube ne joue plus un rôle néfaste, elle est simplement en parallèle avec L2 C2.

Propagation de la bande II.

Tout ce que nous avons publié au sujet de la propagation des ondes de la télévision (bande I et bande III) peut s'appliquer au cas de la modulation de fréquence. Nous pouvons en résumer les principaux résultats de la manière suivante :

- a) Il est inexact d'admettre que les ondes

de la bande II se propagent comme des rayons lumineux. Il est fort heureux qu'il en soit ainsi, sinon il faudrait réaliser les conditions de visibilité entre l'émetteur et le récepteur. En fait, des portées beaucoup plus grandes peuvent être réalisées. La situation du radiateur d'ondes et celle de l'antenne réceptrice sont évidemment des éléments déterminants. La portée utile d'un émetteur comme celui de Paris est comprise entre 50 et 75 kilomètres. Il faut bien comprendre ici le mot « utile ». On peut, par exemple, recevoir à Paris certaines émissions allemandes. Mais il ne s'agit plus alors de portée « utile » car la qualité de la réception n'est pas celle qu'on est en droit d'attendre d'émissions en modulation de fréquence ;

b) Les ondes du canal II se réfléchissent contre des obstacles importants. Il est donc possible de recevoir simultanément la composante directe et l'onde réfléchie. Celle-ci présente un certain retard. Il est résulte un signal d'interférence généralement à basse fréquence, qui peut éventuellement être gênant.

Le remède est le même qu'en télévision : il faut utiliser l'effet directif d'un collecteur d'onde convenable pour éliminer l'onde indirecte.

Il faut noter également que les réflexions contre des objets mobiles, comme des avions, peuvent provoquer des troubles passagers. Cet effet se produira avec d'autant plus d'intensité que l'intensité du champ de réception sera relativement plus faible au niveau du sol.

Polarisation des ondes.

Nous rappelons aux lecteurs de *Radio-Plans* qu'une onde électromagnétique peut être considérée comme résultant de la combinaison de deux champs de forme perpendiculaire, l'un magnétique, l'autre électrique. Par définition, le plan de polarisation est déterminé par le plan du vecteur électrique.

Ainsi l'onde émise par l'émetteur de télévision de Paris est dite polarisée horizontalement parce que le vecteur électrique est horizontal. C'est la constitution géométrique de l'antenne d'émission qui détermine la direction de polarisation.

En conséquence, suivant la construction de l'antenne, les ondes modulées en fréquences peuvent être émises en polarisation verticale ou horizontale.

La théorie et la pratique sont d'accord sur le fait que la polarisation horizontale présente le maximum d'avantages pour réduire les réflexions parasites.

Dans le prochain article de cette série, nous étudierons les principes de la réception des ondes modulées en fréquence.

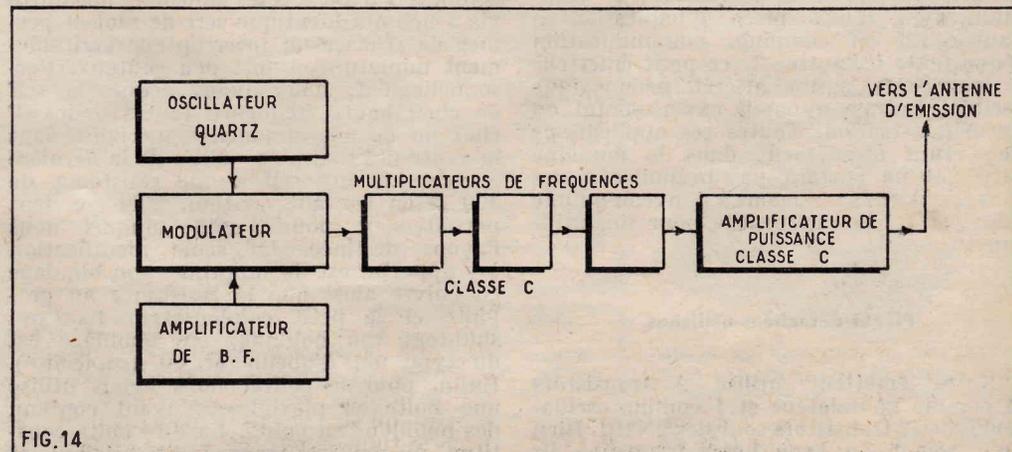


FIG. 14. — Disposition synoptique d'un émetteur à modulation de fréquence.

RÉALISATION D'UN PETIT ÉMETTEUR A TRANSISTORS

par Lucien LEVEILLEY

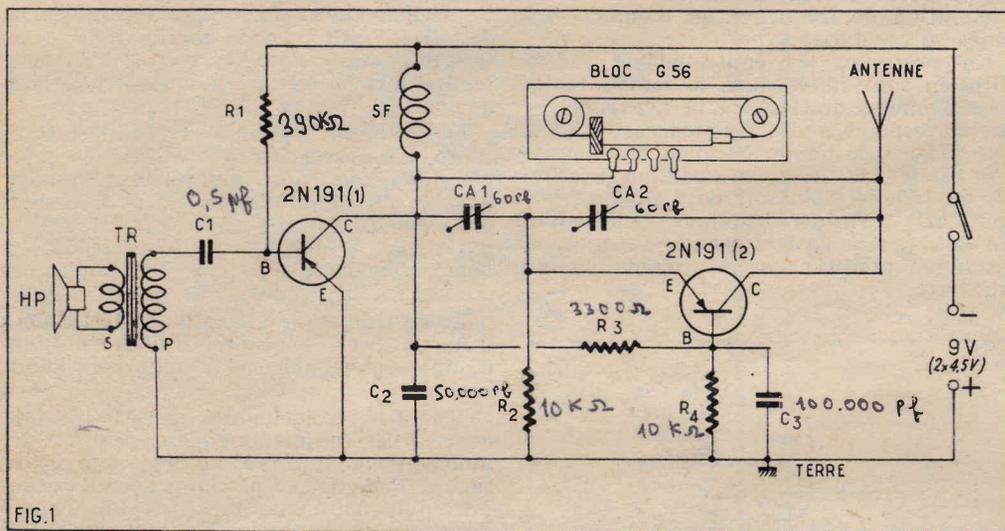


FIG.1

Résultats obtenus et utilisations possibles.

Ce petit émetteur que nous avons réalisé et mis au point étant à transistors et sa consommation totale n'étant que de 2 mA sous 9 V, il ne faut pas en espérer une portée supérieure à une dizaine de mètres (de ce fait son utilisation n'est pas soumise aux règles des stations d'amateurs et il n'est pas nécessaire d'avoir une licence). Pour nos essais nous avons utilisé une antenne intérieure de 4 m de longueur et une prise de terre (pour l'émission en phonie). Pour la réception, nous avons utilisé un petit récepteur équipé d'un cadre au ferrocube et de 3 transistors seulement (montage en Reflex — 1 transistor haute fréquence + 1 diode au germanium + 2 transistors basse fréquence). En petit haut-parleur et en phonie nous recevons sur ce petit récepteur, l'émetteur en question dans un rayon d'une dizaine de mètres, cadre récepteur très correctement orienté. L'utilisation d'une antenne plus grande à l'émission n'améliore pas les résultats, bien au contraire... car elle se trouve insuffisamment chargée.

Ces « petits » résultats permettent tout de même les applications pratiques, extrêmement intéressantes suivantes : 1° communication d'une pièce d'habitation à l'autre ; 2° en camping, communication d'une tente à l'autre ; 3° ce petit émetteur à transistors a un intérêt pédagogique certain, comme appareil expérimental ou de démonstration. Toutes ces applications demeurant strictement dans le domaine privé, et ne portant pas préjudice à des tiers, nous vous rappelons à nouveau qu'une licence n'est pas nécessaire pour son utilisation.

Pièces détachées utilisées.

Notre émetteur utilise 2 transistors (1 comme modulateur et 1 comme oscillateur). Ces 2 transistors sont des 2N191. Bien qu'il soient du type basse fréquence, ils fonctionnent parfaitement bien en modu-

lateur et en oscillateur sur la gamme petites ondes. Le bloc oscillateur utilisé... est ce bon vieux bloc d'accord G56 fort connu à noyau plongeur. Nous n'en n'utilisons que le bobinage petites ondes. Il se comporte merveilleusement bien dans cette « fonction » inédite (...pour lui !). On « figole » son réglage à l'aide de 2 condensateurs ajustables à air de 60 pF chacun (fig. 3).

Comme microphone, nous utilisons un petit haut-parleur dynamique à aimant permanent (un Audax type TA6A à membrane en plastique de 6 cm de diamètre). Comme transformateur d'adaptation à la base du transistor modulateur, un transfo de sortie Audax, type 37-44 de 2.000 Ω d'impédance primaire. Du fait de sa membrane en plastique, du très petit diamètre de celle-ci, 6 cm, et du champ très élevé dans l'entrefer de son aimant, 9.000 gauss, ce petit haut-parleur utilisé en microphone se révèle extrêmement sensible. Sa musicalité est bonne, à condition de ne pas parler trop fort, ni trop près de la membrane. L'interrupteur général d'alimentation R est simplement constitué par une petite lamelle de cuivre « récupérée » sur une pile de poche hors d'usage ; une vis à métaux de 3 x 10 en cuivre avec son écrou, sert d'axe à cette lamelle et une autre vis à métaux identique sert de plot et permet de réaliser un interrupteur véritablement miniature et fort peu coûteux. Personnellement, nous avons acquis la self de choc haute fréquence toutes ondes SF chez un de nos annonceurs spécialisés dans la vente des « surplus » alliés de la dernière guerre. La dite self a une résistance de 400 Ω en courant continu. Elle convient parfaitement pour l'usage auquel nous l'avons destinée. La seule modification à y apporter est de supprimer son blindage en cuivre ainsi que la résistance au graphite et le petit condensateur fixe qui shuntent son bobinage (ce bobinage est du type nid d'abeille et est tropicalisé). Enfin, pour le coffret nous avons utilisé une boîte en plexiglass... ayant contenu des bouillons en cubes. La dite boîte constitue un coffret transparent original et élégant.

Réalisation du châssis (fig. 4 et 5).

La réalisation de ce petit châssis est extrêmement simple et aisée, car il ne comporte aucune pièce métallique. Il est constitué par une plaquette en bakélite de 3 ou 4 mm d'épaisseur découpée et percée conformément aux cotes qui sont indiquées sur la figure 4. A défaut de plaquette de bakélite, vous pouvez utiliser du bois contre-plaqué de 4 mm d'épaisseur. Si vous optez pour cette deuxième solution, il vous faudra isoler électriquement les douilles ou vis à bornes, la douille qui par la suite servira à la connexion de l'antenne doit être tout particulièrement bien isolée électriquement. En ce qui nous concerne nous l'avons isolé à l'aide d'une pièce de

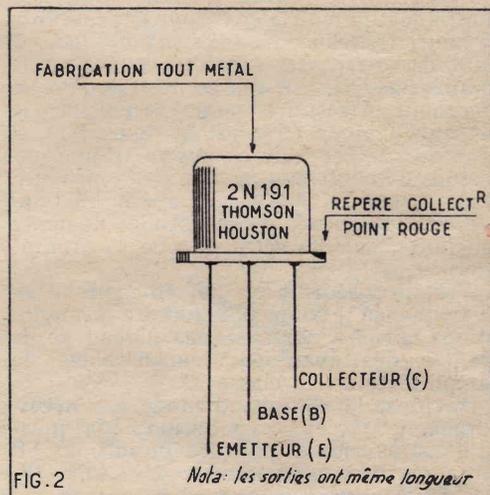


FIG.2

passage en stéatite (fig. 9). Il vous faudra également percer les trous destinés à recevoir les douilles ou les vis à bornes isolées, un peu plus grands que ceux indiqués sur la figure 4, car l'isolant des dites pièces nécessite un trou de passage plus grand, que lorsqu'elles ne sont pas isolées. La seule douille que l'on peut se dispenser d'isoler électriquement est celle où sera connectée par la suite la prise de terre. Ce devant du châssis étant terminé (fig. 4), on découpe dans du bois de 10 mm d'épais-

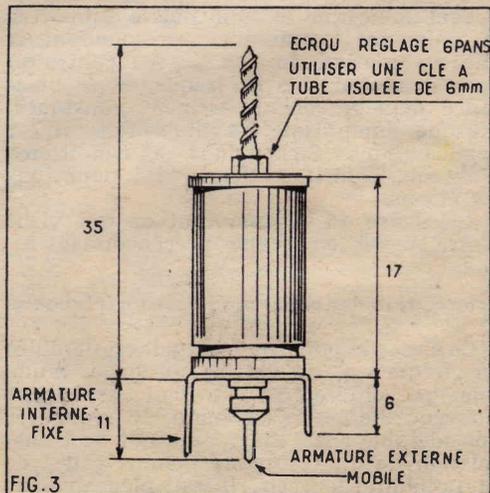


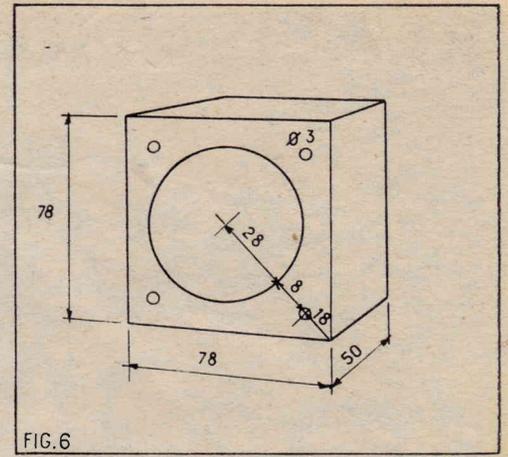
FIG.3

seur une petite planchette aux dimensions indiquées sur la figure 5. A l'aide de vis à bois de 3×16 à tête fraisée on visse le devant du châssis sur cette planchette. Enfin, sur le devant du châssis on fixe douilles, bornes, vis, interrupteur d'alimentation, bloc G56 et transformateur d'adaptation, bloc G56 et transformateur d'adaptation, haut-parleur microphone-base du transistor modulateur. Sur la planchette en bois de 10 mm d'épaisseur sont fixées à l'aide d'une bride les deux piles de poche de 4,5 V connectées en série, 9 V, ainsi que la self de choc SF (fig. 5). Le châssis est prêt à être câblé.

Câblage (fig. 1 et 8).

Chacune des cosses du secondaire S du transformateur TR sont connectées aux douilles ou bornes où seront connecté par la suite le microphone dynamique... constitué par le haut-parleur Audax type TA6A HP. Une cosse du primaire P du transformateur TR est connectée au pôle positif (+) de la pile 9 V. La cosse demeurant libre du primaire P est connectée au condensateur fixe au papier de $0,5 \mu\text{F}$ C1. Le fil demeurant libre de ce condensateur C1 est connecté à la base B du premier transistor 2N191, ainsi qu'à la résistance miniature au graphite de 390.000Ω , type 1/2 watt R1. Le fil demeurant libre de cette résistance R1 est connecté au pôle négatif (-) de la pile 9 V. L'émetteur E du premier transistor 2N191 est directement connecté au pôle positif de la pile. Le collecteur C du premier transistor 2N191 est connecté à la self de choc SF. La cosse demeurant libre de cette self est connecté au pôle négatif (-) de la pile. Le collecteur C de ce premier transistor est également connecté au bloc G56 (aux deux cosses les plus rapprochées de son bobinage nid d'abeille grandes ondes). Ce collecteur C du premier transistor est également connecté au condensateur fixe au papier de 50.000 pF C2. Le fil demeurant libre de ce condensateur est connecté au pôle positif (+) de la pile. Ainsi fait, la partie constituant le modulateur de l'émetteur est terminée, et il ne reste plus qu'à câbler comme suit la partie constituant l'oscillateur. L'armature interne fixe du condensateur ajustable de 60 pF CA1 est connectée au collecteur C du premier transistor. L'armature externe mobile de ce condensateur ajustable CA1 est connectée à l'armature externe mobile d'un deuxième condensateur ajustable de 60 pF CA2. L'armature interne fixe du condensateur ajustable CA2 est connectée à la douille ou borne antenne, ainsi qu'au bloc G56 (à la cosse la plus rapprochée de l'axe de commande de ce bloc). Ensuite, chacune

des deux armatures externes mobiles des deux condensateurs ajustables CA1 et CA2 sont connectées à l'émetteur E du second transistor 2N191. L'émetteur E de ce second transistor est également connecté à la résistance miniature au graphite de 10.000Ω type 1/2 W R2. Le fil demeurant libre de cette résistance R2 est connecté au pôle positif (+) de la pile. La base B du second transistor est connectée à la résistance miniature au graphite de 3.300Ω , type 1/2 watt R3. Le fil demeurant libre de cette résistance R3 est connecté au collecteur C du premier transistor. La base B du second transistor est également connectée à la résistance miniature au graphite de 10.000Ω type 1/2 watt R4. Le fil demeurant libre de cette résistance est connecté au pôle positif (+) de la pile. D'autre part cette résistance R4 est encadrée d'un condensateur fixe au papier C3 de 100.000 pF . Tous les condensateurs fixes au papier utilisés dans ce montage sont du type tubulaire et peuvent être à faible isolement afin de tenir moins de place. Le faible courant utilisé, 9 V, les met à l'abri du « claquage ». Le collecteur C du deuxième transistor est connecté à la douille ou borne antenne. Sur le pôle négatif (-) de la pile est intercalé en série un interrupteur miniature unipolaire R. Le pôle positif (+) de la pile est connecté à la douille ou borne terre.



avons essayé ce dispositif), mais un haut-parleur dynamique à aimant permanent puissant équipé d'une petite membrane en plastique de 6 cm de diamètre convient beaucoup mieux qu'un écouteur et donne de bien meilleurs résultats (à condition que son transfo ai une impédance primaire correcte, pour son adaptation au premier transistor, la dite impédance doit être de 2.000Ω). Pour notre réalisation nous avons opté pour la meilleure « solution », c'est-à-dire la seconde.

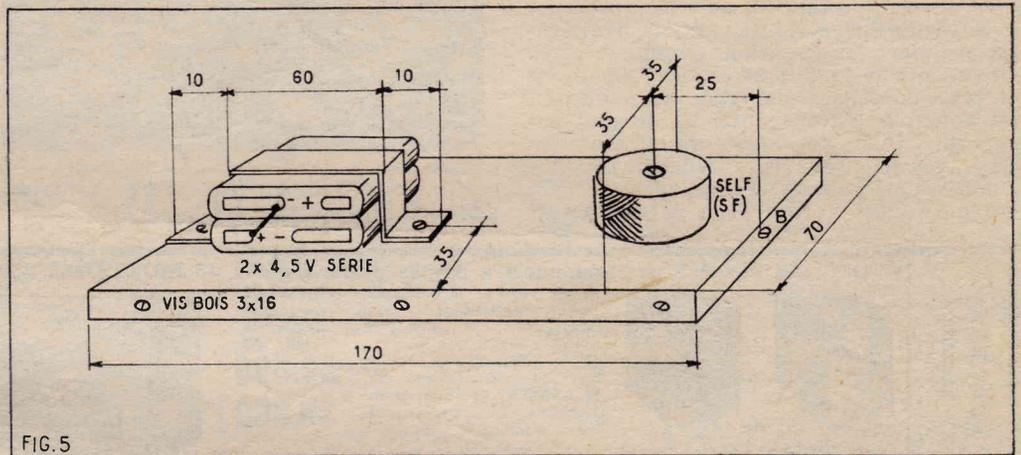


FIG. 5

Microphone (fig. 6 et 7).

Un microphone piézo-cristal ou à charbon est absolument inutilisable sur cet appareil, car il ne pourrait être correctement adapté à la base du premier transistor (transistor modulateur). Un simple écouteur de 2.000Ω pourrait convenir (nous

L'aimant de ce haut-parleur est très puissant (champ dans l'entrefer 9.000 gauss) et associé à une très petite membrane, 6 cm de diamètre, qui en outre est en plastique, il constitue un excellent microphone dynamique, extrêmement sensible (un léger souffle sur la membrane... se transforme en bruit de tempête à la réception!) Il est nécessaire de ne pas parler trop fort ni trop près du microphone et de bien articuler les mots. Nous avons essayé de transmettre des disques de phono passés sur un électrophone (nous avons placé l'Audax TA6A, face au haut-parleur de l'électrophone et près de lui). L'expérience a fort bien réussi, mais nous avons été obligé de réduire considérablement le volume sonore du haut-parleur de l'électrophone. Il est nécessaire que ce petit haut-parleur microphone soit monté à demeure, dans un petit coffret en bois, de dimensions adéquates. Ce coffret est réalisé en bois contre-plaqué de 4 mm d'épaisseur. Il doit être entièrement fermé, sauf la face qui est du côté de la membrane évidemment. Les côtés, le devant et le fond de ce coffret doivent être cloués et collés. Nous avons entièrement garni les parties vides entre le haut-parleur et les parois du coffret, avec du coton pharmaceutique. Cette « astuce » nous donne d'excellents résultats, et évite toutes vibrations parasites du microphone. La figure 6 donne les cotes exactes de ce petit coffret.

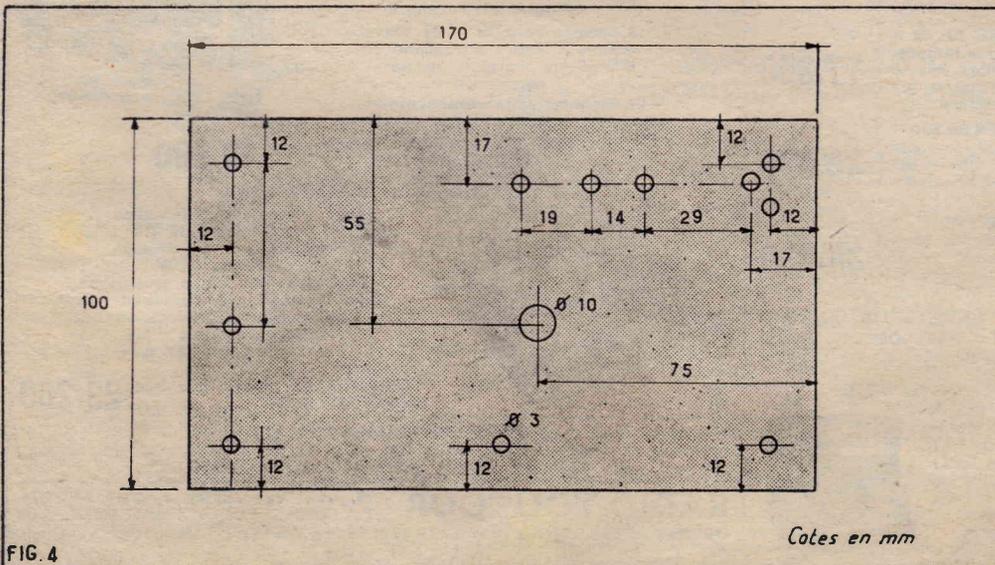


FIG. 4

