

radio plans

XXVII^e ANNÉE
PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
N° 147 — JANVIER 1960

1.20 NF

Prix au Maroc : 138 FM

Dans ce numéro :

Amplificateur de fréquence
intermédiaire et circuit limité

★

Applications spéciales
des transistors

★

Amateurs et les surplus :
Le récepteur CR 100

★

Deux émetteurs de
télécommande bande 72 MHz

★

A la recherche du vide

★

Posemètres photographiques

★

Antennes pour UHF
et

LES PLANS

EN VRAIE GRANDEUR

d'un

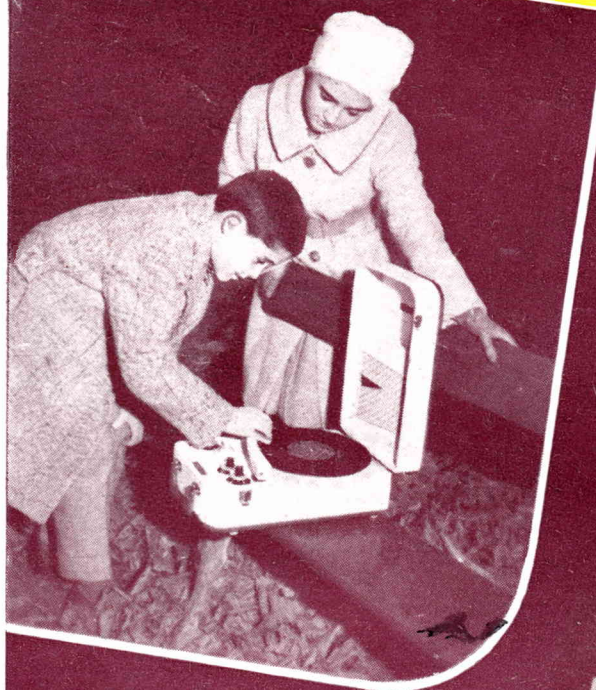
**TÉLÉVISEUR
MULTICANAL**

d'un

TRANSISTORMÈTRE

et de cet...

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



ABONNEMENTS :

Un an... NF 12.75

Six mois. NF 6.50

Étranger, 1 an. NF 16.00

C. C. Postal : 259-10

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION : Raymond SCHALIT

**DIRECTION-
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS**43, r. de Dunkerque,
PARIS-X^e. Tél. : TRU 09-92**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 d^e 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, écrit 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 1,00 NF.

G. R..., à Apremont.

Est déçu par le non fonctionnement du Maraudeur décrit dans notre n° 115 qu'il a construit.

Voici les anomalies qu'il constate :

1^o Bruit de sirène assez puissant et devenant de plus en plus aigu lorsqu'il tourne le potentiomètre de puissance ;

2^o Arrêt de ce bruit en touchant avec le doigt la plaque de la DAF96 ;

3^o Ronflement en touchant l'écran et le châssis.

4^o Bruit de sirène très puissant en touchant G1 de la DAF96 ;

5^o Aucun changement du bruit de sirène en touchant les cosses de la DL96 et aucun bruit caractéristique en touchant les autres cosses des lampes.

a) Arrêt total de ce bruit de sirène en plaçant un condensateur de 2.000 cm entre la plaque ou l'écran de la DF96 et la masse ;

b) Audition d'un très léger bruit de fond dans le HP, mais toujours sans aucune station ;

c) Très léger claquement en touchant la grille modulatrice de la DK96 ;

d) Léger claquement en touchant la plaque ou la grille oscillatrice de cette lampe ;

Le bruit de sirène que vous entendez lorsque le potentiomètre est poussé, puis devient de plus en plus aigu au fur et à mesure que ce potentiomètre arrive en fin de course, est l'indice d'un accrochage.

Nous pensons que vous pourrez le supprimer en plaçant un condensateur au mica de 200 cm entre la plaque de la DAF96 et la masse.

Les différents bruits que vous nous signalez semblent indiquer que ce récepteur fonctionne en basse fréquence. Néanmoins, si vous aviez un pick-up que vous brancheriez entre la grille de la DAF96 et la masse, vous pourriez vous rendre compte exactement de son bon fonctionnement.

Donc il semblerait que la panne soit due soit à l'étage moyenne fréquence, soit à l'étage changeur de fréquence. Tout d'abord, nous pensons que vous auriez intérêt à faire vérifier ces lampes ou à les remplacer momentanément par d'autres de même type.

M. C..., à Antony.

A acheté le récepteur R1 537 et ne connaissant pas son fonctionnement nous demande la gamme de fréquence de cet appareil.

Le R1 537 est une simple détectrice à super-réaction 6K7, précédée d'une lampe « acorn » 954 en HF. Sa partie BF que l'on ne trouve généralement pas avec le récepteur se composait d'une simple EL3 montée de façon tout à fait classique. L'appareil couvre de 4,50 m à 8 m.

B..., à Bordeaux.

Aimerait avoir des précisions au sujet des condensateurs céramique à

— Coefficient négatif ;
— — positif ;
— — nul.

De plus, il voudrait savoir s'il est exact que les résistances miniatures actuelles ne sont pas recommandées dans les circuits d'un téléviseur et pourquoi.

Les condensateurs « céramique à coefficient négatif » sont ceux dont la capacité diminue lorsque la température ambiante croît.

Ceux à coefficient positif subissent une variation contraire. Enfin, ceux à coefficient nul ont une valeur invariable pour une assez grande plage de variation de température. Ce sont eux qu'il est préférable d'utiliser sur un poste de radio classique.

Les résistances miniatures sont très sensibles à la température, c'est-à-dire ont une valeur qui varie dans d'assez larges proportions lorsqu'elles chauffent. C'est pourquoi on leur préfère généralement les résistances à couche qui présentent cet inconvénient à un degré beaucoup moindre.

On peut également utiliser des résistances du type « miniature » mais en prévoyant une dissipation largement plus grande que celle nécessaire, par exemple, lorsqu'une résistance 1/2 W pourrait convenir, il est préférable de mettre une 1 W.

A. R..., à Mulhouse.

Comment calculer l'intensité la meilleure pour un chargeur d'accus mixte 6 et 12 V.

L'intensité la meilleure pour la recharge d'une batterie est celle qui correspond au 1/10 de la capacité, par exemple, pour une batterie de 90 ampères/heure, l'intensité de charge doit être de 9 ampères.

Les batteries étant en série sur votre voiture en cours de charge, elles sont traversées par la même intensité.

A..., à Paris (XIX^e).

A réalisé le NEO TELE 55 qui lui donne toute satisfaction pour les retransmissions en direct, mais il se plaint de traînées noires sur l'écran, et d'un obscurcissement de ce dernier au bout d'un quart d'heure.

Les défauts que vous nous signalez peuvent provenir de bien des causes différentes :

1^o Usure du tube à rayons cathodiques. Les mires sont bonnes parce qu'elles sont passées au début de l'émission. La cathode du tube se régénère pendant la période de repos ;

2^o Usure du tube vidéo ou d'un tube de la ligne « image ». Vérifiez également les valves de redressement.

A priori, pour résumer : ce symptôme est dû probablement à une défaillance d'un tube de la ligne « image ».

Par suite d'une erreur qui s'est glissée dans notre annonce de décembre, nous prions les lecteurs de « Radio-Plans » de vouloir bien noter les prix suivants :
INTERLUDE 5, complet en pièces détachées avec plan et schéma : **159.00** (et non pas 150.00). **TUNER FM 229**, en pièces détachées : **235.00** (sans changement) ; câblé : **330.00** (et non pas 235.00)

RADIO-VOLTAIRE155, Avenue Ledru-Rollin, PARIS (XI^e)**SOMMAIRE**

DU N° 147 JANVIER 1960

Amplificateur de fréquence intermédiaire et circuit limiteur.....	23
Electrophone fonctionnant sur pile et équipé de quatre transistors.....	27
Téléviseur multicanal 6BQ7A - ECF82 - EF80 (4) - EB91 - EL84 - EBF80 - ECL 82.....	31
Application spéciale des transistors..	39
Comparaison de deux fréquences acoustiques par la méthode du double balayage circulaire inversé...	43
Amateurs et surplus. Le récepteur CR100.....	44
Transistormètre.....	49
Deux émetteurs de télécommande bande 72 MHz.....	52
A la recherche du vide.....	55
Les posemètres photographiques....	60
Antennes pour UHF.....	63

R..., à Vannes.

Intéressé par le montage d'un récepteur simple à transistors comportant un système de détecteur à réaction voudrait le schéma.

Nous ne sommes pas partisans du montage détectrice à réaction pour un récepteur à transistors, en effet, ce genre de montage comporte l'inconvénient de toute détectrice à réaction, c'est-à-dire un réglage assez délicat sur les stations étant donné qu'il faut agir à la fois sur l'accord et sur la réaction.

Nous pensons qu'il est préférable d'utiliser le montage reflex qui procure une très bonne sensibilité et dont le réglage est très souple.

Nous vous signalons que nous avons donné dans le n° 128 un montage reflex à trois transistors qui permet une très bonne réception sur cadre, et vous le conseillons de préférence à un montage détectrice à réaction.

R. L..., à Montpon.

Désire faire entendre des conférences, de la musique, etc... dans chaque pavillon d'un hôpital depuis un studio installé au centre, pense réaliser un amplificateur, mais ne sait la puissance, ni le genre de HP à moins de brancher son amplificateur sur la BF de chaque poste des pavillons.

La meilleure solution est celle qui consiste à utiliser les récepteurs des pavillons.

Dans la salle de concert, vous disposerez un préamplificateur sans étage de puissance et vous raccorderez cet appareil à la prise PO de chaque récepteur à l'aide d'une ligne et de deux transfos BF l'un à la sortie du préampli, l'autre à la prise PU du récepteur.

Ces transfos auront un rapport 1/3 ou 1/5 abaisseur pour le premier et élévateur pour le second.

(Suite page 66.)

BON DE RÉPONSE Radio-Plans**PUBLICITÉ :**

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

**EXTRAORDINAIRE
BIENFAIT DE LA****GYMNASTIQUE DES YEUX**FAIT VOIR NET
SANS LUNETTES

Le traitement facile que chacun peut pratiquer chez soi rend rapidement aux MYOPIES et PRESBYTES une vue normale. Une ample documentation avec références vous sera envoyée gracieusement. Écrivez à « O. O. O. » R. 67 rue de Bosnie, 73 et 75, BRUXELLES (Belgique). Résultat surprenant. Décidez-vous puisque c'est gratuit.

Le précédent n° a été tiré à 43.882 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux.

AMPLIFICATEUR DE FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE ET CIRCUIT LIMITEUR

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Le précédent article de cette même série concernait le circuit d'entrée du récepteur : étage d'amplification directe et changeur de fréquence. La logique nous conduit à étudier les circuits suivants qui sont : l'amplificateur de fréquence intermédiaire et le limiteur.

Nous n'insisterons pas beaucoup sur le premier, car les lecteurs de « Radio-Plans » en connaissent bien le principe : il s'agit d'un

amplificateur à bande passante assez large, moins large cependant que celle qui est nécessaire en télévision. Nous préconisons cependant des solutions identiques.

Nous examinerons avec plus de détails la question du limiteur. La raison en est simple : beaucoup de récepteurs commerciaux sont prévus sans limiteur. Nous verrons ce qu'il faut penser de cette simplification.

canaux adjacents, il faut que le passage de la bande nécessaire soit assuré, mais, qu'en dehors de cette gamme, se manifeste une atténuation aussi rapide que possible. La courbe idéale serait celle que nous représentons figure 2. Mais il est bien évident qu'on ne peut pas obtenir une telle courbe avec deux ou trois étages identiques.

Il faut, comme en télévision, combiner des courbes de différentes formes.

Bande passante nécessaire.

Après le circuit d'entrée vient naturellement l'amplificateur de moyenne fréquence. C'est de cet élément que dépend essentiellement la sensibilité du récepteur. Nos articles précédents nous permettent de situer exactement le problème. La bande passante de cet élément doit être d'au moins 185 kHz pour une transmission normale. Pratiquement, on adoptera une bande passante comprise entre 185 et 210 kHz.

Ces chiffres nous permettent de saisir toute la différence qui existe entre un transformateur de moyenne fréquence pour un récepteur à modulation d'amplitude et celui que nous étudions maintenant. Le premier présente une bande passante généralement inférieure à 10 kHz.

La fréquence adoptée internationalement, après avoir été de 472 kHz est maintenant de 455.

Faut-il adopter cette même fréquence centrale pour le récepteur à modulation de fréquence ?

Il nous faudrait évidemment ajouter un amortissement considérable, c'est-à-dire augmenter les pertes. Il en résulterait une diminution correspondante du gain par étage. D'ailleurs, les techniciens savent bien que le produit du gain par la bande passante est une constante. Ce qu'on gagne d'un côté on le perd de l'autre. Doubler la bande passante, c'est diviser le gain par deux...

Cette remarque est parfaitement applicable au cas que nous examinons. Plutôt que d'étudier un transformateur à grand gain (et, par conséquence, à faibles pertes) puis d'ajouter des pertes ensuite, il est beaucoup plus simple de choisir une fréquence de fonctionnement telle que la bande passante nécessaire soit obtenue directement. Ce sera beaucoup plus économique.

FIG. 1. — Un transformateur classique est constitué par deux circuits identiques couplés magnétiquement.

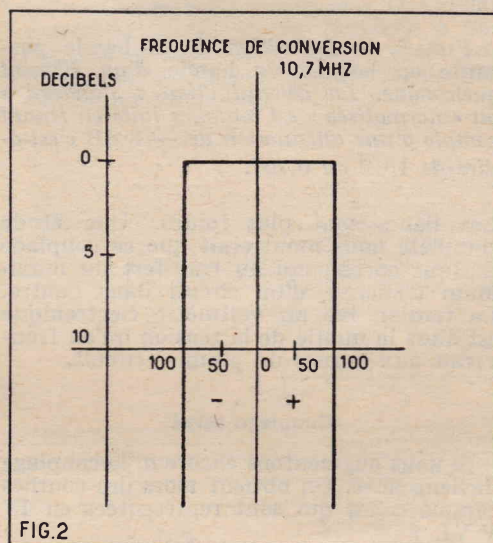
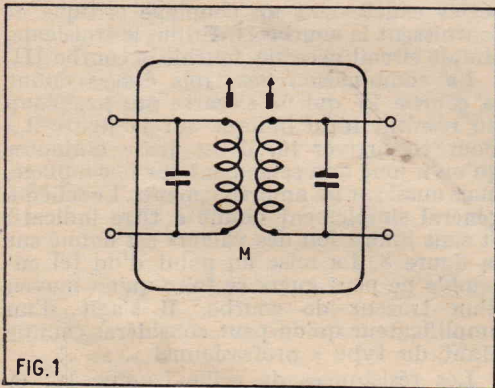


FIG. 2. — La courbe de réponse ou courbe de transmission idéale pour un amplificateur de fréquence intermédiaire destiné à la réception d'émissions modulées en fréquence.

Fréquence normalisée.

Les considérations précédentes nous permettent de comprendre pourquoi la fréquence intermédiaire de 10,7 MHz (correspondant à une longueur d'onde de 28 m) a été choisie dans le monde entier. On peut utiliser différents systèmes de couplage. Celui qui est le plus intéressant utilise l'effet « filtre de bande » de ce circuits légèrement surcouplés. Le schéma de base du transformateur de liaison est donné sur la figure 1.

Il y a avantage à utiliser des tubes à grande pente (EF85-EF89) pour que le gain par étage demeure acceptable. Il ne faut pas oublier en effet que ce gain est proportionnel à la pente du tube. On a, en effet :

$$G.B = \frac{s}{2\pi C_t}$$

pour un couplage par circuit accordé. G représente le gain et B la bande passante (à -3 dB).

Du fait qu'il faut assurer le passage d'une bande totale de 200 kHz, il n'en faudrait pas déduire que l'amplificateur ne doit pas être sélectif. On ferait ici une erreur aussi grande que si l'on tenait le même propos pour un amplificateur de moyenne fréquence d'un téléviseur. Si l'on veut éviter les brouillages causés par les

Couplage des circuits.

La courbe de transmission, appelée encore courbe de réponse d'un transformateur comme celui que nous avons représenté figure 1 dépend non seulement des constantes des circuits oscillants, mais aussi de leur qualité et de leur couplage. Il n'est peut être pas inutile de rappeler ici quelques notions essentielles.

Considérons deux circuits identiques comportant une inductance, une capacité C et une résistance R qui représente les pertes de toute nature.

Les deux inductances sont couplées magnétiquement. Et pour apprécier ce couplage on peut utiliser la notion de coefficient d'induction mutuelle M. Celui-ci sera pratiquement nul quand les deux bobines seront très éloignées l'une de l'autre.

Le couplage sera nul. Si nous approchons quelque peu les circuits, le couplage devient un peu plus serré c'est-à-dire que M augmente. On peut d'ailleurs définir le coefficient de couplage k qui est ici tout simplement :

$$k = \frac{M}{L}$$

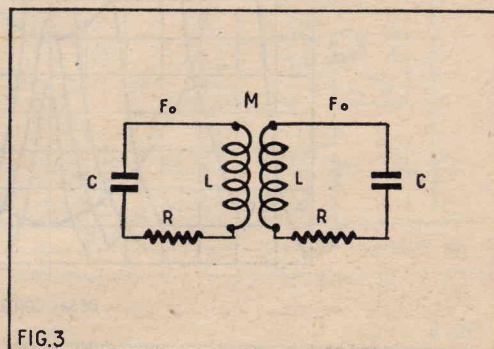
k peut varier de -1 à +1 en passant par une valeur nulle. En pratique, même si les deux bobines sont bobinées sur le même mandrin, il est difficile de dépasser k = 0,6.

Il est souvent plus commode d'utiliser la notion de degré de couplage.

$$n = \frac{M\omega}{R}$$

Notion qui fait, comme on le voit, intervenir la fréquence (ou, ce qui revient au même, la pulsation).

FIG. 3. — Les éléments de deux circuits couplés. M est le coefficient d'induction mutuelle.



Lorsque n est inférieur à 1 on dit précisément que le couplage est lâche. On dit qu'il est serré quand n est plus grand que 1. Cette notion est intéressante parce que les phénomènes sont précisément très différents, suivant qu'il s'agit du premier ou du second cas.

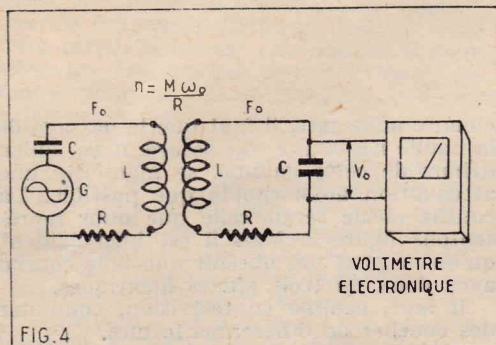


FIG. 4. — Pour étudier comment varie la courbe de transmission de deux circuits couplés en fonction de la fréquence, pour différentes valeurs du degré de couplage n .

Influence du couplage.

Réalisons l'expérience de la figure 4. Les deux circuits sont identiques et leur fréquence d'accord commune est F_0 . Le premier est attaqué par un générateur G dont on peut faire varier la fréquence. On relève la tension entre les armatures du condensateur de l'autre circuit, au moyen d'un voltmètre à tube électronique. On peut ainsi relever la courbe de transmission, ou courbe de réponse de l'ensemble en fonction de la fréquence, pour les différentes valeurs du couplage.

Couplages lâches (fig. 5).

Quand n est inférieur à 1, on obtient par exemple les courbes I et II. Ce sont des courbes de résonance qui présentent leur maximum pour F_0 , la fréquence de résonance commune aux deux circuits. L'amplitude de la résonance augmente en même temps que le couplage.

Couplage critique.

Quand la valeur de n est précisément égale à 1, on dit qu'il s'agit du couplage critique. La courbe prend l'allure III. On constate qu'elle présente un sommet plus carré que celui d'une courbe de résonance.

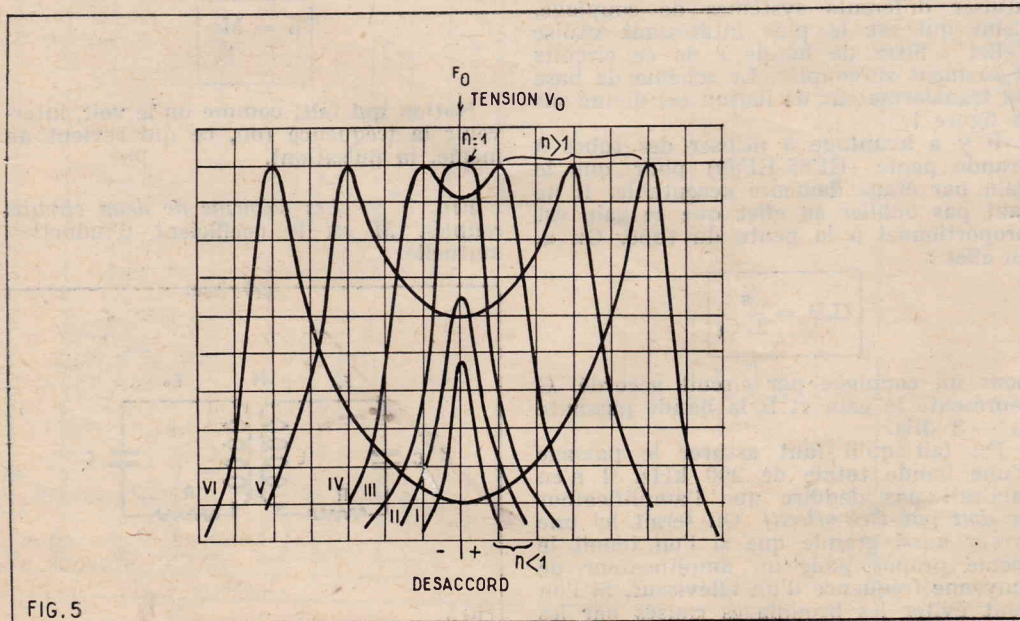


FIG. 5

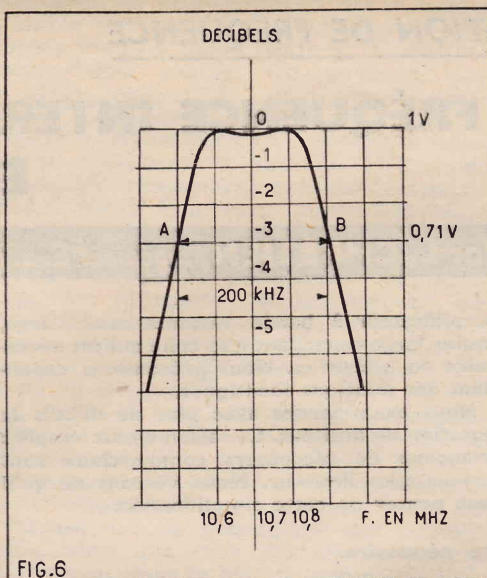


FIG. 6. — Définition de la bande passante ou largeur de bande d'un élément quelconque. La détermination « standard » ou « normalisée » est toujours faite en tenant compte d'une atténuation de -3 dB c'est-à-dire de $1/\sqrt{2}$ ou 0,707.

Les flancs sont plus raides. Une étude complète nous montrerait que ce couplage critique correspond au transfert du maximum d'énergie d'un circuit dans l'autre. La tension lue au voltmètre électronique est alors la moitié de la tension qu'on trouverait aux bornes du premier circuit.

Couplage serré

Si nous augmentons encore n , le couplage devient serré. On obtient alors des courbes comme celles qui sont représentées en IV V VI.

Ces courbes ne présentent plus une résonance pour F_0 , mais elles montrent deux pointes de même amplitude qui sont situées symétriquement de part et d'autre de F_0 . Ces deux pointes sont d'autant plus écartées que ce couplage est plus serré. Elles sont séparées par un creux qui devient de plus en plus profond à mesure que le couplage augmente.

FIG. 5. — Comment varie la courbe de réponse de l'ensemble de la figure 3. Quand on fait varier le couplage.

Largeur de bande ou bande passante.

Considérons sur la figure 6 une courbe de réponse quelconque, qui a été tracée en se servant des unités d'atténuation ou décibels. Il est bien évident que la largeur de la courbe dépend essentiellement du niveau que l'on prend.

Or, quand on veut définir la bande passante du circuit on doit toujours, par convention, considérer une atténuation de -3 dB. Exprimée en rapport de tension cette grandeur correspond à $1/\sqrt{2}$ ou 0,707. Cela veut dire par conséquent que si le sommet de la courbe correspond à 1 V, on doit mesurer la largeur de bande (ou bande passante) pour 0,71 V.

Ainsi, dans le cas de la figure 6, le point A correspond à 10,6 MHz, le point B à 10,8, la bande passante est donc de : $10,8 - 10,6 = 0,2$ ou 200 kHz.

Il suffit de jeter un coup d'œil sur la figure 5 pour noter que l'augmentation du couplage constitue un remarquable moyen pour augmenter la bande passante. Malheureusement, la courbe de réponse n'est pas régulière puisqu'elle se creuse pour la fréquence centrale.

Il existe cependant un moyen d'arranger les choses. C'est d'utiliser dans un même amplificateur plusieurs transformateurs dont les couplages ne sont pas identiques.

La figure 7 montre le résultat qu'on peut obtenir.

L'amplificateur comporte un transformateur surcouplé qui donne la courbe à deux

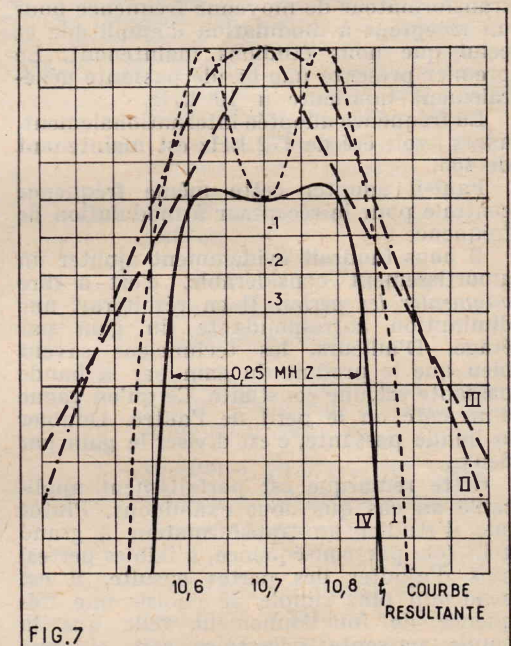


FIG. 7. — La combinaison des courbes I II III donne la courbe IV qui ne s'écarte guère du diagramme idéal.

pointes I. Les seconds transformateurs sont réglés exactement au couplage critique et fournissent la courbe II. Enfin, le troisième, simple circuit accordé, fournit la courbe III.

La combinaison des trois étages donne la courbe IV qui ne s'écarte pas beaucoup du résultat idéal indiqué sur la figure 2... Pour en arriver là, il est juste d'ajouter qu'on a joué non seulement sur le couplage, mais aussi sur les amortissements. Le schéma général simplement donné à titre indicatif et sans indication des valeurs est donné sur la figure 8. La mise au point d'un tel ensemble ne peut guère se faire qu'au moyen d'un traceur de courbe. Il s'agit d'un amplificateur qu'on peut considérer comme étant du type « professionnel ».

Les résistances de grille comme R_2 et

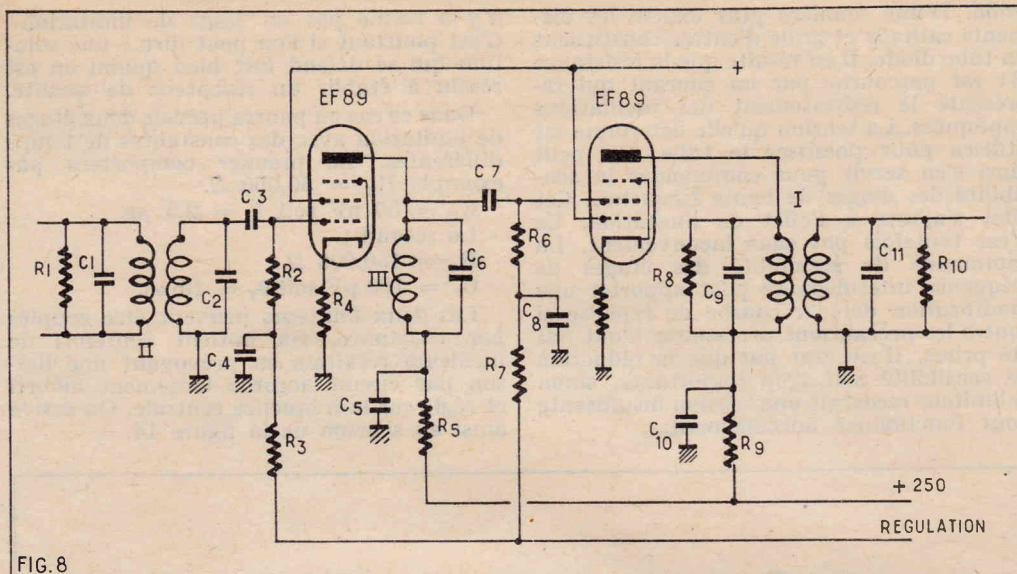


FIG. 8. — Schéma de principe de l'amplificateur de moyenne fréquence pour récepteur à modulation de fréquence.

R6 sont déterminées pour apporter un certain amortissement.

On notera que les résistances de cathode ne sont pas découplées. On perd ainsi un peu de gain mais l'influence du contrôle automatique de sensibilité sur la capacité d'entrée des tubes est aussi fortement réduite.

A faible distance d'un émetteur on pourrait n'utiliser qu'un seul étage d'amplification. Nous ne pensons pas que cette solution doive être retenue car la forme de la courbe de transmission serait beaucoup moins favorable. Il est bien préférable d'utiliser deux étages, mais de limiter le gain au moyen d'une polarisation plus importante.

Dans certaines circonstances difficiles on pourrait fort bien envisager l'emploi de trois étages. Mais le problème de la stabilité de l'amplificateur serait sans doute assez difficile à résoudre.

Le circuit limiteur.

Généralités. Le circuit limiteur est un des éléments absolument essentiel du récepteur pour émission en modulation de fréquence. C'est lui qui élimine les perturbations atmosphériques ou industrielles, c'est lui qui supprime les variations éventuelles, dues aux accidents de propagation (fading).

Il remplace, par conséquent, le régulateur automatique de sensibilité (R.A.S. ou C.A.S.) du récepteur ordinaire.

Or, on constate bien souvent que cet organe vital — si l'on peut dire — du récepteur est négligé. Il est même souvent purement et simplement éliminé. On se contente de prévoir un détecteur de rapport qui assure, en principe, la limitation en même temps que la démodulation. Est-il besoin de souligner que ce n'est que très approximativement exact ? Le détecteur de rapport assure une « certaine » limitation. Mais est-ce suffisant ? Nous n'hésitons pas à prétendre que non.

Pour tirer la quintessence des émissions en modulation de fréquence, il ne faut pas hésiter à prévoir un véritable étage limiteur vraiment digne de ce terme. Cela suppose généralement un étage d'amplification de fréquence intermédiaire en supplément. Mais il ne faut pas hésiter à le faire.

En effet, l'effet limiteur ne peut se manifester nettement qu'à partir d'un certain niveau. Si l'effet de « rabotage » se produit pour une tension à haute fréquence de 2 V,

il faut transmettre au circuit une tension qui dépasse très nettement cette valeur : 4 V ou davantage.

Limiteur à diode.

Quand il s'agit d'effectuer l'écrtage d'un signal, on pense immédiatement à utiliser le principe d'un redresseur à diode dont la résistance est pratiquement infinie dans un sens et très faible dans l'autre. Les diodes à cathode chaude ne présentent pas des caractéristiques extrêmement favorables. La courbe est en effet d'allure parabolique.

On peut déjà obtenir des résultats plus intéressants avec des diodes de germanium à pointe. La montée est beaucoup plus abrupte. Toutefois il n'est pas très pratique de prévoir les deux tensions de polarisation inverses V1 et V2 qui déterminent précisément le niveau d'écrtage.

Les diodes à silicium présentent des caractéristiques encore plus nettement favorables. Les courbes montent brusquement pour une tension d'environ 0,6 V. Il en résulte qu'on peut se passer de polarisation et constituer un limiteur très efficace en montrant simplement deux éléments diodes en opposition. La tension de sortie d'un tel limiteur est de $0,6 \times 2 = 1,2$ V de crête à crête. L'inconvénient est le prix relativement élevé des diodes à silicium.

FIG. 9. — a) Limiteur à diode ; b) Le résultat obtenu.

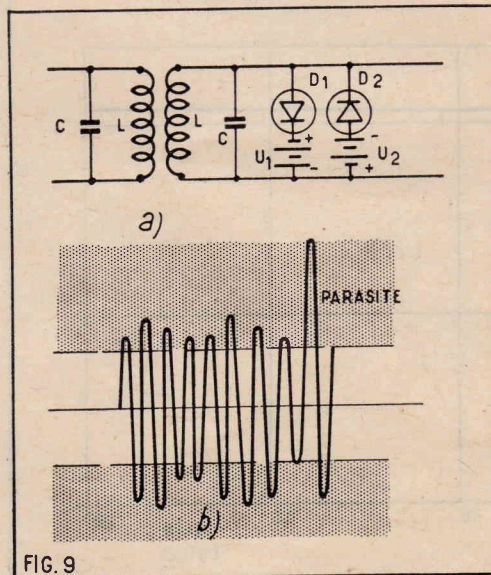


FIG. 9

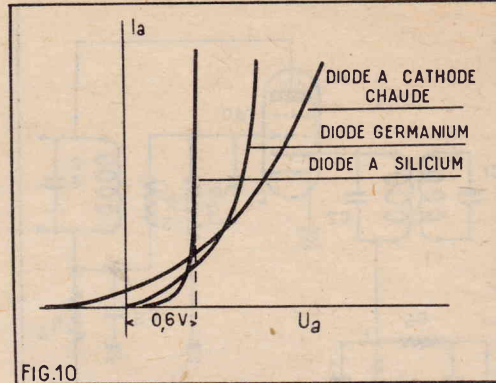


FIG. 10. — Courbes caractéristiques de différents éléments diodes : à cathode chaude, à germanium et à silicium.

Limiteur à pentode sous-alimentée.

Le circuit que nous allons étudier est encore appelé « à pentode saturée ». C'est une erreur, car il ne s'agit nullement d'une saturation au sens exact du terme. En fait, on utilise la forme particulière de la caractéristique d'une pentode quand elle est alimentée par une très faible tension d'écran.

Pour les techniciens, signalons que c'est cette même caractéristique — et pour les mêmes raisons — qu'on emploie dans le montage classique d'un circuit séparateur de signaux de synchronisation.

Si on alimente une tube pentode à pente fixe (EF86, ECF80 (partie pentode) avec une tension d'écran ne dépassant pas 40 à 50 V et si, dans ces conditions, on trace la courbe donnant le courant d'anode en fonction de la tension de grille, on obtient le résultat indiqué sur la figure 11.

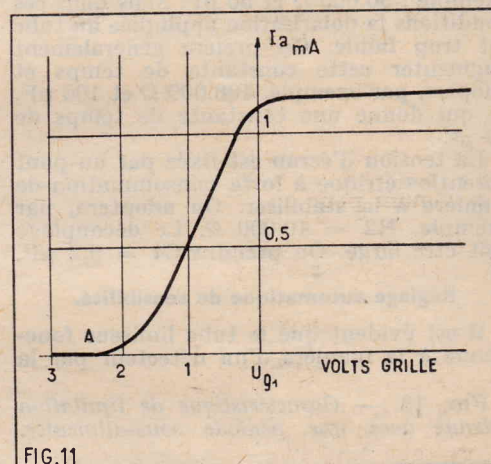


FIG. 11. — Caractéristique « courant-anode / tension de grille » d'un tube pentode sous-alimenté (à faible tension d'écran).

Réalisons maintenant le montage figure 12. Le tube ne reçoit pas de polarisation fixe en l'absence de signal.

Dès qu'une tension est transmise à la grille, les alternances positives provoquent le passage d'un courant de grille d'où il résulte une chute de tension dans le sens indiqué sur la figure 12. Le tube se polarise d'autant plus que l'amplitude du signal est plus importante. Mais la tension de sortie est limitée des deux côtés par la forme de la caractéristique. L'effet de limitation se manifeste dès que les signaux ont une amplitude suffisante pour que le point de fonctionnement moyen (polarisation moyenne) dépasse le point A.

Constante de temps du circuit de grille.

Nous publions figure 13 un exemple de caractéristique de limitation obtenue avec le montage de la figure 12 et un tube EF86.

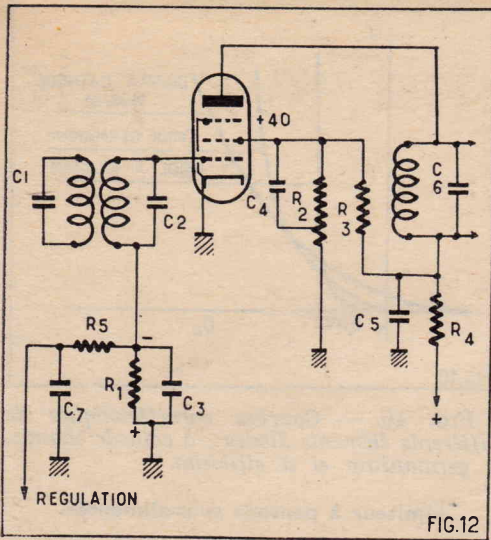


FIG. 12.

FIG. 12. — Le limiteur à pentode sous alimentée.

Cette courbe peut sembler parfaite. Mais il faut se souvenir qu'elle ne correspond pas aux conditions de fonctionnement réelles. Elle a été relevée *statiquement*. Il est certain qu'une attention particulière doit être portée à la valeur de la constante de temps du circuit de grille, c'est-à-dire au produit $R_1 \times C_3$.

Si cette constante de temps est trop grande le système n'agit pratiquement pas sur les impulsions de faible durée. Or, ce sont justement cette forme que prennent les parasites les plus gênants.

Pour que le système soit efficace contre ces perturbations, il faut adopter une constante de temps de l'ordre de $2,5 \mu s$, par exemple : 50.000Ω et $50 pF$. Mais dans ces conditions la polarisation appliquée au tube est trop faible. On préfère généralement augmenter cette constante de temps et adopter, par exemple, 100.000Ω et $100 pF$, ce qui donne une constante de temps de $10 \mu s$.

La tension d'écran est fixée par un pont potentiométrique à forte consommation de manière à la stabiliser. On adoptera, par exemple, $R_2 = 10.000 \Omega$. Le découplage doit être large. On prendra $C_4 = 0,2 \mu F$.

Réglage automatique de sensibilité.

Il est évident que le tube limiteur fonctionne à la manière d'un détecteur par la

FIG. 13. — Caractéristique de limitation obtenue avec une pentode sous-alimentée.

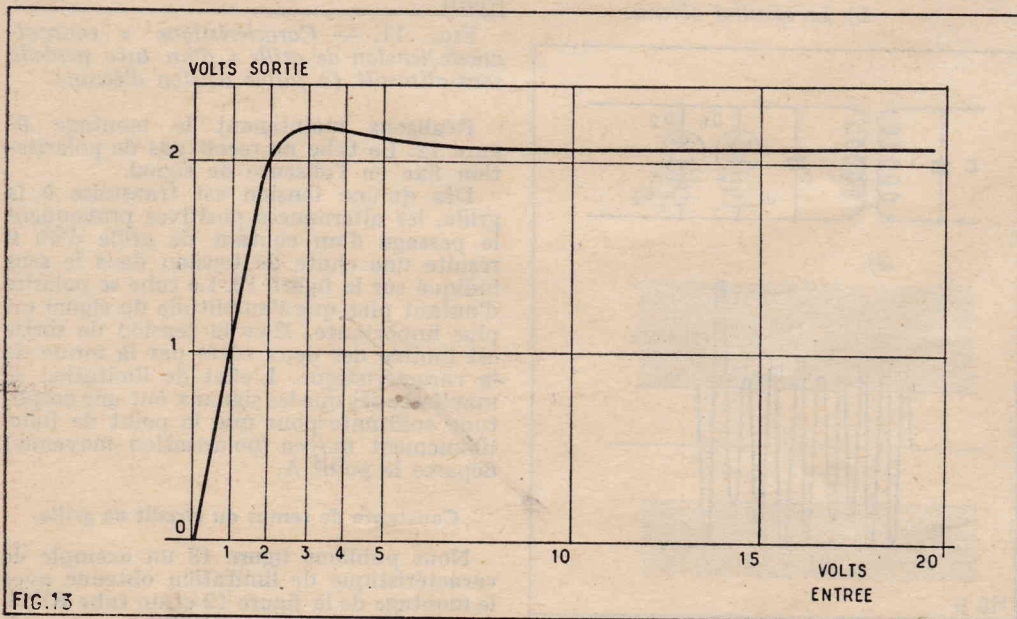


FIG. 13.

grille. D'une manière plus exacte les éléments cathode et grille d'entrée constituent un tube diode. Il en résulte que la résistance R_1 est parcourue par un courant qui représente le redressement des oscillations appliquées. La tension qu'elle détermine est utilisée pour polariser le tube. On peut ainsi s'en servir pour commander la sensibilité des étages de haute fréquence. Cet effet s'ajoute à l'effet de limitation. Ce n'est toutefois pas sans inconvénient. La commande de sensibilité des étages de fréquence intermédiaire peut apporter une modification de leur courbe de réponse si toutes les précautions nécessaires n'ont pas été prises. Il ne faut pas que la réduction de sensibilité soit trop importante, sinon le limiteur recevrait une tension insuffisante pour fonctionner normalement.

n'y a même pas un étage de limitation. C'est pourtant si l'on peut dire... une solution qui se défend fort bien quand on est résolu à établir un récepteur de qualité.

Dans ce cas on pourra prévoir deux étages de limitation avec des constantes de temps différentes. Le premier comportera par exemple $R_1 = 50.000 \Omega$.

$C_1 = 50 pF$ soit $\theta = 2,5 \mu s$.

Le second :

$R_2 = 150.000 \Omega$.

$C_2 = 100 pF$ soit $\theta_2 = 15 \mu s$.

Les deux limiteurs peuvent être couplés par résistance. On obtient toutefois de meilleurs résultats en prévoyant une liaison par circuit accordé largement amorti et réglé sur la fréquence centrale. On arrive ainsi au schéma de la figure 14.

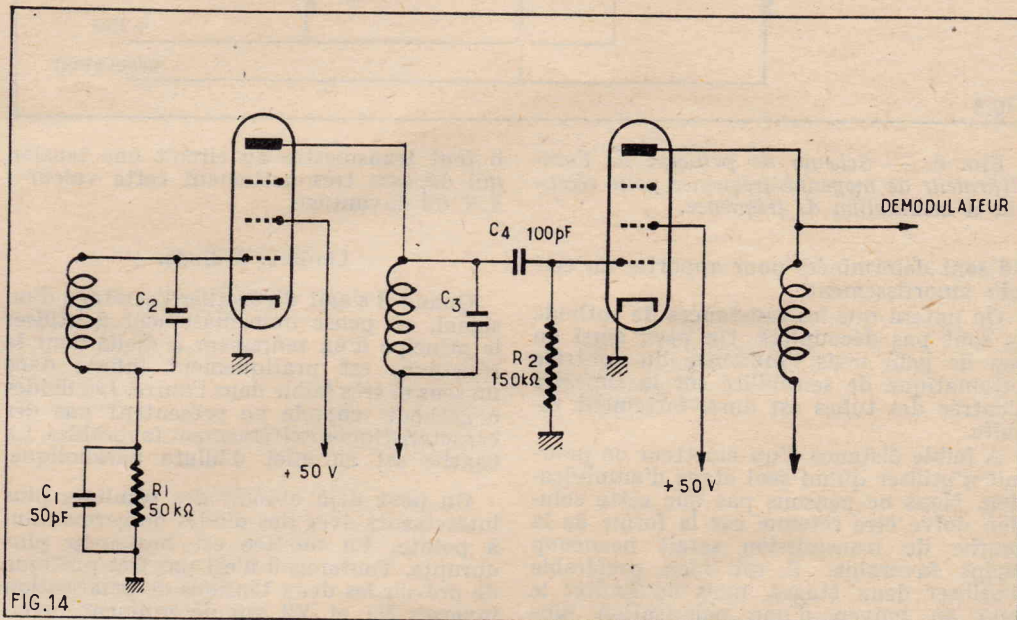


FIG. 14.

FIG. 14. — Double étage de limitation.

Emploi de deux étages limiteurs.

Nous avons signalé plus haut que le choix de la constante de temps du circuit de grille de l'étage limiteur était un problème sans solution parfaite. On fait, en somme une côte mal taillée. On arrivera beaucoup plus près de la perfection en prévoyant deux étages de limitation.

Une telle proposition peut surprendre les techniciens familiers avec les récepteurs du modèle le plus courant dans lesquels il

Autres procédés de limitation.

Il existe d'autres procédés de limitation. Cette multiplicité des solutions indique d'ailleurs bien qu'il s'agit d'un problème important. Notre propos n'est pas de les étudier en détail. Nous considérons que ceux qui ont été donnés plus loin sont les plus intéressants.

On peut par exemple utiliser une limitation par réaction basse fréquence. Revenons au circuit de la figure 12. Pour utiliser une commande automatique de sensibilité normale on choisit C_7 et R_6 de manière que toute modulation d'amplitude présente aux bornes de R_1 - C_3 soit éliminée.

Pour contrôler le gain des étages précédents par réaction négative on choisit, au contraire, une faible constante de temps pour C_7 - R_5 de manière que les composantes parasites soient appliquées à contre-phase.

Ce procédé peut fort bien amener de l'instabilité dans les étages amplificateur de haute fréquence.

D'autres systèmes consistent à utiliser un oscillateur asservi par les tensions de l'amplificateur de fréquence intermédiaire. Cet oscillateur fournit une amplitude constante : il n'y a donc pas à prévoir de limitation. Ce système séduisant doit certainement présenter des difficultés de mise au point considérables.

Conclusion.

Après le limiteur, il faut prévoir un autre élément de la plus grande importance : le démodulateur encore appelé parfois improprement : discriminateur. Nous en examinerons le principe dans un prochain article.

Un Électrophone fonctionnant sur pile et équipé avec 4 transistors

Après avoir conquis le domaine des récepteurs portatifs, les transistors s'introduisent peu à peu dans les autres branches de la reproduction sonore. Il ne faut pas oublier qu'un de leurs principaux avantages est de fonctionner avec une batterie de piles de faible voltage (généralement 9 V). Ils sont donc tout désignés pour l'équipement d'appareils portatifs auxquels ils confèrent une autonomie absolue. On a donc tout naturellement songé à les utiliser pour réaliser des électrophones destinés à être utilisés en tout lieu où le secteur électrique fait défaut. De tels électrophones devant être en quelque sorte l'équivalent des récepteurs portatifs que beaucoup se plaisent à écouter à la campagne ou à la plage. Le point délicat était la mise au point de moteurs tourne-disque pouvant fonctionner avec la même source de courant que les transistors. Il est évident qu'un tel appareil perdrait tout son intérêt s'il fallait alimenter le moteur à l'aide du courant distribué par l'E.D.F. Actuellement on trouve d'excellentes platines fonctionnant sur piles de 6 ou 9 V. Par conséquent plus rien ne s'oppose à la réalisation d'électrophones transistors. C'est un appareil de ce genre que nous vous proposons. Tout a été mis en œuvre pour lui conférer une très bonne musicalité et une puissance suffisante pour l'usage auquel il est destiné. En conséquence nous pensons qu'il doit intéresser un grand nombre d'amateurs.

Le schéma (fig. 1).

L'amplificateur est destiné à être attaqué par un pick-up à cristal. Ce dernier est branché entre le curseur et l'extrémité à la masse d'un potentiomètre de 0,5 M Ω qui fait fonction de volume contrôle par l'intermédiaire d'un autre potentiomètre de 0,5 M Ω monté en résistance variable. L'extrémité supérieure de ce potenti-

mètre attaque la base du transistor d'entrée à travers une résistance de 15.000 Ω et un condensateur de liaison de 10 μ F. Aux bornes du potentiomètre de volume on a prévu un dispositif de contrôle de tonalité. Il est constitué par un potentiomètre de 500.000 Ω monté en résistance variable avec en parallèle une résistance de 120.000 Ω et en série avec un condensateur de 12 nF. Comme vous l'avez sans doute déjà compris, ce dispositif agit par réduction des fréquences aiguës. L'atténuation est d'autant plus grande que la résistance active du potentiomètre est faible.

Le transistor d'entrée est un SFT 111. Sa base est polarisée par un pont de résistances : 15.000 Ω côté + 6 V et 82.000 Ω côté - 6 V. En effet, la source d'alimentation est une batterie de piles de 6 V. Dans le circuit émetteur est insérée une résistance de compensation d'effet de température de 1.800 Ω découplée par un condensateur de 32 μ F. Le circuit collecteur contient une résistance de charge de 5.600 Ω . La liaison entre le collecteur de ce transistor et la base du suivant utilise un condensateur de 32 μ F.

Le second transistor (Driver) est aussi un SFT 111. Sa base est polarisée par un pont de résistances dont les éléments sont : une 4.700 Ω côté + 6 V et une 15.000 Ω côté - 6 V. La résistance de compensation du circuit émetteur fait 470 Ω ; elle est découplée par un condensateur de 100 μ F. Les fortes valeurs des condensateurs de découpage des circuits émetteurs contribuent à la bonne restitution des fréquences « graves » en éliminant l'effet de contre-réaction que les résistances de compensation occasionneraient en l'absence de ces capacités. Le circuit collecteur du second SFT 111 est chargé par le primaire d'un transfo BF dont le secondaire à point milieu attaque la base des deux transistors de l'étage final. Le transfo est un Audax TR9. Cet étage final est donc du type push-pull. Les deux transistors sont des SFT B10. La polarisation de leur base est fournie par un pont de résistances dont le point intermédiaire est relié au

point milieu du secondaire du transfo de liaison. Ce pont est formé d'une 100 Ω côté + 6 V et d'une 2.000 Ω côté - 6 V. Le push-pull fonctionne en classe B. L'effet de température est combattu par une résistance de 15 Ω commune au circuit émetteur des deux transistors de puissance. Cette résistance n'est pas découplée car les courants BF qui prennent naissance dans les circuits émetteurs des deux transistors sont en opposition de phase et par conséquent s'annulent. Il n'est donc pas nécessaire de les dériver par une capacité. Le haut-parleur est à aimant permanent de 2,5 Ω d'impédance de bobine mobile. La liaison avec les circuits collecteurs des deux transistors du push-pull se fait par un transfo Audax TR14. Une résistance de 100.000 Ω placée entre le secondaire du transfo de HP et la base du second SFT 111 constitue un circuit de contre-réaction réduisant les distorsions. L'autre côté du secondaire du transfo est relié à la masse

Réalisation pratique (fig. 2).

L'amplificateur est monté directement sous la platine tourne-disque dont le bâti métallique sert de châssis. Sur ce bâti on fixe, du côté du bras de PU les trois potentiomètres réglage. En dehors de celui qui a trait à ces potentiomètres la presque totalité du câblage est exécutée sur une plaquette à cosses de 19 cm de longueur et 2,5 cm de large. Cette plaquette comporte 46 cosses réparties sur les deux grands côtés. Sur elle on fixe comme le montre la figure 2 les deux transfos BF (TR9 et TR14). En même temps on fixe cette plaquette sous la platine dans la position représentée sur le plan. Cette fixation s'opère par l'intermédiaire de deux entretoises isolantes qui maintiennent la plaquette à 1 cm de la platine.

On soude un fil nu de forte section entre le boîtier du potentiomètre P1 et la cosse b de la plaquette. A ce fil on relie : la cosse du transfo TR14, et les cosses o1 et u1. On soude un fil de même nature entre le boîtier des potentiomètres P1 et P3. L'ensemble de ces deux connexions constitue la ligne de masse ou ligne + 6 V. C'est ainsi que nous les désignerons désormais.

Les différentes cosses du transfo TR1 sont connectées comme suit : la cosse à la cosse p1 de la plaquette, la cosse à la cosse l1 de la plaquette et la cosse à la cosse l de la plaquette. Pour le transfo TR9 on relie : la cosse a à la cosse m1 de la plaquette, la cosse c à la cosse m1 de la plaquette et la cosse e à la cosse o de la plaquette. Entre la cosse w de la plaquette et le pôle - du condensateur c qui se trouve sous la platine, on soude un fil nu de forte section. Au passage ce fil est relié à la cosse du transfo TR14 et à la cosse d du transfo TR9. Cette connexion constitue la ligne - 6 V.

On soude un fil blindé sur le curseur du potentiomètre P3. La gaine de ce fil est soudée sur le fil nu qui relie les boîtiers des deux potentiomètres P3 et P1. A l'autre extrémité de ce fil on soude le fil rouge venant du bras de pick-up, le fil noir de ce bras est soudé sur le boîtier du potentiomètre P1. On soude un autre fil blindé entre une extrémité du potentiomètre P1 et le curseur de P1. La gaine de ce fil est aussi soudée sur le fil nu. Par du fil nu de forte section on relie les boîtiers des poten-

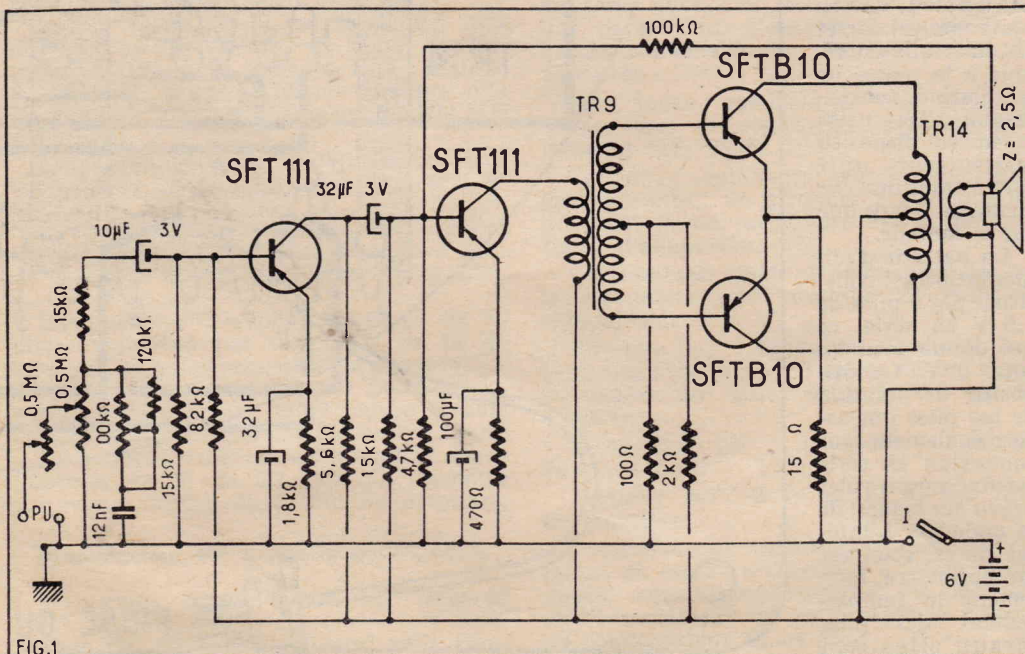


FIG.1

mètres P1 et P2. Une extrémité du potentiomètre P1 est reliée à ce fil. L'autre extrémité est réunie à l'extrémité correspondante du potentiomètre P2. L'autre extrémité de ce potentiomètre et le curseur sont réunis. Entre cette extrémité et le boîtier on soude un condensateur de 10 nF en parallèle avec un de 2 nF . Entre deux extrémités du potentiomètre P2 dispose une résistance de $120.00\ \Omega$. La cosse extrême du potentiomètre P2 est réunie à l'extrémité de P1 on soude un fil blindé. L'autre extrémité de ce fil soudée sur la cosse $v1$ de la plaquette. La gaine de ce fil est soudée sur le boîtier P2 et sur la ligne $+6\text{ V}$.

Entre les cosses $s1$ et $v1$ de la plaquette soude une résistance de $15.000\ \Omega$. Sur la cosse $s1$ on soude le pôle $-$ du condensateur $10\ \mu\text{F}\ 9\text{ V}$, dont le pôle $+$ est soudé sur la cosse t de la plaquette. Entre les cosses u et $u1$ de la plaquette on soude une résistance de $1.800\ \Omega$ et un condensateur de $32\ \mu\text{F}\ 3\text{ V}$. Le pôle $+$ du condensateur étant dirigé vers la cosse u . On pose une résistance de $15.000\ \Omega$ entre la cosse t et la ligne -6 V et une de $82.000\ \Omega$ entre cette cosse t et la ligne $+6\text{ V}$. On soude une résistance de $5.600\ \Omega$ entre la cosse s et la ligne -6 V . Entre les cosses t et s on soude un condensateur de $32\ \mu\text{F}\ 3\text{ V}$ (le pôle $+$ sur la cosse p , on relie ensemble les cosses p et q).

Entre la cosse r et la ligne $+6\text{ V}$ on soude une résistance de $470\ \Omega$ et un condensateur de $100\ \mu\text{F}\ 9\text{ V}$ (le pôle $+$ du condensateur sur la ligne $+6\text{ V}$). On soude une résistance de $4.700\ \Omega$ entre la cosse q et la ligne -6 V . On dispose une résistance de $15.000\ \Omega$ entre la cosse p et la ligne -6 V . On soude une résistance de $10.000\ \Omega$ entre les cosses p et $p1$.

Les cosses n et $n1$ sont reliées ensemble. On soude une résistance de $15\ \Omega$ entre les cosses n et $o1$. Entre la cosse b du transfo

TR14 et la cosse b du transfo TR9 on soude deux résistances de $1.000\ \Omega$ en série, ce qui donne une valeur totale de $2.000\ \Omega$. Entre la cosse b du transfo TR9 et la ligne $+6\text{ V}$ on dispose une résistance de $100\ \Omega$.

Lorsque le câblage en est à ce stade on met en place les supports de transistors. Les broches de ces supports sont soudées sur certaines cosses de la plaquette, ce qui assure en même temps la fixation et la liaison. La broche E du support du premier SFT 111 est soudée sur la cosse u , la broche B sur la cosse t et la broche c sur la cosse s . Le support du second SFT 111 et la broche E est soudée sur la cosse r , la broche B sur la cosse q et la broche C sur la cosse o . Un des supports de SFT B10 a sa broche E soudée sur la cosse n , sa broche B sur la cosse m et sa broche C sur la cosse 1 . Le second support de SFT B10 a sa broche E soudée sur la cosse $n1$, sa broche B sur la cosse $m1$ et sa broche C sur la cosse $l1$.

Entre les cosses d et e du transfo TR14 on soude un cordon souple à deux conducteurs muni d'une prise mâle qui servira à la liaison avec le HP. La liaison avec les piles se fait par un cordon torsadé à deux conducteurs. Le fil bleu qui est relatif au pôle $-$ de la pile est soudé sur la cosse w de la plaquette et le fil rouge qui correspond au pôle $+$ est soudé sur la cosse $+$ du dispositif d'arrêt automatique de la platine. L'autre cosse de cet arrêt automatique est réunie à la masse de la platine tourne-disque. De cette façon ce dispositif interrupteur agit sur l'amplificateur en même temps que sur le moteur.

La batterie d'alimentation est constituée par 4 piles de $1,5\text{ V}$ en série, ce qui donne bien au total 6 V . Le dispositif de fixation de ces piles qui assure également leur connexion en série est fixé sur un volet prévu sur le fond de la mallette. L'intérêt de ce volet est de permettre facilement le remplacement des piles lorsqu'elles sont

usagées sans avoir à retirer la platine de la mallette. Bien entendu, on soude le fil rouge du cordon souple que nous avons déjà mentionné sur le pôle $+$ du dispositif de fixation des piles et le fil bleu sur le pôle $-$.

Le haut-parleur est monté sur un petit baffle qui se fixe dans le couvercle de la mallette. Ce baffle est muni d'une prise

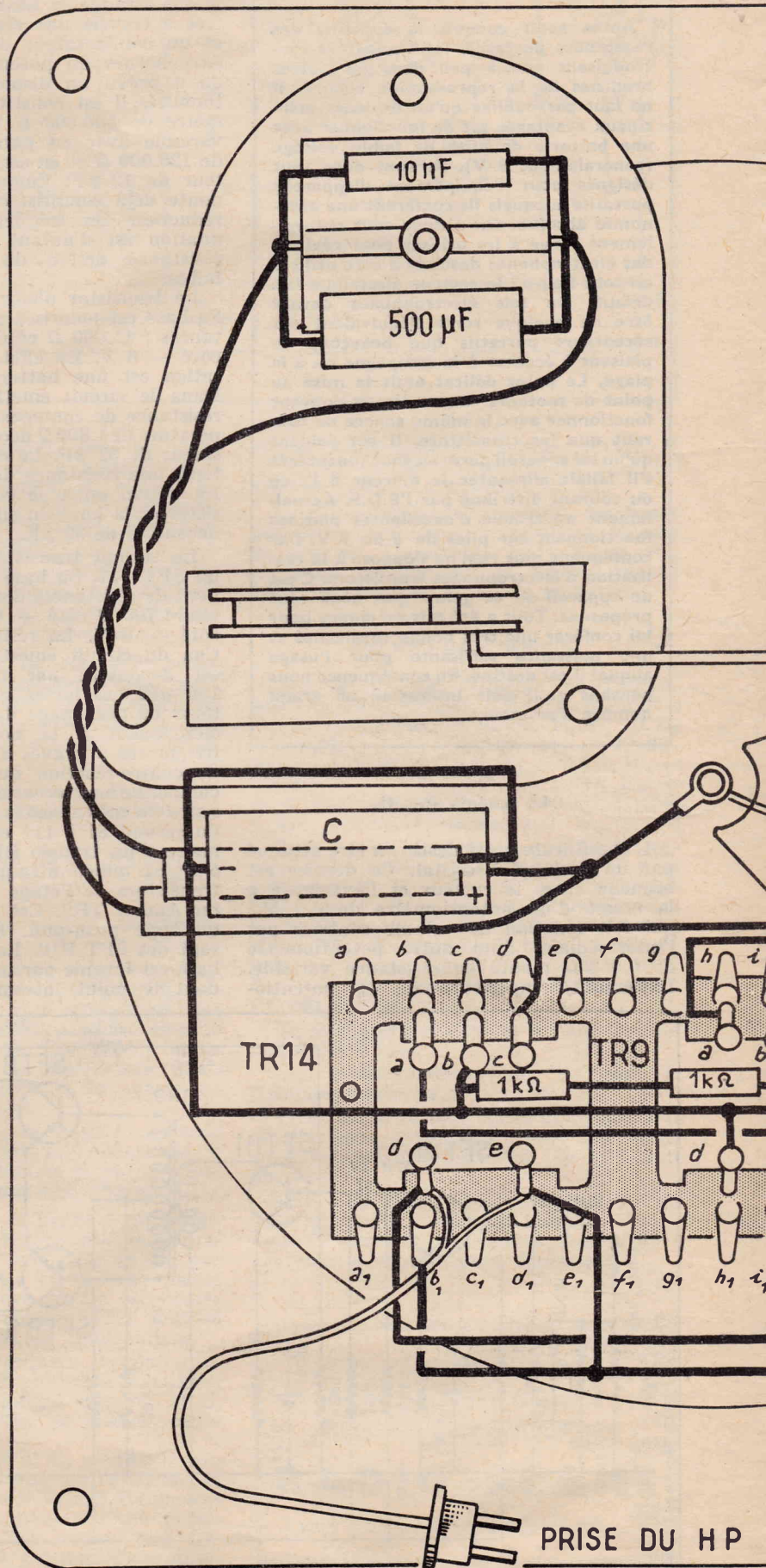


FIG. 2

Devis du "TRANSISTORAMA" ÉLECTROPHONE

A TRANSISTORS

décrit ci-contre
et représenté en couverture.

Valise avec décor..... NF	42.50
Platine spéciale 4 vitesses..... NF	105.00
HP Audax 12x19 W 10..... NF	24.40
2 transformateurs spéciaux..... NF	14.00
Matériel divers..... NF	32.10
4 transistors..... NF	36.00

L'ENSEMBLE COMPLET
EN PIÈCES DÉTACHÉES

254.00

L'ÉLECTROPHONE
COMPLET
EN ORDRE DE MARCHÉ

342.00

TERAL

26 bis et ter, rue Traversière
PARIS-XII^e

Téléphone : DORIAN 87-74

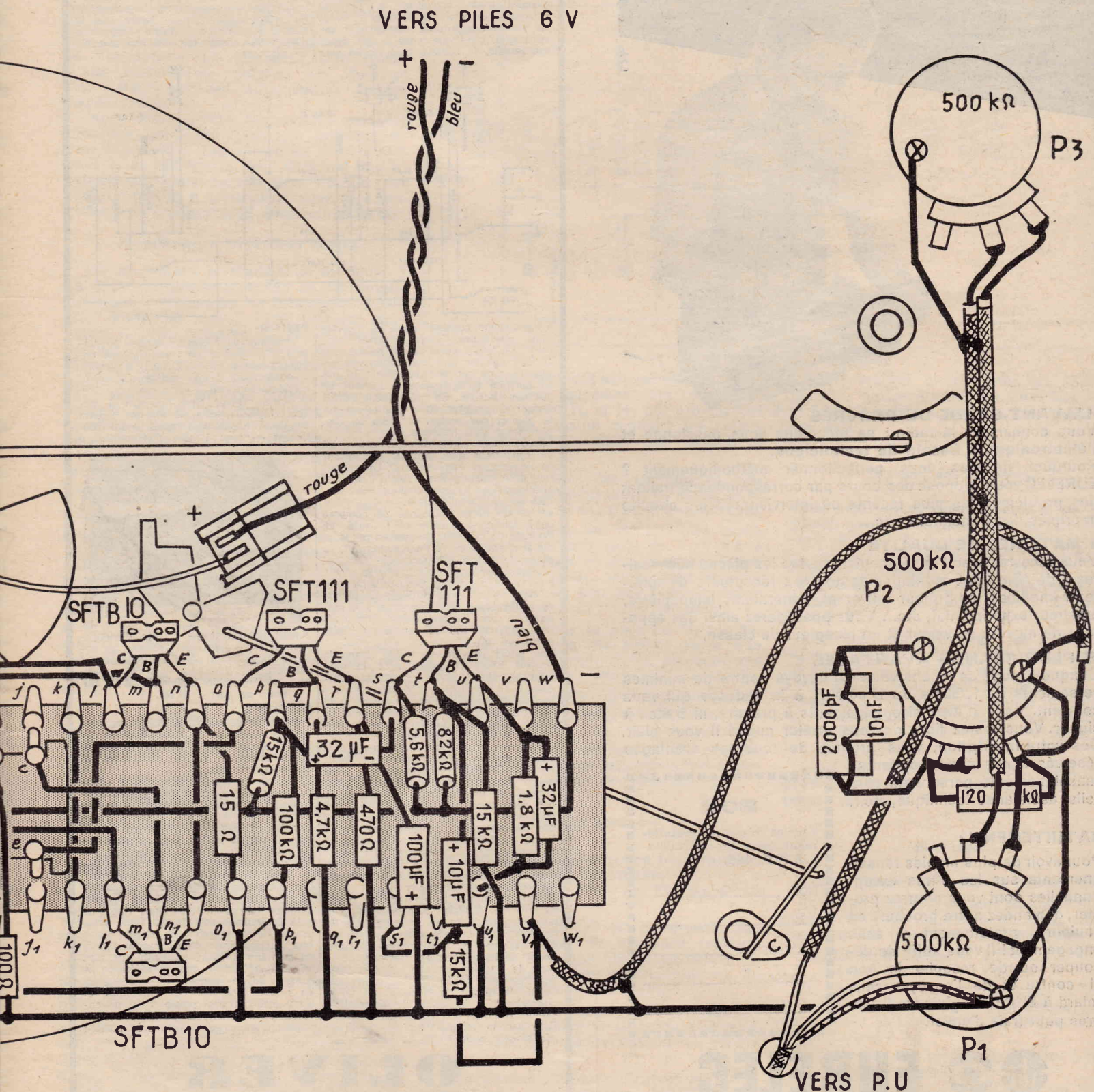
C.C.P. PARIS 13 039.66

Métro : Gare de Lyon et Ledru-Rollin

Pour éviter un échauffement exagéré des transistors SFT B10 on aura soin de les munir d'un clip de refroidissement.

L'appareil est terminé, il ne nécessite aucune mise au point. Si le montage a été

A. BARAT.



Ce téléviseur de conception moderne met en œuvre un tube image de 43 cm à déviation de 90° et concentration électrostatique. Sa grande sensibilité permet une excellente réception dans un rayon de 100 km autour de l'émetteur. Son rotacteur peut être équipé pour la réception de douze canaux. Il est bien évident que la possibilité d'utiliser tous ces canaux ne se présente dans aucune région actuellement. Néanmoins on ne peut préjuger ce que l'avenir nous apportera et un tel rotacteur donne la certitude que l'utilisateur pourra toujours étendre ses possibilités de réception à mesure que le nombre d'émetteurs captables dans sa région s'accroîtra.

Le schéma (fig. 1).

Afin de rendre la réalisation de ce téléviseur accessible à tous, la chaîne de réception son et image est constituée par une platine préfabriquée et prérégulée. Sur le schéma général l'ensemble des étages de cette platine est entouré par un pointillé. Cette platine se subdivise en trois parties :

- Le rotacteur qui contient l'étage HF et l'étage changeur de fréquence commun au son et à l'image,
- Le canal image,
- Le canal son.

Le rotacteur.

Son entrée est constituée par un étage HF cascade équipé par une double triode 6BQ7A. La première triode fonctionne en « cathode à la masse ». Son circuit grille contient un enroulement accordé sur la plage de fréquences à recevoir par les capacités parasites. A ce bobinage est couplé l'enroulement d'adaptation de l'antenne. Entre la cathode et la masse est placée une résistance de polarisation de 100 Ω découplée par 100 pF. Cette triode est neutrodynée par une self placée entre plaque et grille, la composante continue du courant plaque étant éliminée par un condensateur de 100 pF en série avec la self.

Le second élément triode fonctionne en « grille à la masse ». Le potentiel de cette électrode par rapport à la cathode étant fixé par un pont formé de deux résistances de 100.000 Ω découplées par un condensateur de 820 pF. La cathode est attachée par la plaque de l'élément triode précédent à travers une self. Comme dans tout montage cascade, du point de vue continu, les deux triodes sont montées en série. La plaque de la seconde triode est chargée par une self accordée par les capacités parasites. La ligne alimentation HT de cet étage contient une cellule de décou-

plage formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF.

Le changement de fréquence est assuré par une triode pentode ECF82 dont la partie pentode fonctionne en modulatrice. La liaison entre la grille de cette pentode et la plaque de la seconde triode du cascade est réalisée par un circuit surcouplé capacitif en tête. Vous remarquerez sur le schéma l'enroulement dans le circuit grille qui est couplé magnétiquement au bobinage de plaque de la triode.

Le couplage capacitif qui s'ajoute à ce couplage magnétique est donné par un condensateur de 1,5 pF. Le circuit grille de la modulatrice contient outre le bobinage une résistance de 220.000 Ω shuntée par 100 pF. Cet ensemble est caractéristique d'une détection par coude de grille. En fait notre modulatrice fonctionne bien dans ces conditions, une détection étant nécessaire pour faire apparaître la fréquence intermédiaire. L'écran de la pentode est alimenté à travers une résis-

La chaîne image.

Le circuit plaque de la pentode modulatrice contient un enroulement accordé sur la fréquence intermédiaire par les capacités parasites et une cellule de découplage dans la ligne HT (1.000 Ω et 1.500 pF). A cet enroulement plaque est couplé un circuit accordé sur la moyenne fréquence « son » qui fait fonction de premier réjecteur et qui sert également à prélever la MF pour la transmettre à l'entrée de l'amplificateur MF de la chaîne son.

Vous savez qu'en télévision pour obtenir une image correcte il faut une bande passante de l'ordre de 10 MHz. Ici elle est de 9,5 MHz ce qui est parfait dans ces conditions on ne peut guère parler d'une fréquence MF unique, mais plutôt d'une bande MF. Sur ce récepteur cette bande a son centre à 33 MHz. La porteuse vision étant calée à 27,85 MHz. La MF son est réglée sur 39 MHz. Ce sera donc la fréquence d'accord des transfo MF de la chaîne « son » et des réjecteurs de la chaîne « image ».

Le signal MF image recueilli sur l'enroulement plaque de la modulatrice est transmis à la grille de commande de la EF80 qui équipe le premier étage MF de cette chaîne. Cette transmission se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de 100 pF et d'une résistance de fuite de 2.200 Ω . Notez la faible valeur de cette résistance qui amortit l'enroulement accordé.

L'ampli MF « image » comporte trois étages équipés par des EF80. La liaison entre ces étages et entre le dernier et l'étage de détection se fait à l'aide de transfo MF surcouplés de manière à obtenir la bande passante de 9,5 MHz que nous

tance de 22.000 Ω découplée par 1,5 nF. La triode oscillatrice est montée en Colpitts. La self placée entre circuit plaque et circuit grille est accordée par un petit CV dont l'armature mobile est reliée à la masse et chaque armature fixe à une extrémité de l'enroulement. Chaque fraction de ce CV est shuntée par un condensateur de 4,7 pF. Ces condensateurs qui complètent la capacité d'accord ont une particularité : ils sont à coefficient de température négatif ce qui supprime la dérive de température de l'oscillateur et lui assure une stabilité totale. Du côté grille la liaison avec le bobinage se fait par un condensateur de 22 pF et une résistance de fuite de 22.000 Ω . L'alimentation plaque est assurée par une résistance de 10.000 Ω 1 W. L'oscillation locale prise sur la plaque de la triode est reportée sur la grille de commande de la pentode par un condensateur de 1,5 pF.

Tous les bobinages que nous venons de signaler sont commutés par le rotacteur.

avons déjà indiquée. Sur chacun de ces transformateurs est branché un réjecteur son. On obtient ainsi une élimination complète du signal son dans la chaîne image. Dans le circuit plaque de chaque EF80 est prévue une cellule de découplage formée d'une résistance de 100 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF.

Pour la dernière EF80 la résistance de découplage fait 220 Ω .

La polarisation des deux premières EF80 est variable de manière à pouvoir régler la sensibilité et par conséquent le contraste de l'image. Ce réglage se fait par un potentiomètre de 5.000 Ω disposé dans les circuits cathode. La polarisation minima est obtenue par des résistances de 100 Ω . En outre, le circuit cathode de la première EF80 contient une résistance de 22 Ω destinée à réduire l'influence de la polarisation sur la capacité d'entrée de la lampe, la variation de cette capacité entraînant un désaccord du circuit de liaison et une modification de la bande passante. Les circuits cathode de ces deux lampes sont découplés par des condensateurs de 1,5 nF. Dans le circuit grille de la seconde est insérée une résistance de fuite de 4.700 Ω . Comme un régulateur automatique de gain est prévu sur cet appareil, la tension de régulation est appliquée à la base des résistances de fuite de grille de ces deux premières lampes MF. La EF80 du dernier étage MF est polarisée par une résistance de cathode de 150 Ω découplée par 1,5 nF.

La détection vidéo est assurée par un élément diode d'une EB91 dont la plaque est attaquée par le secondaire du transfo

surcouplé P4. Entre la cathode et la masse se trouve le bloc détecteur aux bornes duquel apparaît le signal vidéo-fréquence. Ce bloc est constitué par une résistance de 220 Ω en série avec une self de correction, le tout shunté par un condensateur de 1,5 pF.

Le second élément diode de la EB91 sert à obtenir la tension de régulation CAG. Pour cela le signal MF image est transmis à sa plaque par un condensateur de 1,5 pF. La cathode étant à la masse la tension de régulation apparaît aux bornes d'une résistance de 470.000 Ω placée entre anode et masse. Elle est transmise aux étages MF asservis par une cellule de constante de

La chaîne

En ce qui concerne le signal MF son nous l'avons laissé au réjecteur du premier transfo MF de la chaîne image. De là il est transmis à l'entrée de l'amplificateur MF son. Cet amplificateur comporte deux étages. Le premier est équipé par une EF80 et le second par la partie pentode d'une EBF80. Les transfo de liaison de cet ampli sont classiques et nous avons déjà indiqué leur fréquence d'accord. Le signal MF à amplifier est appliqué à la grille de commande de la EF80 par un condensateur de 120 pF et une résistance de fuite de 470.000 Ω . Cette EF80 est polarisée par une résistance de cathode de 140 Ω découplée par 1,5 nF. Le circuit plaque contient outre le transfo de liaison une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 1,5 nF. La tension écran est prise directement à la sortie de cette cellule.

La cathode de la EBF80 est à la masse. La résistance insérée dans le circuit écran fait 100.000 Ω et est découplée par un condensateur de 1,5 nF. La plaque est alimentée à travers une cellule de découplage constituée par une résistance de 2.200 Ω et un condensateur de 1,5 nF.

La détection est réalisée par une des diodes de la EBF80. Ce circuit détecteur contient une cellule de blocage HF constituée par une 47.000 Ω et un condensateur de 100 pF. Le signal détecté est recueilli sur une résistance de 470.000 Ω shuntée par 100 pF. La tension VCA est prise à la sortie de la cellule de blocage ; elle est transmise aux grilles des lampes MF par une cellule de constante de temps comprenant une résistance de 1 M Ω et un condensateur de 0,1 μ F.

L'amplificateur BF utilise une EC182. La petite triode équipe l'étage préamplificateur et la partie pentode l'étage final.

La cathode de la triode est à la masse. Sa grille de commande reçoit le signal détecté par un circuit de liaison comprenant : un condensateur de 20 nF, un noten-

$0,1 \mu\text{F.}$

son.

Les bases de temps.

... que les tops de synchronisation.

...

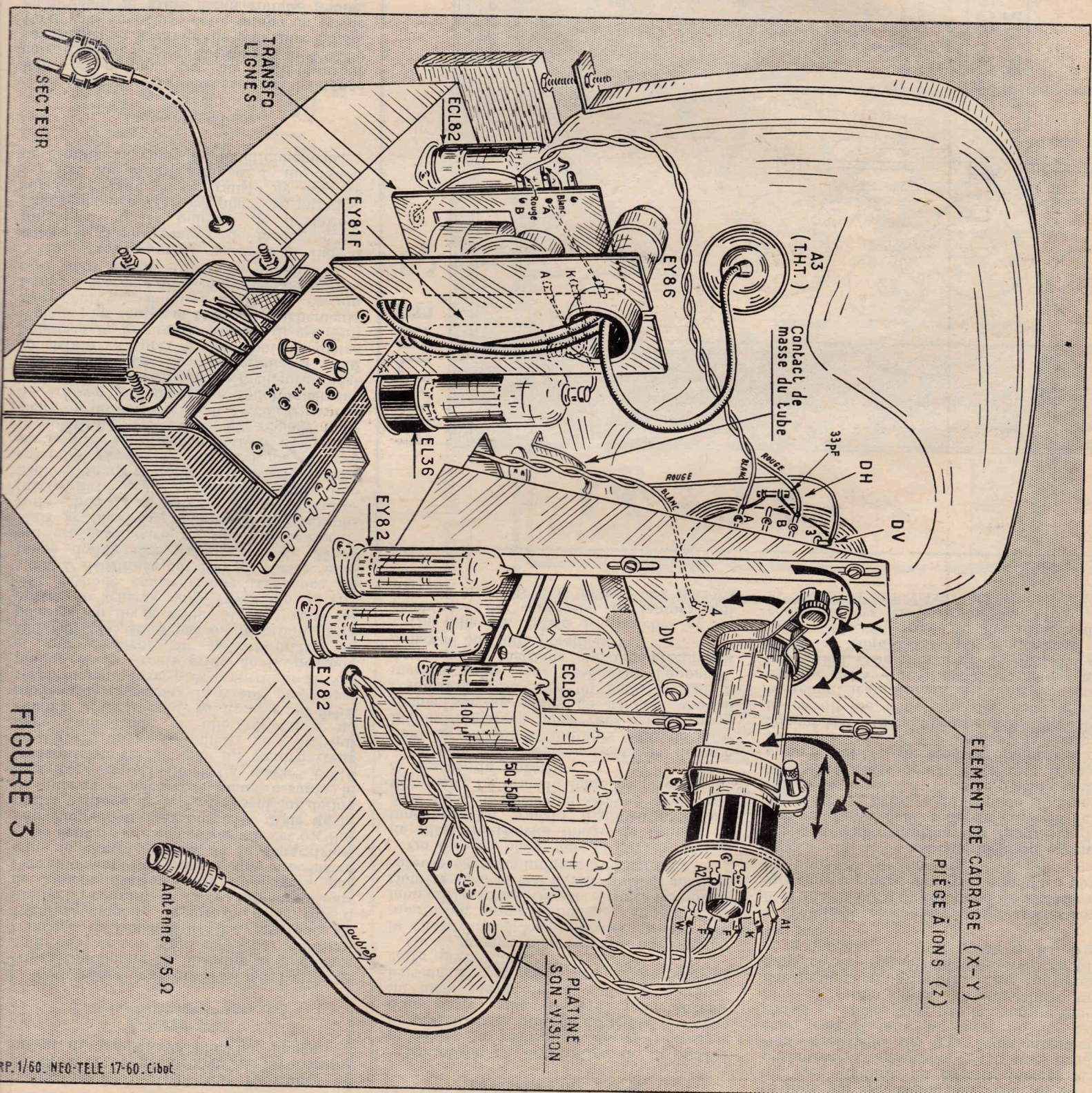
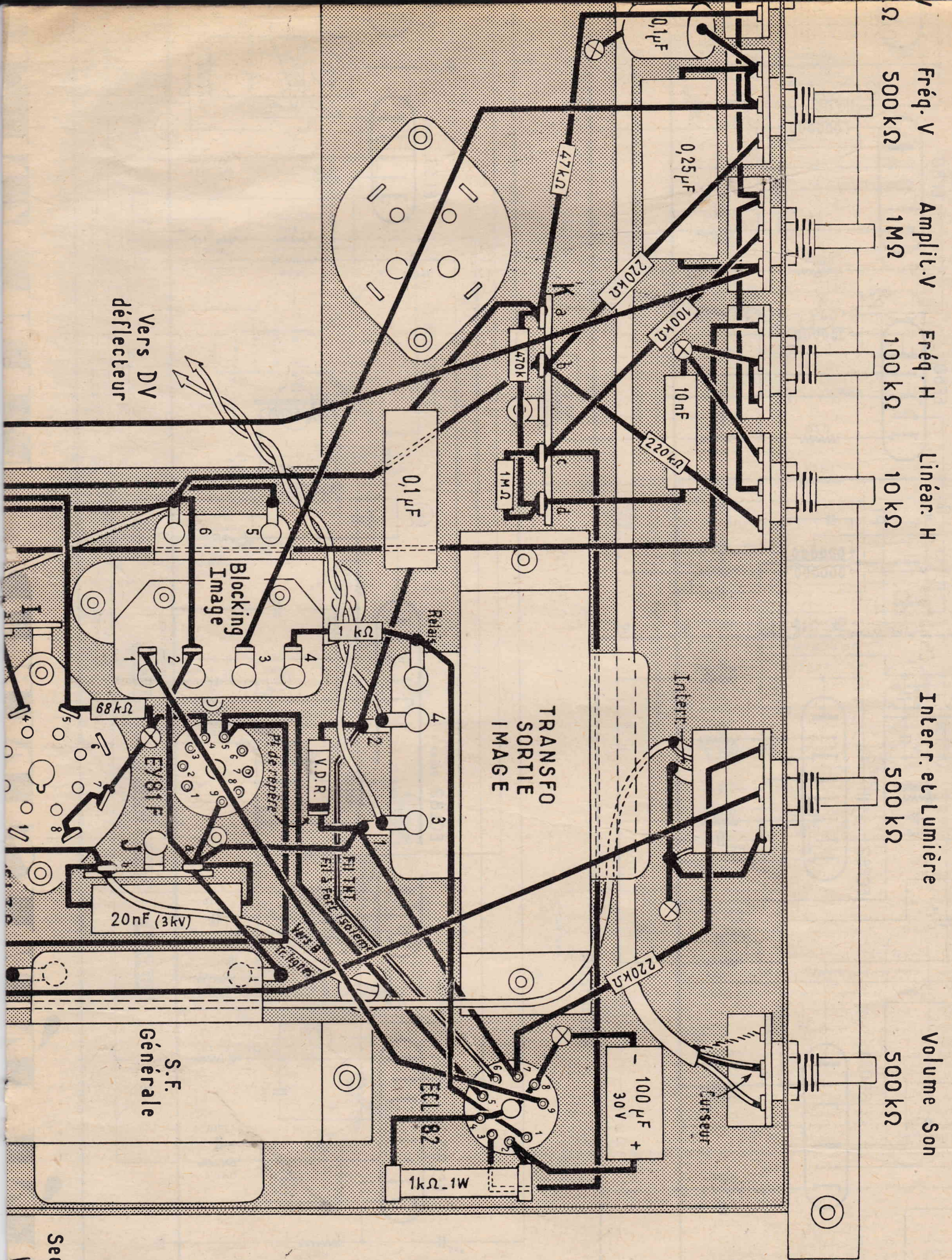


FIGURE 3



Fréq. V 500 kΩ
Amplit. V 1 MΩ
Fréq. H 100 kΩ
Linéar. H 10 kΩ
Interr. et Lumière 500 kΩ
Volume Son 500 kΩ

Vers DV
déflecteur

S.F.
Générale

TRANSFO
SORTIE
IMAGE

Blocking
Image

Interr.

curseur

ECL 82

EY81F

V.D.R.

FI INT

FI 3 FORT

Ver. 2

Tr. 1000

20 nF (3 kV)

68 kΩ

1 kΩ - 1W

- 100 μF +
30V

Secteur

masse. La luminosité est commandée par variation du potentiel de la cathode. Cette variation est obtenue par un potentiomètre de 500.000Ω en série avec une résistance de 220.000Ω placée entre + et - HT. Le curseur du potentiomètre est relié à la cathode par une résistance de 100.000Ω et une cellule de découplage formée d'une résistance de 220.000Ω et d'un condensateur de $0,1 \mu F$. Le signal vidéo fréquence est amené sur la cathode du tube par un condensateur de $0,25 \mu F$.

L'alimentation.

La HT est délivrée par un autotransformateur prévu de manière à pouvoir utiliser les deux alternances. Cette HT est redressée par deux valves EY82 et filtrée par une cellule formée d'une self, d'un condensateur d'entrée de $100 \mu F$ et un de sortie de $50 \mu F$. L'autotransformateur comporte trois enroulements de chauffage : un pour les lampes, un autre pour le tube et le troisième pour les valves.

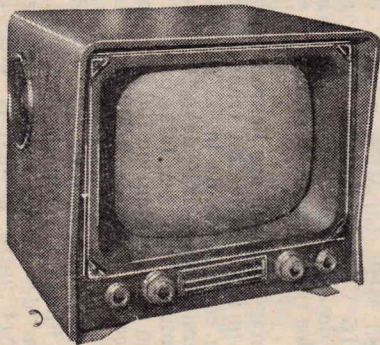
DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

" NÉO-TÉLÉ 16-60 "

TÉLÉVISEUR à 17 lampes
TUBE CATHODIQUE 43 cm/90°
Concentration électrostatique
Dimensions très réduites de l'ensemble
permettant l'utilisation du châssis en
position verticale.
Commandes automatiques de contraste
et luminosité. Antifading son.

NOUVELLE PLATINE vision-son
à **ROTACTEUR 12 positions.**

Excellente réception
dans un rayon de 100 km de l'émetteur.



Coffret luxe 16.60 - N° 2
Dimensions : 530 x 500 x 400 mm

- ★ **LE CHASSIS bases de temps, complet, en pièces détachées, avec lampes** (ECL80 - ECL82 - EL36 ou 6DQ6 - EY81 - 2 x EY82 - EY86) et haut-parleur 17 cm AP..... NF **300.05**
- ★ **LA PLATINE vision-son, nouveau modèle à 12 POSITIONS** équipée d'une bande canal avec son jeu de 10 lampes (6BQ7A-ECF82- 4 x EF80 - EB91 - EBF80 - EL84 - ECL82)..... NF **188.89**
- ★ **LE TUBE CATHODIQUE 1^{er} choix** n° 17AVP4 ou MW43-80..... NF **226.35**
- ★ **L'ÉBÉNISTERIE** ci-dessus, noyer clair, palissandre, chêne clair, complète avec décor et fond. Prix..... NF **125.00**
« **LE NÉO-TÉLÉ 16.60** » absolument complet, en pièces détachées.
Sans ébénisterie..... NF **715.29**

EN ORDRE DE MARCHE : NF 906.30

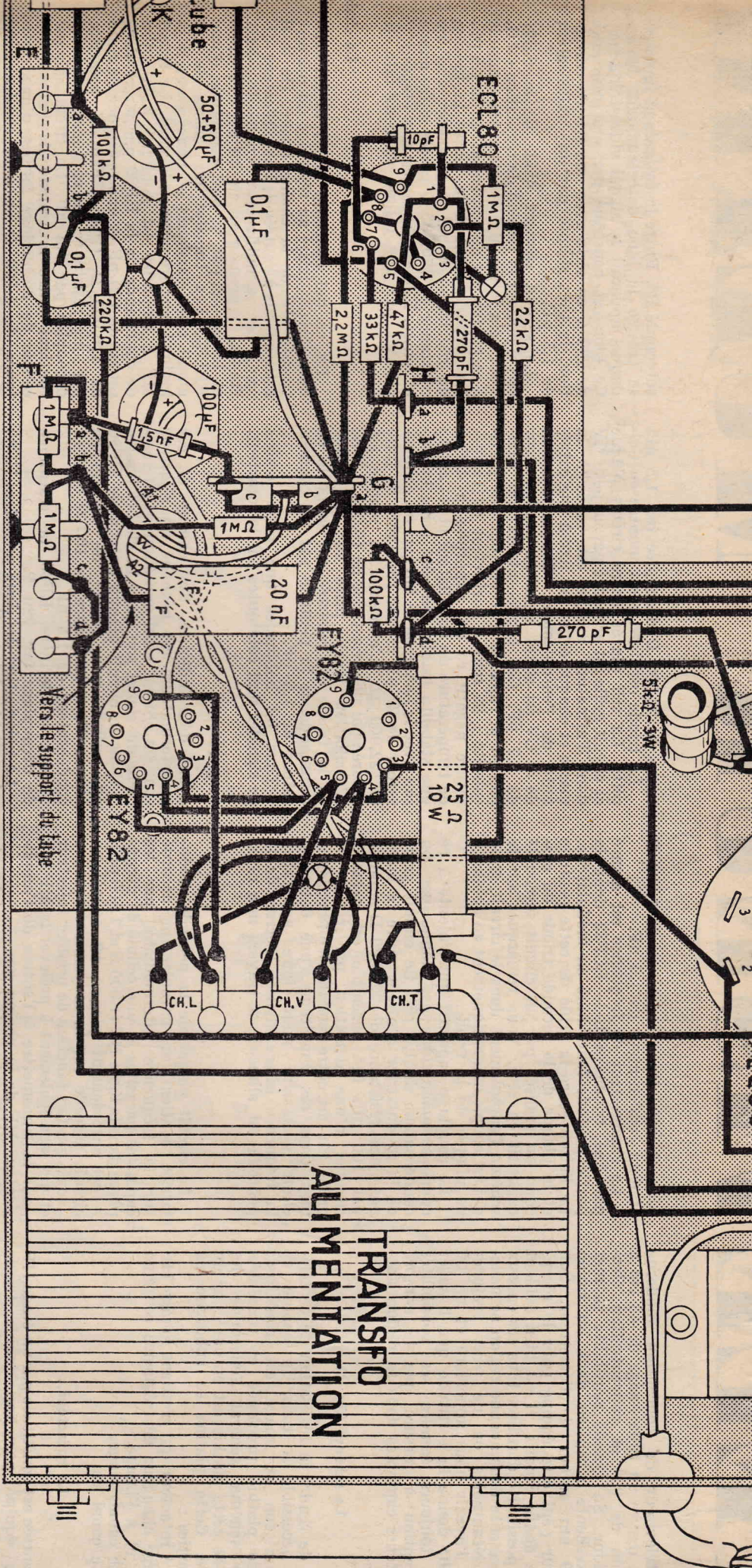
— Barrette supplémentaire, pour tout émetteur 819 lignes..... NF **7.16**

ATTENTION ! Les prix du présent devis sont énoncés en NOUVEAUX FRANCS

CIBOT-RADIO
1 et 3, rue de Reuilly,
PARIS-XII^e

Métro : Faiderbe-Chaligny. Tél. : DID 66-90.
C.C.P. 6129-57 PARIS.
VOIR NOS AUTRES MONTAGES PAGES 2 et 3.

GALLUS PUBLICITÉ



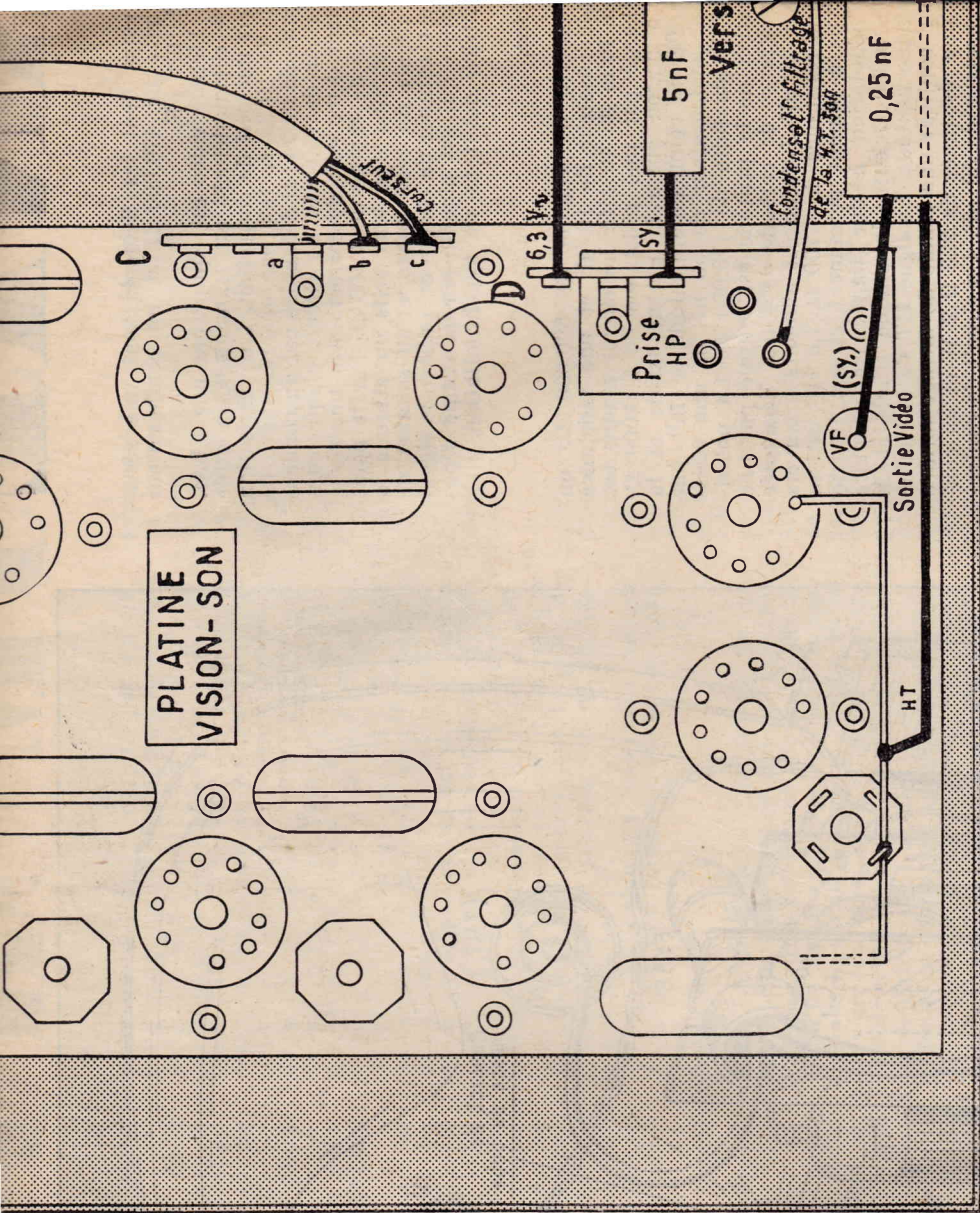


FIGURE 2

Le montage (fig. 2 et 3).

se font par des connexions courtes en fil nu. Les soudures au châssis doivent être parfaitement exécutées, c'est une condition essentielle de bon fonctionnement. Pour cela il faut employer un fer très chaud et veiller à ce que la soudure fonde bien et forme après refroidissement une goutte lisse et brillante. C'est seulement dans ce cas que l'adhérence avec la tôle sera parfaite et constituera un bon contact.

Certaines cosse des potentiomètres sont à la même manière que celle appliquée pour les supports de lampes.

Avec du fil de câblage isolé on exécute la ligne d'alimentation des filaments des lampes. Cette ligne relie un côté de l'enroulement « CH.L. » du transfo d'alimentation, la cosse 6,3 V de la platine et les broches 5 des supports de lampes. L'autre cosse « CH.L. » du transfo d'alimentation ainsi que celle du point milieu de l'enroulement HP sont reliées au châssis. On câble le circuit de chauffage des deux EY82 en reliant leurs broches 4 et 5 à l'enroulement « CH.V » du transfo. On câble l'alimentation. Toujours avec du fil isolé on pose les connexions qui constituent la ligne + HT. On soude les fils négatifs des condensateurs électrochimiques (100 μ F et $2 \times 50 \mu$ F au châssis). On soude également

En raison de l'utilisation de la platine précablée la réalisation de ce téléviseur ne présente pas plus de difficulté que celle d'un poste radio. Il suffit pour obtenir un plein succès de se conformer scrupuleusement aux plans qui accompagnent cette description.

On commence bien entendu par équiper le châssis avec les différentes pièces. On monte en premier lieu les supports de lampes, les relais. On fixe ensuite les potentiomètres sur la face avant, puis les condensateurs électrochimiques tubulaires.

On met en place sous le châssis, la self de filtre, le transfo image, le transfo de blocage. Le transfo d'alimentation est fixé dans la découpe prévue pour son logement. Le transfo ligne est monté sur le dessus du châssis.

On peut alors passer au câblage. Comme nous le conseillons toujours pour de sembler appareils nous vous engageons à cocher sur les plans de câblage chaque connexion, résistance ou condensateur à mesurer qu'ils sont posés sur l'appareil. Avec cette méthode aucune erreur ou omission ne sont possibles.

On relie au châssis les broches et les chemins des supports de lampes qui doivent être mis à la masse. Ces liaisons

plaqué lequel contient une résistance de 33.000 Ω et l'enroulement de synchronisation du transfo de blocking image.

Le balayage image.

Il est assuré par une ECL82. La partie triode fonctionne en blocking la fréquence de la dent de scie étant réglée par le potentiomètre de 500.000 Ω . La résistance de 1.000 Ω dans le circuit de grille sert à limiter le courant de crête. Les impulsions de synchronisation sont appliquées par l'enroulement du transfo qui est inséré dans le circuit plaque de la séparatrice.

La dent de scie engendrée par cet oscillateur bloqué est transmise à la grille de la partie pentode de la ECL82 qui lui donne la puissance nécessaire pour assurer le balayage vertical du tube image. Cette transmission se fait par un condensateur de 0,5 μ F, un potentiomètre de 1 M Ω qui règle l'amplitude et une résistance de 100.000 Ω . La linéarité est assurée par deux moyens. D'abord par un circuit de contre-réaction complexe prévu entre le circuit plaque et le circuit grille de la pentode et qui contient un potentiomètre de 100.000 Ω . Ensuite par modification de la polarisation de la grille. Si vous vous reportez au schéma vous voyez que le circuit cathode contient une résistance de 1.000 Ω découplée par 100 μ F. Cette résistance donne une polarisation de 25 V qui est supérieure à celle qui convient. Mais la base du potentiomètre d'amplication aboutit au curseur d'un potentiomètre de 10.000 Ω formant avec une

entre + et - HT. Ce diviseur procure sur la grille une tension positive qui réduit la polarisation excessive. Un réglage judicieux du potentiomètre de 10.000 Ω permet de trouver un point de fonctionnement de la lampe qui procure la meilleure linéarité. Ce procédé est préférable à celui consistant à prévoir un potentiomètre réglage plus souple et évite les crachements de bobine dans le circuit cathode. Il est d'un temps le passage d'un courant assez important dans un potentiomètre bobine.

Un transformateur assure la liaison entre le circuit plaque de la lampe de puissance et les bobines de déviation. Une résistance VDR est placée en parallèle sur le primaire de ce transfo de manière à éviter une modification de la dimension de l'image en cours de fonctionnement.

Le balayage ligne.

La dent de scie nécessaire au balayage ligne est obtenue par un multivibrateur constitué par la section triode de la ECL80 séparatrice et la lampe de puissance EY36. Pour cela on utilise cette lampe en triode en prenant la grille écran comme anode. Les tops de synchronisation sont pris sur la plaque de la séparatrice et appliqués à la plaque de la triode. Le réglage de la fréquence se fait par un potentiomètre de 100.000 Ω .

Le courant de balayage recueilli dans le circuit plaque de la ECL85 est appliqué aux bobines de déviation horizontale par le transfo ligne ce dernier qui procure également la THT de 15.000 V nécessaire à l'alimentation du tube image. Cette THT est redressée par une valve EY86 dont le filament est alimenté par un enroulement du transfo ligne lui-même. La EY81 est la diode de récupération. La tension gonflée est recueillie aux bornes d'un condensateur de 20 nF et appliquée à l'anode 1 par un pont formé de deux résistances de 1 M Ω , et à travers une autre résistance de 1 M Ω . Le pont est découplé par un condensateur de 20 nF. A cette électrode du tube image on applique également la tension de relaxation image à travers un condensateur de 1,5 nF afin de supprimer les traces de retour. Le whiffle du tube est à la

ment leurs fils posés aux points indiqués sur le plan de câblage.

On exécute aussi toutes les connexions qui entrent dans la composition des différents circuits. Chaque fois que cela sera possible les connexions seront placées contre le châssis et épouseront les contours indiqués sur le plan de câblage. Vous obtiendrez ainsi un câblage ayant la rigidité voulue. On pose le fil blindé qui relie les cosses b et c du relais D de la platine au potentiomètre de volume. La gaine de ce fil doit être soudée à la masse sur la patte du relais et sur une cosse extrême du potentiomètre.

Lorsque toutes les connexions sont en place on pose les condensateurs et les résistances. Le mieux est de procéder

Mise au point.

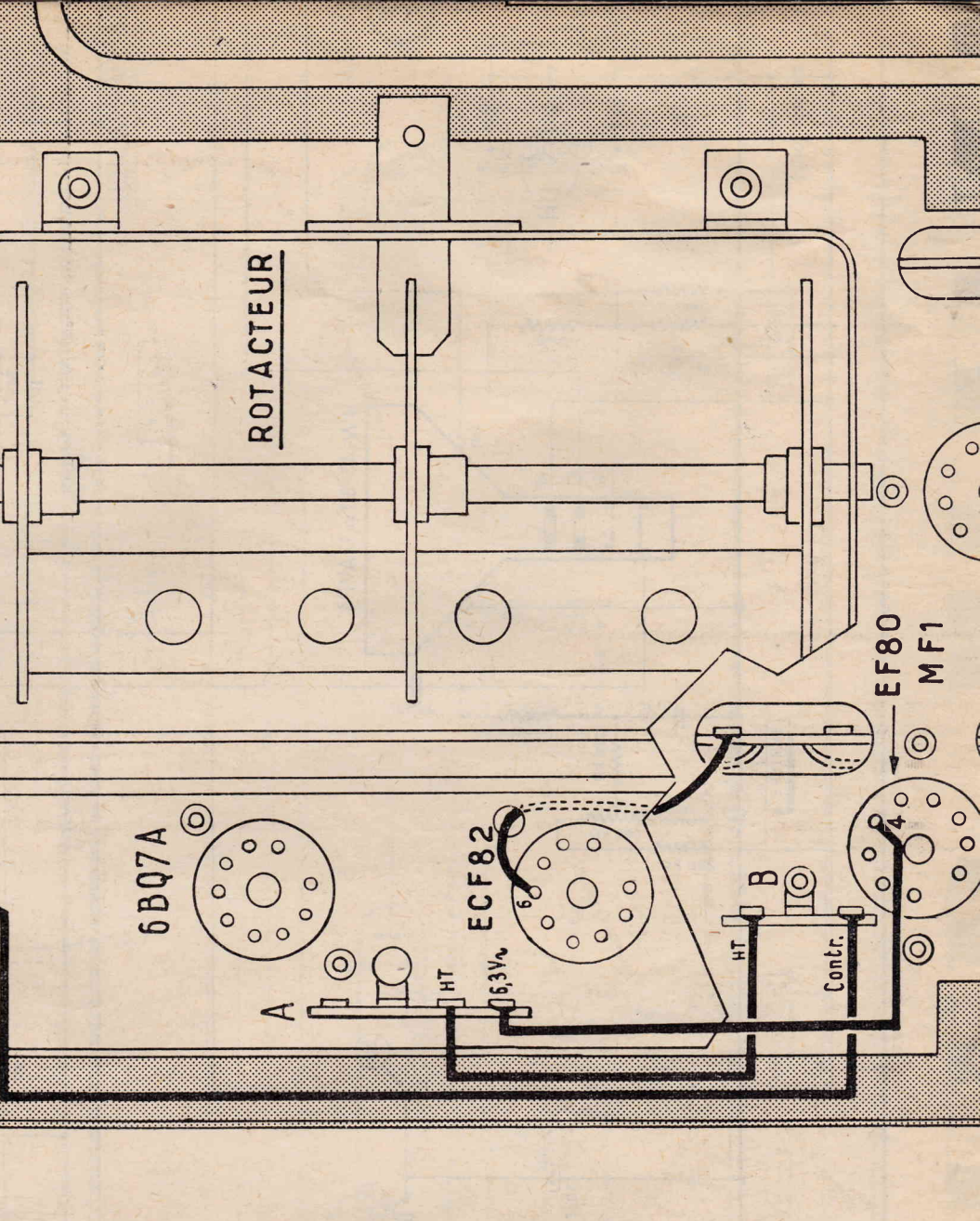
Après avoir coupé le courant on branche le tube image. On rétablit l'alimentation du tube image. On règle approximativement le secteur et on règle approximativement le dispositif de cadrage et le piège à ions. Pour ce dernier on cherche à obtenir le maximum de luminosité de l'écran.

Sur émission on règle la synchronisation des balayages image et ligne en agissant sur les potentiomètres de fréquence. On doit obtenir une image stable et entière. On peut alors rectifier le réglage du dispositif de cadrage. Pour cela on oriente d'une part tout l'ensemble en le faisant pivoter sur le col du tube et d'autre part l'aimant en le faisant pivoter dans son logement.

On revoit le réglage du piège à ions. Cette mise au point se fait en deux parties. 1° Sur émission on dégrossit le réglage en poussant à fond le potentiomètre de luminosité. En faisant pivoter le piège sur le col du tube, en l'avancant ou le reculant on cherche à obtenir la luminosité maximum

Avant tout on procède à une vérification complète du câblage. Si tout est correct on met les lampes et le tube en place. Sur le col du tube on enfile le dispositif de câblage et le piège à ion. On voit nettement la disposition de ces organes sur la figure 3. On n'adapte pas immédiatement le support du tube sur le culot. On règle les potentiomètres à mi-course environ. Si le répartiteur de tension du transfo d'alimentation est dans la position correspondante au secteur on met le téléviseur sous tension.

Il est intéressant de mesurer les tensions aux différents points du montage et de s'assurer qu'elles correspondent à celles indiquées d'un cercle sur le schéma figure 1. On vérifie s'il y a de la THT en approchant pendant un court instant la corne THT du châssis. On doit obtenir une étincelle de 1 cm environ.



A. BARAT.

RÉCEPTEURS FM

par Michel LÉONARD

Dans la première partie de notre étude sur les récepteurs à modulation de fréquence à transistors (voir notre précédent numéro) nous avons indiqué la conception générale de ces récepteurs et abordé la description des éléments constitutifs d'une installation complète en donnant des détails sur les antennes et l'étage haute fréquence.

Nous allons décrire maintenant quelques montages moyenne fréquence utilisant divers transistors disponibles en France soit chez leurs fabricants, soit chez les importateurs et nous terminerons l'étude des récepteurs FM à transistors avec le changement de fréquence, la détection et la BF.

Amplificateur MF à deux étages.

En examinant le schéma de la figure 1 on constate que le montage de cet amplificateur, fonctionnant à fréquence élevée (10,7 MHz) est réalisé d'une manière analogue à celle adoptée dans les amplificateurs moyenne fréquence des radio-récepteurs normaux à modulation d'amplitude, accordés sur 465 kHz environ.

Ce résultat a pu être obtenu grâce aux progrès récents des transistors dont de nombreux modèles fonctionnent aussi facilement à 10,7 MHz qu'à 465 kHz.

On retrouve, par conséquent, le montage avec émetteur commun, entrée à la base et sortie au collecteur.

L'adaptation des impédances de la source (sortie d'un transistor) à l'utilisation (entrée du transistor suivant) s'effectue à l'aide d'éléments de liaison à rapport convenable permettant la transmission du maximum possible de puissance.

Dans notre montage on trouve à l'entrée un auto-transformateur T_1 et entre V_1 et V_2 , un transformateur. A la sortie on monte l'élément de liaison qui convient à l'utilisation. Si le transistor suivant est également un amplificateur, T_3 sera identique à T_2 .

Analyse du schéma.

Analysons d'abord le montage par circuits.

Les trois bobinages de liaison T_1 , T_2 et T_3 viennent d'être mentionnés et nous donnerons plus loin leurs caractéristiques.

Les circuits des bases, abstraction faite des bobines dont la résistance en continu est négligeable, comportent des diviseurs de tension $R_1 - R_2$ pour la base de V_1 et $R_3 - R_4$ pour la base de V_2 , dont la fonction est de fixer le potentiel de la base à une valeur intermédiaire de ceux de l'émetteur et du collecteur.

Comme il s'agit de transistors du type PNP (flèche de l'émetteur dirigée vers la base) le collecteur est au potentiel le plus négatif et l'émetteur au potentiel le plus élevé, proche de celui du positif de la batterie désigné par + B. L'interrupteur est intercalé entre la batterie et la ligne + B. Ce dernier peut être, évidemment, l'interrupteur général du récepteur.

Les émetteurs sont polarisés à l'aide de résistances R_5 et R_7 . Le courant qui circule dans ces résistances provoque une chute de tension qui rend les émetteurs légèrement négatifs par rapport à la ligne + B.

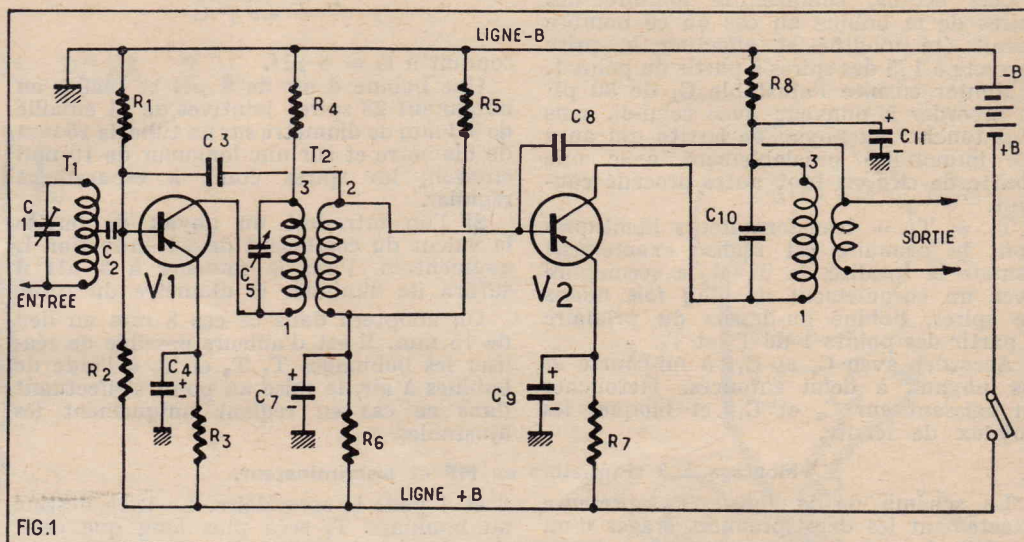


FIG.1

Passons maintenant aux collecteurs. Pour eux on a prévu également des résistances montées, en série, R_4 et R_8 , qui provoquent une chute de tension rendant les collecteurs légèrement positifs par rapport à la ligne - B.

On a prévu aussi les découplages réalisés avec les condensateurs C_4 et C_6 pour les émetteurs, C_8 et C_{11} pour les collecteurs.

Si l'on examine les circuits des bases on constate que dans celui de V_1 , il n'y a pas de découplage et ceci s'explique par le fait que R_1 et R_2 aboutissent directement à la base et non par l'intermédiaire d'un enroulement de transformateur.

Par contre, pour la base de V_2 , un découplage par C_7 a été prévu parce que le diviseur de tension $R_3 - R_4$ est connecté à la borne « froide » du secondaire de T_2 .

Remarquons enfin deux condensateurs C_3 et C_9 qui relient les bases de deux transistors successifs.

Il s'agit de condensateurs de neutrodynamie stabilisant le montage c'est-à-dire l'empêchant d'osciller spontanément.

Montage pratique.

Cet amplificateur moyenne fréquence est réalisable avec les transistors RCA type 2N247 que l'on trouve en France d'une manière courante.

Le transistor 2N247 est un modèle que l'on peut qualifier de standard (comme par exemple la lampe EF80) en raison de la multiplicité de ses applications et de son excellent fonctionnement.

Le nombre des étages MF d'un amplificateur comme celui de la figure 1 dépend du gain que l'on désire obtenir du récepteur.

Généralement, un amplificateur MF comprenant deux transistors 2N247 après le changement de fréquence et avant le détecteur, donne satisfaction, mais on peut vouloir monter un troisième transistor amplificateur moyenne fréquence pour obtenir un gain plus grand.

Notre schéma a été établi de manière que l'on puisse étudier un montage à un ou trois transistors, comme il est expliqué plus loin.

Valeurs des éléments.

Les résistances doivent être d'un type spécial pour fréquences élevées. Lorsqu'il s'agit de 10,7 MHz seulement il est facile de trouver les modèles qui conviennent. Voici leurs valeurs : $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 680 \Omega$, $R_5 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 1 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W.

Les condensateurs ont les caractéristiques ci-après : $C_1 = 30 \text{ pF}$ ajustable au mica, $C_2 = 1.000 \text{ pF}$ mica, $C_3 = 8,5 \text{ pF}$ mica, $C_4 = 50.000 \text{ pF}$ au papier, $C_5 =$ ajustable 2 à 30 pF, $C_6 = 50.000 \text{ pF}$ papier, $C_7 = 50.000 \text{ pF}$ papier, $C_8 = 8,5 \text{ pF}$ mica, $C_9 = 50.000 \text{ pF}$ papier, $C_{10} =$ ajustable 2 à 30 pF, $C_{11} = 50.000 \text{ pF}$.

Tous les condensateurs au mica sont prévus pour 500 V service et ceux au papier pour 150 V service.

Bobinages.

Les bobinages se réalisent comme suit :

$T_1 =$ autotransformateur composé d'une bobine à prise effectuée de telle façon que l'on ait le rapport des impédances :

$$\begin{aligned} \text{Totalité de la bobine} &= 4.250 \Omega \\ \text{Bornes 1 à 2} &= 170 \Omega \end{aligned}$$

Ce qui donne un rapport de 25 fois. Il s'agit du rapport des impédances. Celui du nombre des spires et la racine carrée du précédent :

$$\begin{aligned} \text{Nombre des spires total} &= 5 \text{ fois.} \\ \text{Nombre des spires bornes 1 à 2} &= 2 \end{aligned}$$

Le coefficient de surtension Q du bobinage sans charge est égal à 150 et avec charge 27,3.

Pratiquement, on réalise une bobine qui s'accorde sur 10,7 MHz avec une capacité de 15 pF par exemple.

On effectue une prise à 1/5 à partir de la masse et on la branche aux bornes 1, 2, 3 du schéma, en remplaçant l'ajustable C_1 par un condensateur fixe de 15 pF.

La bobine, possédant un noyau de ferrite à vis pourra se régler par variation de self-induction sur 10,7 MHz. Si le réglage ne peut être obtenu, ajouter ou enlever des spires jusqu'à obtention de l'accord, avec le noyau de ferrite à demi enfoncé dans la bobine (et non dans le tube sur lequel on a enroulé la bobine).

Ceci acquis, compter le nombre des spires de la bobine au cas où ce nombre aurait été modifié et effectuer la prise correcte à 1/5 des spires à partir du point 1.

Monter ensuite l'ajustable C_1 de 30 pF et accorder à nouveau avec celui-ci, sans plus toucher au noyau de ferrite qui aura été immobilisé préalablement avec une goutte de cire ou tout autre procédé courant.

$T_2 = T_3 =$ transformateurs identiques dont le primaire est réalisé exactement comme la totalité de T_1 et le secondaire avec un enroulement de cinq fois moins de spires, bobiné au-dessus du primaire à partir des points 1 de T_2 et T_3 .

Accorder avec C_5 et C_{10} à mi-course et les noyaux à demi enfoncés. Retoucher en agissant sur C_5 et C_{10} et bloquer les noyaux de ferrite.

Montage à 3 transistors

Le schéma de la figure 1 représente exactement les deux premiers étages d'un amplificateur à 3 transistors. Ce schéma doit être complété par la partie qui précède le détecteur-discriminateur. Le détail de cette partie ainsi que le discriminateur complet jusqu'à la sortie BF sont indiqués par la figure 2.

Le dernier étage à transistor V_3 diffère des précédents par la configuration différente du transformateur MF, T_4 qui comporte deux enroulements accordés au lieu d'un seul comme dans les étages précédents.

Le primaire de T_4 possède les mêmes caractéristiques que les primaires de T_2 et T_3 . La prise est effectuée à un tiers du nombre total des spires à partir de l'extrémité à laquelle est connecté C_{15} .

Le secondaire comporte le même nombre de spires que le primaire avec prise médiane. Il est bobiné en enroulement bifilaire, autrement dit, on prend deux fils que l'on maintient jointifs et on effectue un enroulement de $n/2$ spires, n étant le nombre total. On obtient ainsi quatre extrémités 4, 5, 6 et 7 en commençant le bobinage avec 4 et 6 et le terminant avec 5 et 7. La prise médiane est obtenue en réunissant les extrémités 5 et 6 comme l'indique la figure 2.

L'écartement entre le primaire et le secondaire est de 3 mm. Les extrémités en présence sont 3 pour le primaire et

La batterie alimentant ce montage et éventuellement les autres parties du récepteur FM à transistors a une tension totale de 9 V mais on obtient encore des résultats satisfaisants avec 6 V seulement.

Compte tenu des diverses capacités parasites on réalisera les bobines en se basant sur des capacités d'accord primaires de 30 pF ce qui, d'après la formule de Thomson :

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C}$$

conduit à $L = 8 \mu\text{H}$.

Une bobine à air de $8 \mu\text{H}$ se réalise en bobinant 28 spires jointives de fil émaillé de 0,3 mm de diamètre sur un tube de 15 mm de diamètre et sur une longueur de 10 mm environ, les spires étant à espacement régulier.

Si l'on introduit un noyau de ferrite la valeur du coefficient de self-induction L augmentera. Pour la ramener à $8 \mu\text{H}$ il suffira de diminuer le diamètre du tube.

On adoptera dans ce cas 8 mm au lieu de 15 mm. Il est d'ailleurs possible de réaliser les bobinages T_1 , T_2 et T_3 à l'aide de bobines à air, la mise au point s'effectuant dans ce cas en réglant uniquement les ajustables.

en MF et discriminateur.

6 et 4 pour le secondaire. Le tube destiné au bobinage T_4 sera plus long que ceux des trois autres transformateurs.

Les valeurs des éléments du schéma figure 2 sont : $C_{11} = 50.000$ pF papier 150 V service, $C_{13} = 50.000$ pF, $C_{14} = C_{16} =$ ajustables 2 à 30 pF, $C_{15} = 100$ pF mica, $C_{17} = C_{18} = 300$ pF mica, $C_{19} = 3.000$ pF mica, $C_{20} = 2 \mu\text{F}$ électrochi-

mique ; $R_9 = 5.600 \Omega$, $R_{10} = 1.000 \Omega$, $R_{11} = R_{12} = 240 \Omega$, $0,5 \text{ W}$, $R_{13} = 3 \text{ k}\Omega$, $R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{15} = R_{16} = 20 \text{ k}\Omega$ toutes de $0,5 \text{ W}$. Le condensateur C_{21} a une capacité de $1 \mu\text{F}$. C'est un électrochimique tension de service 15 V comme C_{20} .

Le détecteur-discriminateur est réalisé suivant le schéma classique bien connu des discriminateurs de rapports dus à Foster-Seeley créateurs, également, du discriminateur symétrique portant leur nom.

L'avantage du discriminateur de rapport réside dans son action comme limiteur pour les dépassements d'amplitude dus aux parasites modulant en amplitude le signal, ce qui dispense de prévoir un étage MF limiteur. Les diodes peuvent être du type OA72 ou OA79 ou équivalentes.

Amplificateur à deux transistors.

Il suffira de supprimer du montage de la figure 1, associé à celui de la figure 2, un étage complet, en considérant que le primaire de T_2 est remplacé par celui de T_3 .

Changement de fréquence.

Avec le changement de fréquence on revient aux montages fonctionnant à fréquence élevée de l'ordre de 100 MHz, ce qui oblige à choisir des transistors spéciaux comme pour la haute fréquence.

Le montage d'un changeur de fréquence à transistor, est le même en FM qu'en AM seule la fréquence impose le choix du schéma et du matériel.

Voici figure 3 un dispositif à un seul transistor OC 6015 (Telefunken) qui peut être associé à l'étage HF décrit dans notre précédent article dans lequel il est représenté par le schéma de la figure 2.

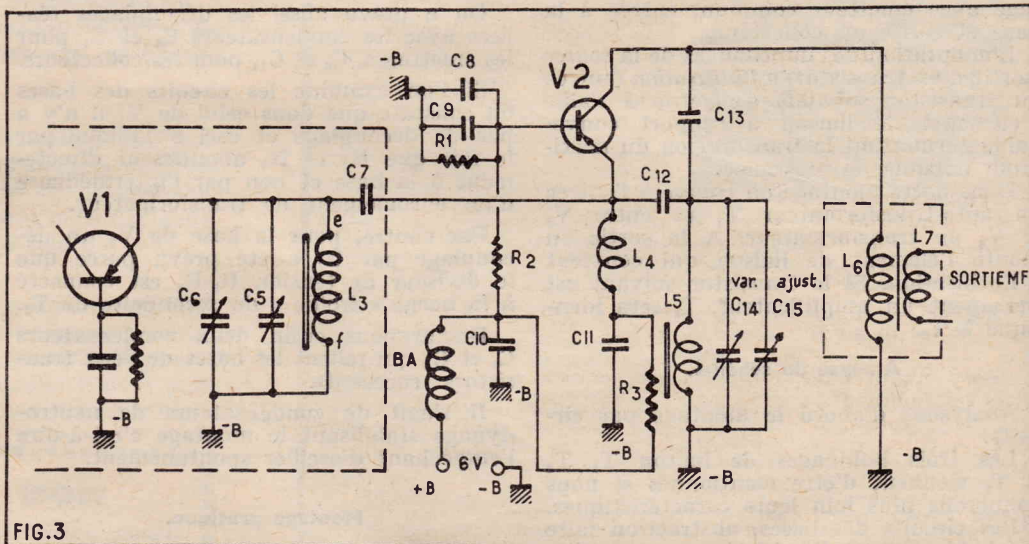


FIG.3

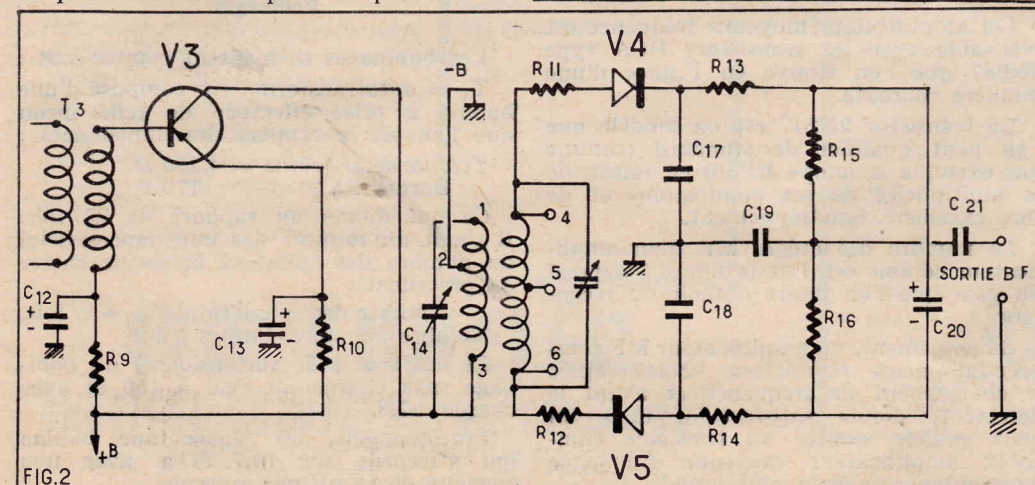


FIG.2

Sur notre schéma figure 3 nous avons indiqué à nouveau le transistor HF avec un entourage en pointillés, la partie changeuse de fréquence se trouvant à droite de ce pointillé.

Le signal incident à la fréquence f amplifié par V_1 est disponible aux bornes de L_3 , accordée par $C_8 + C_5$.

Il est appliqué par l'intermédiaire de C_7 à l'émetteur du transistor changeur de fréquence V_2 . L'oscillateur local comprend la bobine L_5 accordée sur une fréquence $f - 10,7 \text{ Mc/s}$, à l'aide du condensateur variable C_{14} , shunté par l'ajustable C_{15} destiné à l'alignement.

La bobine L_6 fait partie du circuit de collecteur de V_2 . Elle est couplée électrostatiquement à L_4 insérée dans le circuit d'émetteur, à l'aide du condensateur C_{12} de faible valeur.

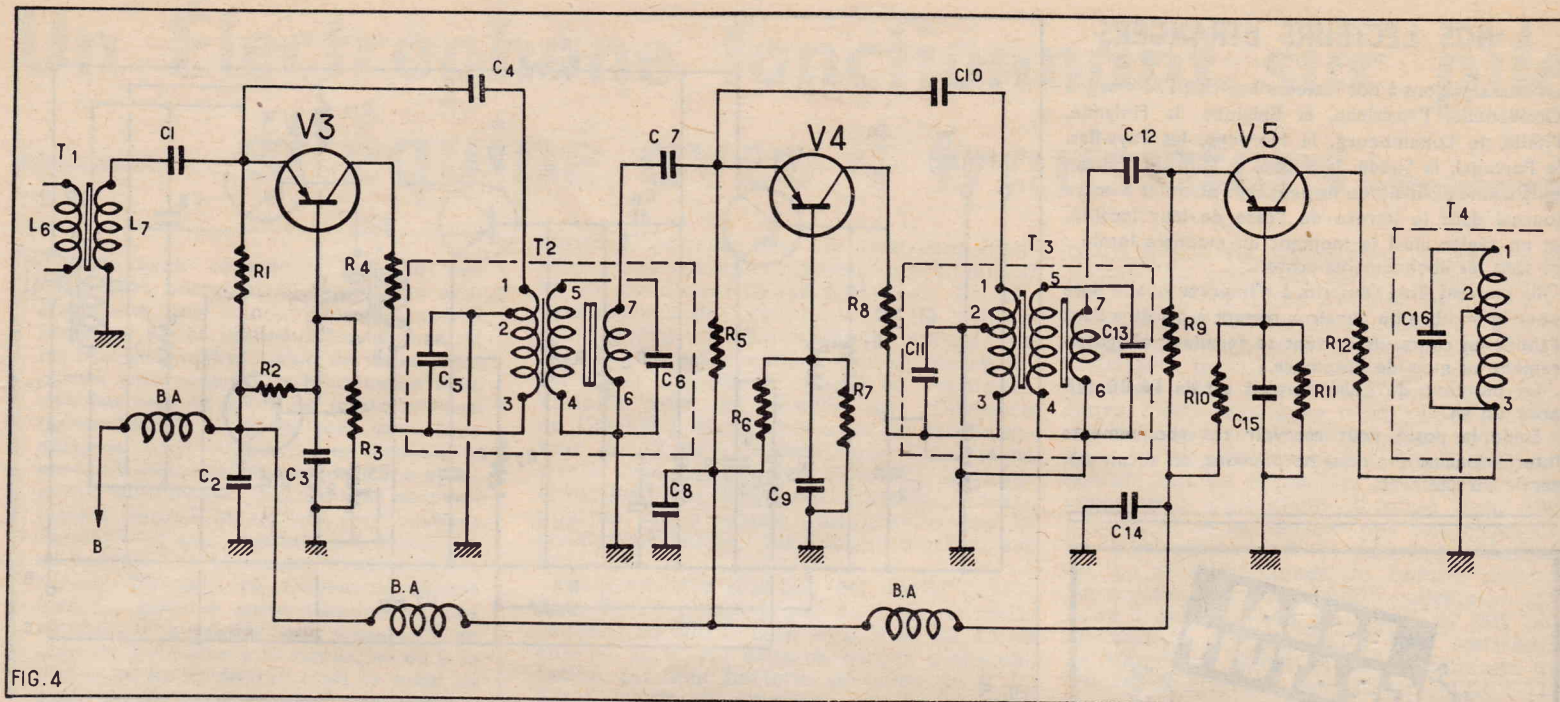


FIG. 4

Les valeurs de C_{11} et C_{12} et R_3 sont déterminées de façon que ce couplage donne lieu à l'oscillation.

Le signal MF est transmis, à partir du collecteur de V_2 , à l'amplificateur MF dont le premier transformateur est L_6-L_7 .

Si l'on désire utiliser le montage de la figure 1 à transistors 2N247, on pourra remplacer L_6-L_7 par l'autotransformateur T_1 monté à la place de L_6 .

Éléments de la figure 3.

Le transistor V_2 , comme V_1 est du type OC 6015. Les résistances ont les valeurs suivantes : $R_1 = 40 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 500 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W et d'un modèle prévu pour un circuit fonctionnant sur 100 MHz.

Les condensateurs sont : C_6 , C_8 , C_7 (voir notre précédent article). $C_3 = 1.000 \text{ pF}$ mica, $C_9 = 300 \text{ pF}$ mica (ou un seul de 1.300 pF), $C_{10} = 2.500 \text{ pF}$ mica, $C_{11} = 500 \text{ pF}$ mica, $C_{12} = 5 \text{ pF}$ céramique ou mica, $C_{13} =$ variable 20 pF conjugué avec celui de l'étage HF accordant L_6-L_7 , $C_{14} =$ ajustable 3 à 20 pF.

Voici maintenant comment sont constitués les bobinages L_4 à L_7 .

L_4 : 2 spires de fil cuivre de 0,6 mm de diamètre sur un tube de 5 mm de diamètre. Utiliser le noyau type M4GW 6/12 FC-FU11 de la même marque que les transistors OC 6015 ou un modèle HF équivalent.

L_5 : 2,5 spires fil de 0,8 mm de diamètre sur tube de 7 mm avec noyau type M6GW 6/12 FR.

L_6-L_7 : transformateur MF accordé sur 10,7 MHz réalisé sur tube de 5 mm de diamètre avec noyau type GW 4/13 $\times$ 0,5 — FCI.

On bobinera 30 spires jointives de fil divisé constitué par dix brins de fil de 0,04 mm ce qui représentera le primaire L_6 . Au-dessus de ce primaire on bobinera L_7 composé de 2 spires de fil cuivre émaillé ou recouvert de soie, diamètre du fil 0,2 mm.

La bobine d'arrêt BA comprend 17 spires jointives de fil de 0,1 mm de diamètre sur noyau ferrite de 4 mm de diamètre.

Amplificateur MF à transistor OC 6014.

Un autre amplificateur MF accordé sur 10,7 MHz, utilise des transistors Telefunken OC 6014. Il comprend trois tran-

sistors et quatre éléments de liaison. La tension batterie est de 6 V comme pour l'étage HF et le changeur de fréquence qui vient d'être décrit.

Dans cet amplificateur on remarque immédiatement le montage « base commune » des trois transistors $V = V_4 = V_5 =$ OC 6014 avec entrée à l'émetteur et sortie au collecteur.

Pour faciliter la réunion des schémas du changeur de fréquence décrit plus haut et celui de l'amplificateur MF, nous avons reproduit sur la figure 4 le transformateur L_6-L_7 de la figure précédente, désigné ici par T_1 . Ses caractéristiques ont été indiquées. Analysons rapidement ce montage.

Les émetteurs sont polarisés par R_1 , R_5 et R_9 tandis que les bases comportent les habituels diviseurs de tension composés de deux résistances, l'une reliée à la masse (— B) et l'autre au point + B.

Comme le montage est à base commune, on trouve entre chaque base et masse un condensateur de découplage comme C_3 par exemple.

Dans les circuits collecteurs on trouve des portions des primaires (parties 2-3) en série avec des résistances comme R_4 qui permettent d'obtenir la largeur de bande convenable en FM de l'ordre de 100 kHz.

Une autre particularité du montage réside dans la conception des transformateurs MF, T_2 et T_3 .

Ces deux bobinages comportent trois enroulements : un primaire 1-3 avec prise au point 2, un secondaire 4-5 et un tertiaire d'adaptation 6-7.

Ces bobines, dont seuls le primaire et le secondaire sont accordés se réalisent comme suit :

Primaire 1-3 : 51 spires fil divisé 3 $\times$ 0,05 mm avec prise à 4 spires de sorte que le nombre des spires entre 1 et 2 est de 4 spires.

Secondaire 4-5 : 38 spires fil divisé 10 $\times$ 0,04 mm.

Tertiaire 6-7 : 2 spires fil de 0,2 mm de diamètre.

L'enroulement tertiaire permet l'adaptation au circuit d'émetteur à faible impédance, celui désigné par 1-2 du primaire et l'enroulement de neutrodynage associé au condensateur C_4 ou C_{10} .

L'exécution du bobinage s'effectuera dans l'ordre suivant :

a) On bobinera d'abord le primaire 1-2-3 sur un tube de 45 mm de longueur à partir d'une extrémité et en commençant par le point 1. Effectuer tous les bobinages en spires jointives.

Après terminé le primaire au point 3 on laissera un espace de 3 mm et commencera le secondaire avec le point 4.

La fin du secondaire sera au point 5 disposé à la seconde extrémité du tube de 5 mm de diamètre.

La bobine d'adaptation 6-7 composée de 2 spires sera placée sur le milieu du secondaire avec le point 6 du côté du point 4 et le point 7 du côté de 5.

Le noyau est du type GW4/13 $\times$ 0,5 FCI.

Les enroulements 2, 4 et 6 sont à la masse.

BA sont des bobines d'arrêt comme celle de la figure 3.

Sur la figure 4 à droite on remarque le pointillé qui contient le dernier transformateur MF, désigné par T_4 et qui se monte comme T_4 de la figure 2. Cette dernière donne le schéma du discriminateur de rapport qui convient parfaitement à la suite de l'amplificateur MF qui vient d'être décrit. Il n'y a aucune difficulté à raccorder les divers schémas.

Éléments de la figure 4.

$C_1 = 400 \text{ pF}$, $C_2 = 2.500 \text{ pF}$, $C_3 = 500 \text{ pF}$, $C_4 = C_{10} = 6 \text{ pF}$, $C_5 = 15 \text{ pF}$, $C_6 = 30 \text{ pF}$, $C_7 = C_{12} = 400 \text{ pF}$, $C_8 = C_{13} = 2.500 \text{ pF}$, $C_9 = C_{15} = 500 \text{ pF}$, $C_{11} = 15 \text{ pF}$, $C_{13} = 30 \text{ pF}$; tous au mica ou céramiques.

$R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 250 \Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 250 \Omega$, $R_9 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 5 \text{ k}\Omega$, $R_{11} = 30 \text{ k}\Omega$, $R_{12} = 500 \Omega$. Pour T_4 voir montage de la figure 2. Résistances de 0,5 W.

Amplificateur BF.

La plupart des amplificateurs BF convenant aux radio-récepteurs à transistors ou à l'amplification phonographique avec pick-up à haut niveau c'est-à-dire à cristal ou céramique (et non à réluctance variable) conviennent à la suite de la sortie BF de la figure 2.

A NOS LECTEURS ÉTRANGERS

Nous signalons à nos lecteurs habitant l'Allemagne Occidentale, l'Autriche, la Belgique, la Finlande, l'Italie, le Luxembourg, la Norvège, les Pays-Bas, le Portugal, la Suède, la Suisse, la Cité du Vatican et la Chine (Taïpei), qu'ils peuvent s'abonner à notre journal dans le bureau de Poste de leur localité, et en régler ainsi le montant en monnaie locale : ce sont les abonnements-poste.

Ils peuvent être souscrits à n'importe quelle date pour le nombre de numéros restant à paraître dans l'année en cours. Ils doivent se terminer obligatoirement au mois de décembre.

Le montant de l'abonnement est de 16.00 NF pour un an.

Seule la poste peut recevoir ces abonnements internationaux que nous ne pouvons, en aucun cas, servir directement.



J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION
grâce à
**L'ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE**

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation.

Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes.

Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété.

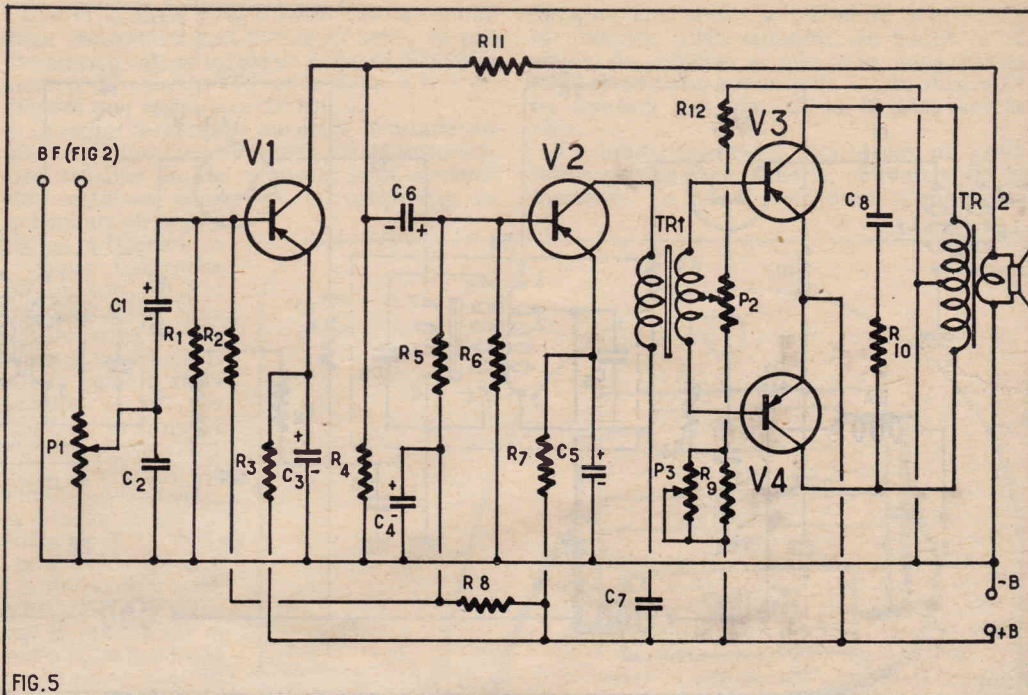
Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

*première
leçon gratuite!*

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

**ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio - Télévision**
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2°)



Ce qui compte surtout, dans un montage FM, c'est la qualité musicale sans laquelle il est sans intérêt de réaliser un récepteur de ce genre. On est, toutefois, moins difficile lorsqu'il s'agit d'un portatif ou d'un poste auto.

Voici figure 5 un amplificateur qui fournit une puissance modulée de 400mW, valeur qui constitue un compromis entre la puissance et la consommation.

En se contentant de 400 mW seulement, l'utilisateur disposera d'une puissance suffisante pour un appartement moyen. Grâce à cette modération il n'aura pas à remplacer trop souvent sa pile de 6 V.

Le schéma montre qu'il s'agit d'un amplificateur à trois étages, dont le dernier est en push-pull.

On remarquera les deux transformateurs TR1 à l'entrée et TR2 à la sortie du push-pull.

Les autres liaisons sont à résistances et capacités.

C'est le montage avec émetteur commun qui a été adopté pour les quatre transistors V1 à V4 qui comportent des éléments de polarisation dans les circuits d'émetteurs, comme R3, C3 et R7, C7 tandis que les émetteurs des transistors finals sont reliés directement à la masse et négatif de la batterie.

Dans ce montage, la qualité musicale s'obtient en réduisant les distorsions à l'aide de la contre-réaction et en ne poussant pas la puissance exagérément.

Sur le schéma de la figure 5 on reconnaît immédiatement le dispositif de contre-réaction qui ramène à la base de V2, par l'intermédiaire de R11 et C6, une partie du signal final prélevé sur le secondaire du dernier transformateur TR2 disposé entre le push-pull et le haut-parleur.

A l'entrée on remarquera P1, potentiomètre de réglage de la puissance d'audition dont le curseur est monté entre C1 et C2, constituant un diviseur de tension capacitif.

Comme C1 = 6 μ F et C2 = 10.000 pF, a tension presque totale entre masse et curseur est appliquée à V1 aux fréquences élevées et aux fréquences médium (supérieures à 300 Hz). Par contre, aux fréquences très basses il y a une légère dimi-

nution de tension aux bornes de R9. Il en est de même aux fréquences très élevées en raison du montage de C8.

Le potentiomètre P2 polarise les bases des deux transistors push-pull et P3 sert de vernier. L'ensemble P3-R9-P2 et R12 constitue un diviseur de tension monté entre les pôles + et - de la batterie.

Eléments de la figure 5.

Les valeurs des éléments de l'amplificateur BF qui vient d'être décrit sont : P1 = 25 k Ω logarithmique, P2 = 10 Ω , P3 = 50 Ω ; R1 = 50 k Ω , R2 = 20 k Ω , R3 = 5 k Ω , R4 = 7 k Ω , R5 = 9 k Ω , R6 = 40 k Ω , R7 = 600 Ω , R8 = 1 k Ω , R9 = 60 Ω , R10 = 200 Ω , R11 = 100 k Ω , R12 = 1 k Ω ; toutes résistances 1/2 W.

C1 = 4 μ F électrochimique 10 V service, C2 = 10.000 pF, C3 = 25 μ F électrochimique 10 V, C4 = 20 μ F électrochimique 10 V, C5 = 50 μ F électrochimique 10 V, C6 = 10 μ F électrochimique 10 V, C7 = 500 μ F électrochimique 10 V, C8 = 0,25 μ F papier 150 V; V1 = OC 602, V2 = OC 604, V3 = V4 = OC 604 (deux OC 604 appariés).

Le haut-parleur doit avoir une bobine mobile de 4,5 Ω .

Les transformateurs ont les caractéristiques suivantes :

TR1 : primaire 1870 spires fil de 0,07 mm de diamètre, secondaire 2 fois 240 spires en enroulement bifilaire, fil de 0,18 mm de diamètre.

TR2 : primaire 2x168 spires fil de 0,32 mm en enroulement bifilaire, secondaire 76 spires fil de 0,55 mm. Des modèles équivalents conviendront également.

M. L.

EN ÉCRIVANT
AUX ANNONCEURS
RECOMMANDEZ-VOUS DE

RADIO-PLANS

vous n'en serez que mieux servis...

fréquences, la précision étant apportée par le cadran séparé entraîné par le même bouton. Le fait que sur la gamme de 11 à 30 MHz un millimètre représente 5 kHz sur le cadran témoigne de l'excellence de l'étalement ;

7° Sur certains modèles, un dispositif est prévu pour assurer le silence du récepteur lorsque l'émetteur qui lui est adjoint est mis en service (sidetone). Le modèle type a en effet été modifié à la convenance de différents services, comme cela a été le cas pour nombre d'appareils militaires. Les modèles principaux sont : CR-100, CR-100/2, CR-100/4, CR-100/5, CR-100/7, CR-100/8 et CR-100/8 modifié.

Ajoutons — détail qui a son importance lorsqu'il s'agit d'un appareil assez compliqué — que le câblage n'est pas trop fouillis, sauf dans le coin de la détection, que le bloc de bobinages est fort bien fait et que le contacteur de gammes est tout à fait accessible.

Il s'agit d'un superhétérodyne équipé de onze tubes comportant deux étages haute fréquence accordés, un changement de fréquence par deux lampes, trois étages moyenne fréquence accordés sur 465 kHz, une détectrice, CAV et première BF, un BFO, un étage de puissance BF et

une valve. Nous donnons, ci-après les désignations des types de lampes utilisés, la première étant la numérotation commerciale anglaise, la seconde l'équivalence militaire anglaise et la troisième la correspondance américaine :

V1, V2, V4, V5, V6, V7 et V10 : KTW62 (VR100) ou 6K7.

V3 : X66 (VR99) ou 6K8.

V8 : DH63 (NR68) ou 6Q7.

V9 : KT63 (NR85 ou ARP17) 6F6 ou 6V6.

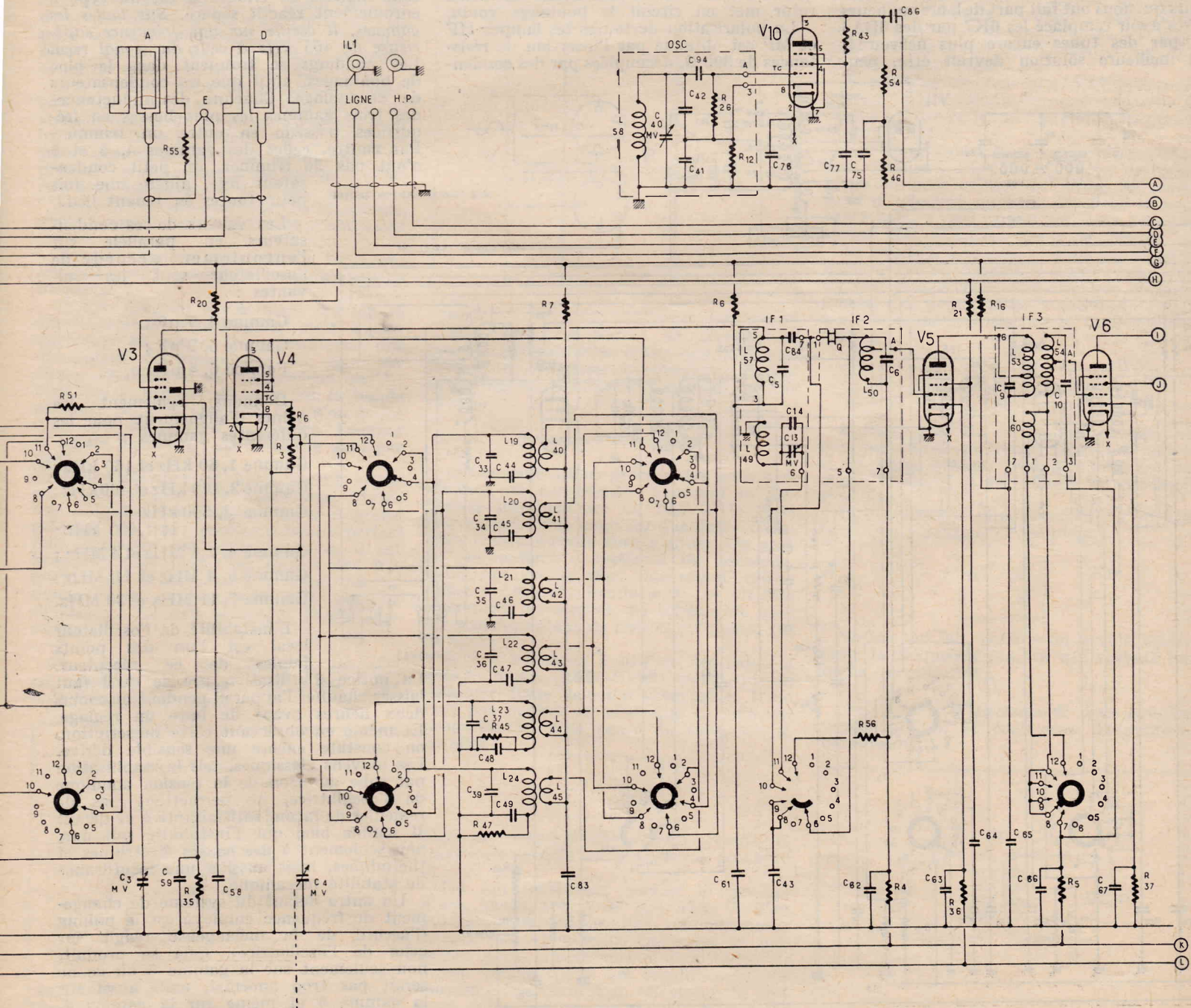
V11 : U50 (NU20) 5Y3 ou 5Z4.

V1, V4, et V10 peuvent sans inconvénient être des 6J7 au lieu de 6K7.

Deux couplages d'antenne sont prévus : l'une permet le branchement d'une ligne de descente à basse impédance (dipôle ou non), l'autre est à haute impédance. Sur les modèles CR-100, CR-100/4 et CR-100/7 il existe deux prises d'antenne à basse impédance marquées « D » (dipôle) ce qui permet une entrée équilibrée avec ce type d'antenne. Par contre, sur les modèles CR-100/2, CR-100/5 et CR-100/8, il n'existe qu'une seule prise marquée « D », l'autre extrémité de la self de couplage à basse impédance étant à la masse. Cette basse impédance a une valeur moyenne de 100 Ω sur toutes les bandes.

La prise d'antenne à haute impédance, marquée « A » est reliée au sommet de l'enroulement secondaire du transformateur d'entrée par une capacité de 10 pF et une résistance de fuite de 2 M Ω . Ce circuit grille de la première HF est accordé par la cage du bloc de CV la plus éloignée du panneau avant, ainsi que par le trimmer d'antenne en parallèle sur le circuit. Ce trimmer est commandé par le bouton « Aerial Trimmer » sur le panneau avant du récepteur. Il est surtout utile sur la gamme la plus élevée en fréquences ou un accord précis du circuit d'entrée contribue à réduire le souffle et à « sortir » les signaux faibles.

Les prises d'antenne « A » et « D » se trouvent sur une plaquette à l'arrière de l'appareil, à côté de la prise de terre « E », des prises de sortie BF sur ligne d'impédance 600 Ω « LINE » et des prises de haut-parleurs « LS ». La prise multiple d'alimentation à cinq broches se trouve à gauche de cette plaquette. Alors que la puissance modulée appliquée au haut-parleur peut atteindre 2 W, celle recueillie sur la sortie « LINE » est au maximum de 2 mW. Des prises de casque à haute et à basse impédance, marquées « PHONE » se trouvent sur le panneau avant.



Les deux étages d'amplification haute fréquence.

Pour obtenir la présélection nécessaire à une réjection acceptable des fréquences-images sur les fréquences les plus élevées avec une MF aussi basse que 465 kHz, le constructeur a dû avoir recours à deux étages HF accordés précédant le changement de fréquence. Cette solution est loin d'être satisfaisante car elle nécessite, pour éviter les accrochages qui autrement ne manqueraient pas de se produire, l'emploi de lampes à faible gain ayant un souffle inhérent élevé. Inévitablement, un récepteur de trafic à deux étages HF est un appareil qui souffle. Le CR-100 ne fait pas exception à la règle (les Super-Pro non plus). De ce fait, le rendement de sa gamme 6 (11 à 30 MHz) est très quelconque, les signaux faibles n'arrivant pas à dominer le niveau du souffle.

Y remédier n'est pas facile. Le système consistant à remplacer la lampe d'entrée par un tube à forte pente et à faible résistance équivalente au souffle, qui donne généralement de bons résultats lorsqu'il n'y a qu'un seul étage HF, signifierait dans ce cas instabilité et accrochages inextricables. (Ceci à l'intention des lecteurs qui nous ont fait part de leurs malheurs après avoir remplacé les 6K7 par des 6BA6 ou par des tubes encore plus nerveux !) La meilleure solution devrait être, pen-

sons-nous, le remplacement de la lampe d'entrée par un cascode réalisé avec une double triode à faible pente et à relativement faible souffle. On pourrait, par exemple, essayer de remplacer la première 6K7 par une 6SN7 en cascode. Peut-être même y aurait-il intérêt à remplacer également la seconde HF, voire même la mélangeuse, par des cascodes. (Est-il besoin de préciser que de tels essais ne sont pas recommandés aux amateurs insuffisamment expérimentés et équipés).

Pour combattre l'instabilité du montage, des résistances de blocage ont été insérées dans les connexions grille des lampes HF et oscillatrice. Ces résistances ont une valeur de 10 Ω pour V1, V2 et V3, et de 50 Ω pour V4.

L'extrémité froide de chacun des circuits-grille des étages HF et des deux premières MF est reliée à la ligne de CAV par une résistance de 50.000 Ω et découplée par un condensateur de 0,1. Notez que les condensateurs de découplage des circuits grille, ainsi que ceux des circuits plaque se trouvent dans le bloc de bobinages HF.

Le contacteur de gammes comporte sur la face arrière de chaque galette une plaque qui court-circuite automatiquement tous les enroulements HF inutilisés, tandis que le contact sur la face avant du même rotor met en circuit le bobinage voulu.

La polarisation de toutes les lampes HF et MF est obtenue par l'insertion de résistances de 390 Ω , découplées par des conden-

sateurs de 0,1, entre leurs cathodes et la masse.

La tension écran des amplificatrices HF, ainsi que d'autres tubes est prise sur une ligne provenant d'un diviseur de tensions et est de l'ordre de 80 V. A la broche écran de chacune de ces lampes se trouve en outre une résistance de blocage et un condensateur de découplage.

La liaison entre les deux étages HF se fait par le procédé classique du transformateur à circuit anodique apériodique et circuit grille accordé, l'anode étant découplée de la haute tension par une résistance de 2.000 Ω et un condensateur de 0,1.

Chaque enroulement grille comporte un trimmer séparé et tous les bobinages comportent un noyau magnétique.

Le second étage HF est analogue au premier et attaque la grille de commande de la mélangeuse. La cathode de cette triode-hexode est à la masse, de même que l'extrémité froide de son circuit grille accordé. Cette lampe est donc soustraite aussi bien au contrôle manuel de sensibilité qu'à l'action de la CAV. La plaque de la partie triode de la lampe est mise à la masse.

L'oscillateur local est équipé d'une pentode montée en triode. Il est du type à enroulement réactif séparé. Sur toutes les gammes, il oscille sur une fréquence supérieure de 465 kHz à celle du signal reçu. Les paddings se trouvent dans le bloc de bobinages, ainsi que les condensateurs de découplage. Chacune des inductances des trois gammes les plus basses en fréquences possède en outre un trimmer. Par contre, celles des gammes 4, 5 et 6 n'ont pas de trimmer, un petit condensateur fixe, ajusté une fois pour toutes en tenant lieu.

Les valeurs de ces condensateurs en parallèle sur l'enroulement accordé de l'oscillateur sont les suivantes :

Gamme 4, 7 pF ;

Gamme 5, 2 pF ;

Gamme 6, 4 pF .

Donnons également les points d'alignement pour les différentes gammes :

Gamme 1, 60 kHz et 160 kHz ;

Gamme 2, 160 kHz et 400 kHz ;

Gamme 3, 500 kHz et 1.400 kHz ;

Gamme 4, 1,4 MHz et 4 MHz ;

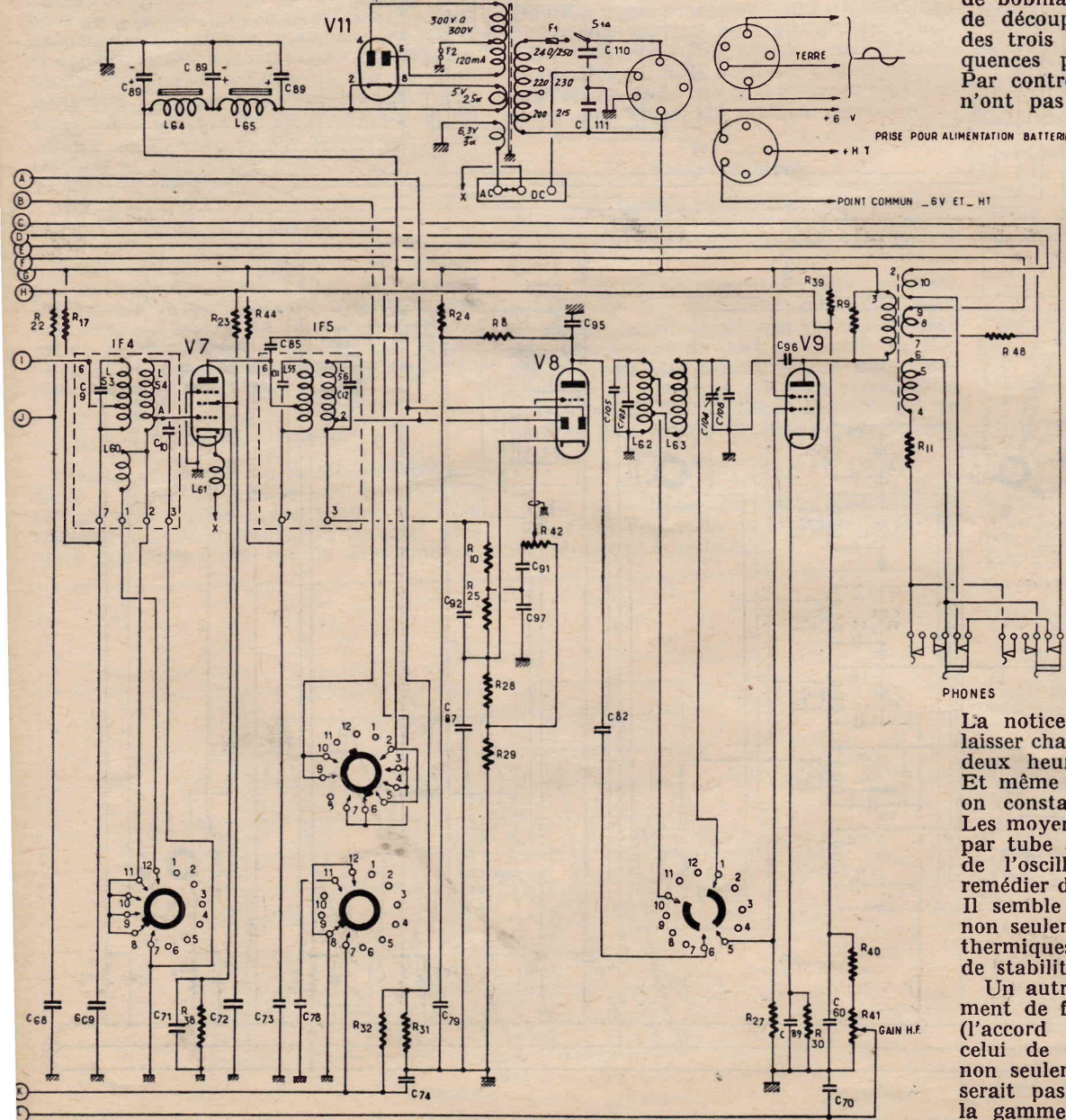
Gamme 5, 4 MHz et 11 MHz ;

Gamme 6, 11 MHz et 30 MHz.

L'instabilité de l'oscillateur local est l'un des points faibles de ce récepteur.

La notice d'utilisation précise qu'il faut laisser chauffer l'appareil pendant au moins deux heures avant de faire un réglage. Et même en observant cette prescription, on constate encore une sensible dérive. Les moyens classiques, tels la stabilisation par tube au néon de la tension anodique de l'oscillatrice, ne permettent pas de remédier de façon satisfaisante à ce défaut. Il semble bien que l'instabilité soit due, non seulement à des causes électriques et thermiques, mais aussi à une insuffisance de stabilité mécanique.

Un autre défaut du système de changement de fréquence employé est le pulling (l'accord de la mélangeuse réagit sur celui de l'oscillatrice). Cela se produit, non seulement sur la gamme 6 où ce ne serait pas trop anormal, mais aussi sur la gamme 5 et même sur la gamme 4,



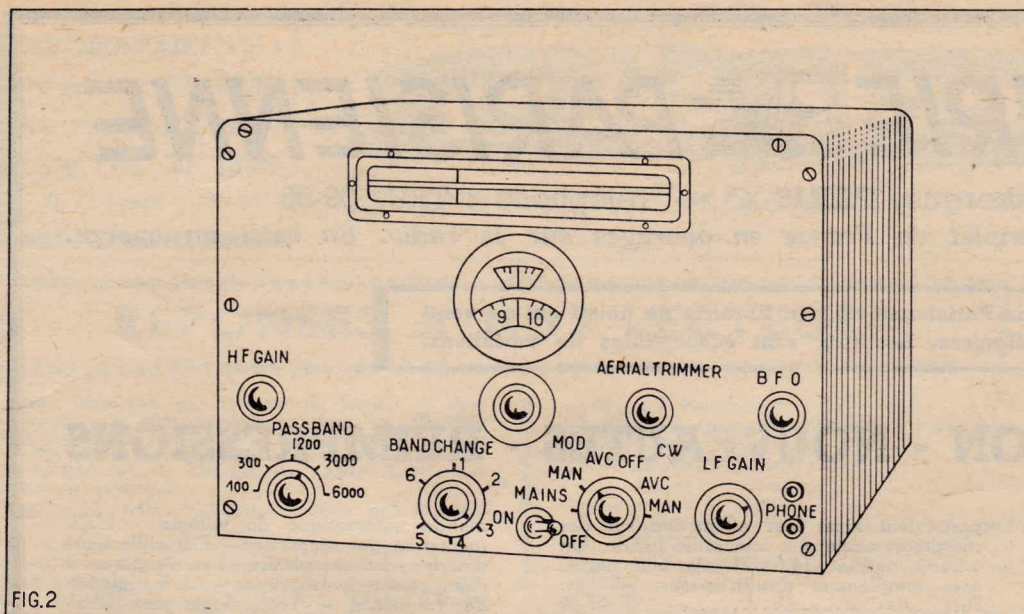


FIG.2

où c'est parfaitement abusif. Le mieux serait sans doute pour l'amateur très compétent de faire table rase du montage d'origine de la partie changement de fréquence et d'en remonter une autre selon un schéma ayant fait ses preuves et exempt des défauts que nous venons de signaler.

L'amplificateur MF à sélectivité variable.

Il constitue certainement la particularité la plus remarquable de l'appareil. Malheureusement, sa perfection technique en fait une arme à double tranchant et est souvent la source de sérieux déboires pour qui se trouve en présence d'un appareil ayant perdu son alignement primitif et ne dispose pas d'un véritable laboratoire. Nous connaissons des amateurs, qui ne sont pourtant pas manchots, mais qui y ont perdu leurs derniers cheveux ayant de s'avouer vaincus par le monstre.

Il faut dire que la présence du contacteur (S-10, S-11, S-12 et S-15) permettant de choisir la bande passante désirée n'ajoute rien à la clarté du circuit. Le circuit plaque de la mélangeuse attaque le premier transfo MF et le filtre à cristal. On remarquera que les deux enroulements accordés de ce transfo ne sont pas couplés inductivement mais se trouvent chacun dans un blindage séparé. Le neutrodynage du quartz (phasing) est effectué par report sur le primaire d'une fraction du voltage présent dans le secondaire. Le condensateur neutrodyne est situé dans le premier blindage alors que le cristal se trouve dans le second.

Sur les positions du contacteur correspondant aux bandes passantes de 6.000 Hz et de 3.000 Hz, le cristal n'est pas en service.

Les trois autres transfos MF ont des enroulements à Q élevé faiblement couplés. Chaque bobinage est accordé par son noyau magnétique ainsi que par un condensateur fixe. Une petite self auxiliaire fortement couplée au primaire est mise en série avec le secondaire de chacun des transfos 1F3 et 1F4 lorsque le contacteur est en position bande passante 6.000 Hz.

La bande passante la plus large obtenue avec le filtre à cristal en service est de 1.200 Hz, mais elle peut être réduite à 300 Hz et même à 100 Hz par l'action du contacteur sur le phasing ainsi que sur les impédances des circuits.

La position 6.000 Hz est, bien entendu, celle qui permet la meilleure intelligibilité de la parole et rend l'accord le moins pointu. Elle présente par contre le défaut

d'augmenter le bruit de souffle et se révèle généralement insuffisante sur les bandes amateurs encombrées. Elle ne sera utilisée que si le signal arrive très fort, en l'absence d'interférence.

Celle de 3.000 Hz donne une meilleure sélectivité et moins de bruit de fond. C'est celle qui convient le mieux pour la réception de la téléphonie et pour la recherche des stations.

La bande 1.200 Hz représente déjà une sélectivité trop élevée pour la réception confortable de la téléphonie. Elle convient à la réception de la télégraphie non modulée sur toutes les gammes.

Le manque de stabilité de l'oscillateur local, mentionné plus haut, réduit considérablement les avantages que l'on peut tirer de la sélectivité poussée de l'ampli MF. C'est ainsi que la sélectivité 300 Hz devient absolument inutilisable au-delà de la gamme 4 et celle de 100 Hz au-delà de la gamme 2. Ces positions sont donc dénuées d'intérêt pour la réception des bandes amateurs.

Détection et antifading.

Le contacteur S-13 (MOD-OFF-CW) permet, sur chacun des modes de fonctionnement, signaux modulés (MOD) ou signaux non modulés (CW), d'utiliser au choix l'antifading (AVC) ou le contrôle de sensibilité manuel (MAN). Cependant, le fonctionnement de l'antifading n'est pas le même sur la position (MOD) que sur (CW). Dans ce dernier cas, en effet, sa constante de temps est augmentée. Pour supprimer l'antifading il suffit de placer le contacteur sur l'une des deux positions (MAN).

La position (OFF) du contacteur correspond à ce qui est généralement appelé « stand-by » sur les postes de trafic, c'est-à-dire à une coupure de la haute tension de certains étages en laissant les filaments des lampes sous tension de façon à pouvoir reprendre instantanément l'écoute après une brève interruption.

L'une des diodes de la 6Q7, attaquée par un condensateur de 100 pF relié à la plaque de CAV. Afin d'obtenir l'action différée recherchée, la cathode est portée à une tension d'environ 17 V. En plus des découplages appropriés, une capacité supplémentaire de 1 μ F est mise en service sur la position CW pour augmenter la constante de temps. Cette dernière est de 0,1 s en modulé et de une seconde en CW.

La détection et la préamplification BF,

assurées par l'autre diode et par la triode de la 6Q7 sont classiques. On note cependant que l'extrémité froide du potentiomètre volume contrôle BF (LF GAIN) dont le curseur est relié directement à la grille de la triode va à une prise sur la résistance de cathode pour éviter une surpolarisation. La triode se trouve ainsi polarisée à - 1,8 V par rapport à la cathode.

Le BFO.

Le BFO est un oscillateur ECO-Colpi couplé à la détectrice par une capacité de 30 pF. L'oscillateur est à noyau magnétique ajustable. Le petit condensateur variable de 10 pF (C40) permet de faire varier sa fréquence d'oscillation de quelques kilohertz en plus ou en moins de la moyenne fréquence. Le réglage de la note de battement revêt en effet une importance très grande avec un ampli MF à bande passante étroite. La fréquence optimum de ce note est d'environ 1 kHz. C'est en effet cette fréquence que favorise le plus le filtre BF disposé entre la première lampe et la lampe finale.

La figure 2 montre la disposition des commandes sur le panneau avant de l'appareil, dont les dimensions sont : largeur, 40 cm, profondeur : 41 cm, hauteur, 31 cm. Le poste pèse environ 40 kg.

En plus des commandes que nous avons déjà mentionnées, on remarquera au milieu et en bas du panneau avant l'interrupteur d'arrivée du secteur (S1A), marqué « MAINS ON-OFF ».

Nous tenons à préciser, avant d'entamer par la nomenclature des pièces figurant sur le schéma général de l'appareil, que nous avons surtout présenté cette description pour son intérêt technique et pour venir en aide aux assez nombreux possesseurs de CR-100. Après les réserves que nous avons formulées, il est évident que ce récepteur n'est pas fait pour les amateurs peu expérimentés et qu'il doit intéresser les autres que s'il est offert à un prix modique.

Nomenclature des pièces.

R1, R2, R4, R5, R8 = 50 k.
R3, R7, R9, R24, R45, R46 = 20 k.
R6 = 50 Ω .
R10, R49, R50 = 200 k.
R11 = 470 k (sur le CR-100 et CR-100/2).
50 k sur les autres modèles.
R12, R29, R39, R40 = 10 k.
R13, R14, R15, R16, R17, R44, R57 = 2 k.
R18, R19, R21, R22, R23 = 5 k.
R20 = 40 k.
R25, R26, R43, R54, R56 = 100 k.
R27, R32 = 1 M Ω .
R28 = 1.200 Ω .
R30 = 500 Ω .
R31 = 500 k.
R33, R34, R35, R36, R37, R38 = 390 Ω .
R41 = potentiomètre 2 k (HF GAIN).
R42 = potentiomètre 500 k (LF GAIN).
R47 = 3 k.
R48 = 600 Ω .
R51, R52, R53 = 10 Ω .
R55 = 2 M Ω .
C1, C2, C3, C4 = CV quatre cages 437,5 pF.
C5, C6, C7, C8, C9, C10, C12 = 350 pF.
C13 = 20 pF.
C14 = 25 pF.
C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C29, C30, C31, C32, C33, C34, C35 = tables 5-50 pF.

FIG. 1

ments du montage est assuré par le commutateur. La section de gauche agit sur la pile et la section de droite sur le milliampèremètre.

Pour que les mesures soient correctes il faut que la tension d'alimentation soit toujours constante et indépendante de l'usure de la pile. Pour que cette condition soit remplie, on n'utilise pas directement la tension de la pile mais on a prévu aux bornes de cette dernière un potentiomètre P de $100\ \Omega$. La tension d'alimentation est prise entre une extrémité et le curseur de ce potentiomètre. On peut donc toujours par la manœuvre du potentiomètre régler la tension d'alimentation à la valeur requise.

Pour tarer cette tension d'alimentation il est nécessaire de pouvoir la mesurer. Pour cela on transforme le milliampèremètre en voltmètre en plaçant en série avec lui une résistance de $680\ \Omega$ et on branche ce voltmètre entre l'extrémité et le curseur du potentiomètre P. Ce circuit est réglé de manière que lorsque la manœuvre de P amène l'aiguille de l'appareil de mesure au milieu de la graduation la tension d'alimentation est correcte. Ce circuit de tarage est réalisé lorsque le commutateur D est en position « BAT ». A ce moment les paillettes 7, 10 et 11 de la section droite sont en liaison. Il en est de même pour les paillettes 5 et 6 de la section gauche à l'exclusion de toute autre. Vous pouvez constater alors en suivant les connexions sur le schéma que le milliampèremètre est shunté par une résistance de $10\ \Omega$ ce qui ajuste sa sensibilité à $10\ \text{mA}$, qu'il est bien en série avec une résistance de $680\ \Omega$ et que cet ensemble est branché entre l'extrémité 3 du potentiomètre P et son curseur.

Lorsque la vérification se fait pour un courant collecteur de $10\ \text{mA}$, la polari-

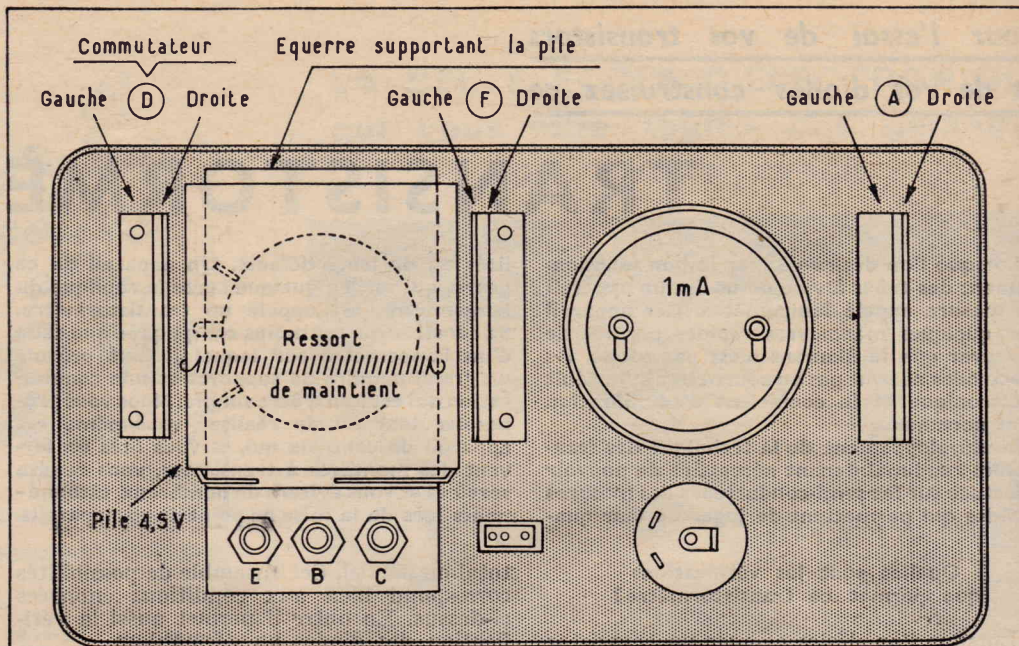


FIGURE 2

DISPOSITION DES PIÈCES DANS LE COUVERCLE

sation de base est obtenue par une résistance variable formée par le potentiomètre G. Cette disposition est réalisée par le commutateur D en position $10\ \text{mA}$ dont, sur la section de gauche, les paillettes 5 et 6 d'une part et les paillettes 1 et 2 d'autre part sont en contact. On a alors le milliampèremètre shunté par la résistance de $10\ \Omega$ (sensibilité $10\ \text{mA}$) et l'extrémité 3 du potentiomètre G reliée au curseur du potentiomètre P.

Lorsque la vérification se fait pour un courant collecteur de $1\ \text{mA}$ la polarisation de base est obtenue par un pont formé d'une résistance de $3.900\ \Omega$, du potentiomètre G et d'une résistance de $27.000\ \Omega$. Cette disposition est obtenue lorsque le commutateur D est en position $1\ \text{mA}$.

Dans une position, le commutateur A établit le circuit propice à la mesure du gain, et dans l'autre, le circuit permettant de mesurer le courant de fuite. Entre les deux se trouve une position de repos.

En position « gain » vous pouvez constater que le circuit s'établit de la façon suivante, si on considère le cas d'un transistor PNP. L'émetteur est relié au pôle + de la source d'alimentation tarée à travers une résistance de $270\ \Omega$. Le collecteur est relié à travers le milliampèremètre au pôle - de la source concrétisée par le curseur du potentiomètre P. Enfin la base est reliée au curseur du potentiomètre G qui règle sa polarisation et de ce fait le courant de base. On règle alors la position du curseur de G de manière à avoir le maximum de déviation du milliampèremètre ce qui indique un courant collecteur de 1 ou $10\ \text{mA}$ suivant le cas, et la position du commutateur D. Ce résultat obtenu on lit sur l'échelle correspondante du cadran du potentiomètre G, le gain fourni par le transistor. On vérifie s'il correspond à la valeur indiquée par le constructeur. Pour un transistor NPN le circuit est le même et la manipulation se fait de la même façon ; la seule différence est l'inversion de la pile et du milliampèremètre que l'on a eu soin d'opérer à l'aide du commutateur F.

Pour la mesure du courant de fuite le circuit établi par le commutateur A en position « fuite » est le même à cela près que la base du transistor n'est pas reliée au curseur du potentiomètre G. Ainsi on mesure à l'aide du milliampèremètre le courant collecteur émetteur qui doit être

aussi faible que possible. Le cadran de l'appareil de mesure possède une bande bleue que le courant de fuite d'un transistor ne doit pas dépasser sauf en ce qui concerne certains transistors BF de puissance.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Cet appareil est destiné à être placé dans un coffret métallique et toutes les pièces le constituant sont fixées sur la face supérieure de ce coffret. La figure 2 montre la disposition des organes sur ce panneau. On commence par mettre en place le support de transistor, les trois commutateurs, le milliampèremètre, les potentiomètres G et P.

On soude une résistance de $3.900\ \Omega$ entre une extrémité du potentiomètre « gain » et la paillette 9 du commutateur D droite. L'autre extrémité de ce potentiomètre est connectée à la paillette 2 du commutateur D gauche. Le curseur est relié à la paillette 3 du commutateur A gauche. On peut alors mettre en place les trois douilles isolées et la plaque support de pile qui se trouve fixée par les douilles.

Ensuite on continue le câblage. Sur la galeite D gauche on réunit les paillettes 4 et 5 et les paillettes 1 et 6 ; on soude une résistance de $27.000\ \Omega$ entre les paillettes 2 et 3, et une de $10\ \Omega$ entre la paillette 4 et la paillette 8 de la galeite D droite. La paillette 1 de la galeite D gauche est connectée à la paillette 10 de la galeite F droite.

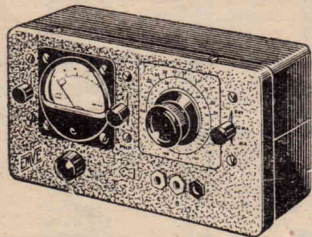
Sur la galeite D droite on soude une résistance de $680\ \Omega$ entre les paillettes 7 et 8 ; on relie la paillette 8 à la douille C et à la paillette 7 de la galeite F droite ; la paillette 10 à l'extrémité 3 du potentiomètre de $100\ \Omega$ et la paillette 11 à la paillette 8 de la galeite A droite.

Sur la galeite F gauche on relie ensemble les paillettes 2 et 6 et les paillettes 3 et 5. La paillette 1 est connectée à la paillette 8 de la galeite A droite et la paillette 4 à l'extrémité 1 du potentiomètre de $100\ \Omega$. Sur les paillettes 5 et 6 on soude les fils de branchement de la pile $4,5\ \text{V}$.

Sur la galeite F droite on réunit : les paillettes 8 et 12 et les paillettes 9 et 11. La paillette 8 est reliée à la cosse - du milliampèremètre et la paillette 9 à la cosse + de cet appareil de mesure. La paillette 11 est réunie au curseur 2 du potentiomètre de $100\ \Omega$. L'extrémité 3

DEVIS DU TRANSISTORMÈTRE - DIODEMÈTRE -

décrit ci-contre



PRIX FORFAITAIRE POUR
L'ENSEMBLE COMPLET EN
PIÈCES DÉTACHÉES

155.00

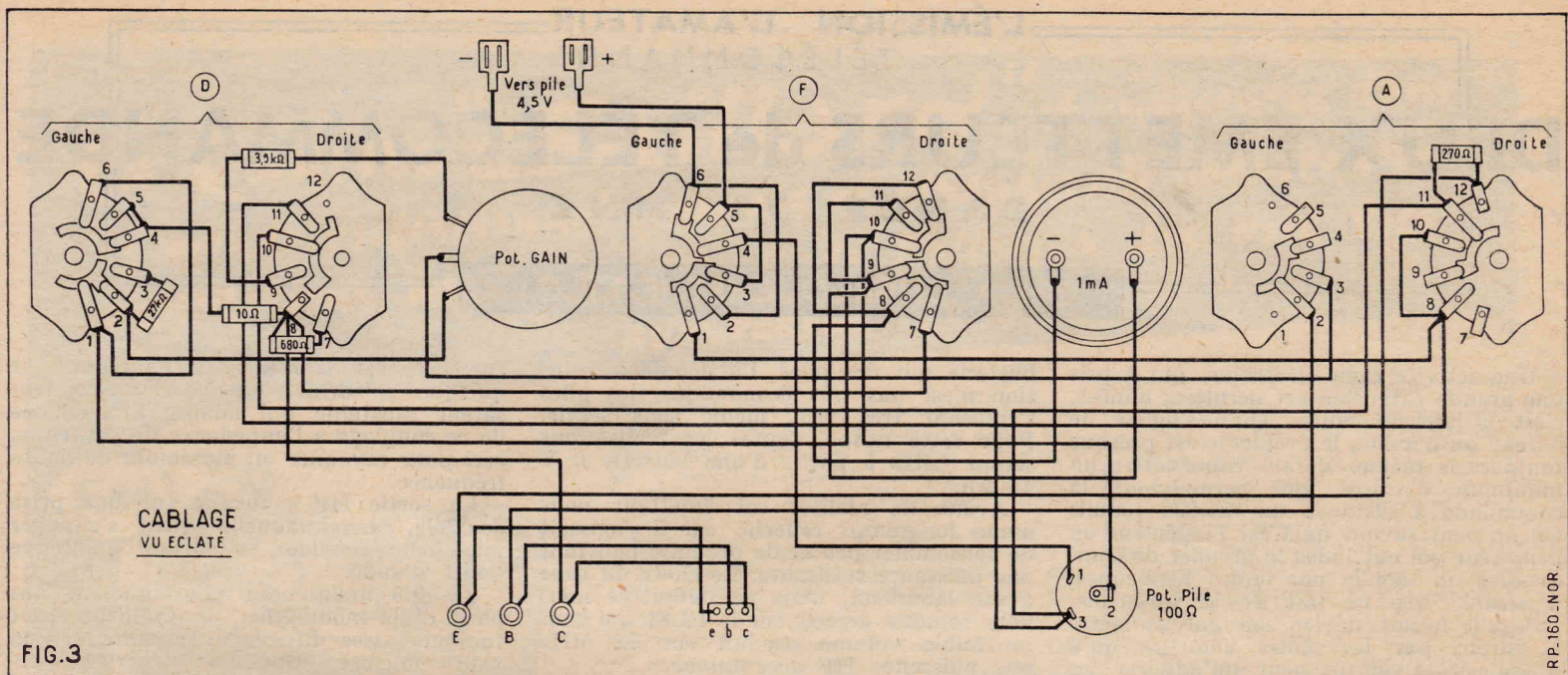
L'APPAREIL COMPLET EN
ORDRE DE MARCHÉ AVEC
NOTICE D'EMPLOI

205.00

Expéditions immédiates
contre mandat à la com ande

NORD-RADIO

149, rue La Fayette, PARIS-X^e
C.C.P. Paris 12 977-29 - TRUdaine 91-47



du potentiomètre de $100\ \Omega$ est reliée à la paillette 11 de la galette A droite. Entre les paillettes 11 et 12 de cette galette on soude une résistance de $270\ \Omega$. La paillette 12 est connectée à la douille E. Sur cette galette on réunit les paillettes 8 et 10. La paillette 2 de la galette A gauche est connectée à la douille B. Les douilles E, B et C sont reliées respectivement aux broches e, b et c du support de transistor.

Lorsque le câblage est terminé il faut le vérifier soigneusement. Ensuite on branche la pile en respectant les polarités et l'appareil est prêt à entrer en fonction.

Utilisation.

Nous allons résumer les différentes opérations qu'il faut exécuter pour l'utilisation de ce transistormètre.

1° Mesure du gain d'un transistor.

On effectue d'abord les opérations suivantes :

a) Placer le commutateur PNP-NPN sur la position convenable ;

b) Ajuster la tension de la batterie de piles en plaçant le commutateur D sur BAT et en tournant le bouton du potentiomètre de $100\ \Omega$ de manière à amener l'aiguille du milliampèremètre au milieu de l'échelle graduée. L'exactitude de ce tarage est importante pour la précision de la mesure. Ce tarage doit se faire en l'absence de transistor ;

c) Brancher le transistor.

d) Mettre le commutateur D sur 1 mA ou 10 mA suivant le type de transistor ;

e) Tourner le potentiomètre « gain » dans le sens des aiguilles d'une montre au maximum de rotation ;

f) Mettre le commutateur A en position « gain » avec la main gauche et tourner avec la main droite le potentiomètre « gain » jusqu'à ce que l'aiguille du milliampèremètre vienne en regard de la graduation maximum. On lit alors le gain sur la graduation du potentiomètre. Ce dernier possède deux échelles. Celle de 10 mA est utilisée lorsque le commutateur D est en position 10 mA et celle de 1 mA lorsque le même commutateur est en position 1 mA.

2° Mesure du courant de fuite.

Après le tarage indiqué plus haut (a-b-c) on met le commutateur E en position « fuite » et on lit le courant de fuite sur le milliampèremètre.

3° Vérification des jonctions.

a) Sur la position « fuite » si l'aiguille du milliampèremètre dévie brutalement à fond on peut conclure que les jonctions du transistor sont en mauvais état ou en court-circuit ;

b) Au contraire, si sur la position « gain » du commutateur A l'appareil de mesure n'accuse aucune déviation, il est vraisemblable que le transistor est coupé.

Pour que la mesure du gain soit exacte il importe que le courant de fuite ne dépasse pas $100\ \mu\text{A}$ pour les transistors de petites puissances.

4° Instabilités des transistors.

Les instabilités sont décelées par l'observation d'une petite oscillation de l'aiguille du milliampèremètre quand le commu-

tateur A est sur la position « fuite » et le commutateur D sur 1 mA.

Dans les mêmes conditions de vérification la tendance à l'emballement est visible quand l'aiguille ne reste pas stable et que le courant croît rapidement.

Utilisation pour le contrôle des diodes.

Comme nous l'avons déjà signalé cet appareil peut servir à la vérification de la qualité des diodes au germanium. Voici comment il faut procéder.

On branche la diode entre les douilles C et E (sens direct), en considérant C comme pôle positif et E comme pôle négatif.

On place le commutateur D sur 10 mA, le commutateur F sur NPN et le commutateur A sur « gain ». Le milliampèremètre doit dévier presque à fond. Cette mesure donne une notion de la qualité de la jonction dans le sens direct.

Ensuite la diode restant dans la même position on place le commutateur D sur 1 mA, le commutateur F sur PNP et le commutateur A sur « gain ». Le milliampèremètre ne doit pas dévier ou presque pas. On contrôle ainsi la valeur du courant inverse qui doit être aussi faible que possible.

A. BARAT.

L'AMATEUR ET LES SURPLUS

(Suite de la page 47.)

C36, C37, C39 = valeurs déterminées à l'essai.

C38 = trimmer d'antenne 25 pF.

C40 = CV du BFO 10 pF.

C41 = 2.000 pF.

C42 = 420 pF.

C43 = 7 pF.

C44 = 55 pF.

C45 = 150 pF.

C46 = 460 pF.

C47 = 1.190 pF.

C48 = 3.400 pF.

C49 = 10.000 pF.

C51 = 10 pF.

C52, C53, C54, C55, C56, C57, C58,

C59, C60, C61, C62, C63, C64, C65, C66,

C67, C68, C69, C70, C71, C72, C73, C74,

C75, C76, C77, C80, C81, C91 = 0,1 μF .

C78, C79 = 1 μF .

C82, C84, C110, C111 = 0,01 μF .

C83, C95, C97 = 500 pF.

C85, C92, C93, C94 = 100 pF.

C86 = 30 pF.

C87, C88 = 25 $\mu\text{F} \times 25\ \text{V}$.

C89 = 8 + 8 + 8 μF (400 V électrolytiques).

C96 = 2.000 pF.

C103, C104 = trimmers mica.

C105, C106 = 3.100 pF.

T1 = transfo d'alimentation modèle WQ 3244 Sh 1.

T2 = transfo de sortie modèle WIS 2578.

Q = cristal MF modèle WQ 3244/C Sh 14.

L61 = self de choc de 1 μH .

L64 = self de filtrage 8 H, 120 mA, 225 Ω modèle WQ 3244 Sh4.

J. NAEPELS.

DEUX ÉMETTEURS de TÉLÉCOMMANDE

par A. CHARCOUCHET (F.9.R.C.)

Une activité radio-électrique, qui a pris une grande extension ces dernières années, est la télécommande. Qu'il s'agisse de bateau ou d'avion, le problème est presque toujours le même. Il faut transmettre un minimum d'ordres, qui permettront la commande à distance du modèle réduit. On ne peut savoir, quel est l'ingénieur ou amateur qui eut l'idée le premier de commander un mobile par ondes herziennes, mais il semble que ce soit Hertz lui-même, puisqu'il faisait dévier son galvanomètre par un miroir, par les ondes amorties qu'il produisait. L'on ne peut qu'admirer les progrès qui ont été réalisés depuis.

Lorsqu'une fusée part de Cap-Canaveral et que le premier étage se détache du restant de la fusée, cette manœuvre est exécutée par une télécommande radio. Lorsque Lunik III revient vers la terre, et que les savants veulent connaître les enseignements recueillis au cours du voyage une interrogation est envoyée par radio, qui déclenche le magnétophone ayant servi à l'enregistrement des observations effectuées. Ces télécommandes sont très complexes et demandent une puissance très grande; les distances étant, elles aussi, très considérables et les complications, qu'elles entraînent, dépassent certainement le cadre de cet article.

Pour les amateurs, heureusement, le problème est simple :

La transmission d'ordres de télécommande se faisant dans leur cas toujours en vue directe entre l'émetteur et le récepteur, la puissance n'a pas besoin d'être très importante, lorsqu'on utilise un récepteur suffisamment sensible, tels les récepteurs à super-réaction.

Nous avons fait quelques essais statiques avec un récepteur muni d'une détection, et d'un ampli à transistors commandant un relais à lames vibrantes et les résultats ont été satisfaisants.

Presque toujours la télécommande de modèles réduits s'opère à l'aide d'émetteurs auto-oscillateurs et très rarement avec des émetteurs pilotés. Dans le premier système, la stabilité est incertaine, l'efficacité de l'émetteur est réduite du fait de la modulation sur l'oscillateur lui-même, ce qui revient à faire de la modulation de fréquence, et cette modulation étale la puissance HF sur une plage plus ou moins large, au lieu de transmettre sur une fréquence unique et fixe.

Dans le deuxième système, la complication est un peu plus grande, mais le rendement de l'émetteur est bien meilleur. Au point de vue HF, toute la puissance étant transmise sur la fréquence de travail.

Nous allons étudier maintenant quelques montages qui permettent des portées suffisantes pour le genre de travail demandé.

Emetteur auto-oscillateur.

La télécommande étant toujours un port d'extérieur, il ne faut pas compter sur le secteur pour pouvoir alimenter l'émetteur, il faut donc prévoir soit une

batterie soit des piles. La deuxième solution n'est pas très économique, les piles s'épuisant très vite, même sans servir. Pour cette raison, toutes les réalisations seront faites à partir d'une batterie 6 V 45 Ah.

Avant de réaliser cet émetteur nous avons longtemps réfléchi, car il s'agissait de consommer peu et de produire pourtant une puissance suffisante. Le choix du tube a été laborieux, mais en définitive nous nous sommes arrêtés sur le EL81 qui sous un faible volume produit sur 72 MHz une puissance HF acceptable.

D'autre part, comme le montage devait être oscillateur et amplificateur en même temps, il était nécessaire que les circuits grille et plaque soient largement séparés de façon qu'il n'y ait pas trop de cou-

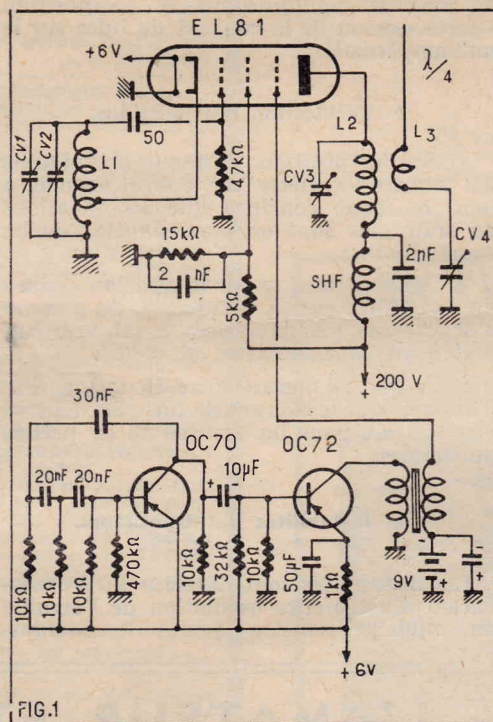


FIG. 1

plaque parasite entre eux, ce qui peut être réalisé avec la lampe EL81 puisque la plaque est sortie au sommet du tube. De cette façon un oscillateur ECO peut fonctionner entre grille et cathode et le restant de la lampe en amplificateur. Dans le montage ECO l'écran du tube sert de plaque et il faut stabiliser la tension appliquée à cette électrode pour ne pas avoir de variations de fréquence dues à ces variations de tension. Pour obtenir cette tension suffisamment stable nous avons utilisé un pont de résistances. Un raffinement serait de stabiliser cette tension par un VR150, un seul ennui : l'encombrement, qui d'ailleurs peut être réduit par l'emploi du tube miniature OA2 qui possède les mêmes caractéristiques.

La plaque est accordée sur la fréquence de travail par une self et un condensateur variable ou ajustable.

La haute fréquence produite par cet

émetteur est transmise à l'antenne par quelques spires de couplage et un condensateur ajustable qui adapte l'impédance de ce couplage à l'impédance de l'antenne, ceci pour rayonner un maximum de haute fréquence.

La sortie HF s'effectue sur une prise coaxiale, dans laquelle vient s'enficher une fiche coaxiale supportant l'antenne quart d'onde.

Jusqu'à maintenant nous n'avons pas parlé de la modulation, ce problème étant toujours assez difficile à résoudre si l'on veut concilier économie d'énergie électrique et efficacité de modulation. Dans une pentode comme la EL81 toutes les électrodes sont sorties, et l'on peut faire un bon nombre d'essais. D'autre part, comme nous avions l'idée d'utiliser des transistors et que ceux-ci ne délivrent pas — sauf quelques rares exceptions — une puissance QRO, c'est donc pour ne pas trop consommer et moduler à fond l'émetteur avec une faible puissance BF, la modulation supressor ou G3 qui a été utilisée.

Un premier transistor fournit une fréquence BF, en fonctionnant en oscillateur PHASE-SHIFT, comme l'appellent les Américains. Cette tension BF issue de l'oscillateur est appliquée à la base d'un deuxième transistor qui l'amplifie, et, par l'intermédiaire d'un transformateur porte à un potentiel variable, au rythme de la fréquence BF, la grille G3 de la lampe EL81.

Pour avoir une bonne stabilité, l'émetteur est toujours en fonctionnement, seule la BF est coupée quand aucun ordre n'est à transmettre. Il suffit donc de pousser un bouton sur le boîtier pour appliquer la tension sur les transistors et moduler l'émetteur.

Construction de l'émetteur auto-oscillateur (fig. 1).

Nous l'avons vu plus haut, la partie cathode, grille et écran, fonctionne en oscillateur ECO. Le circuit oscillant (L1) est composé d'une self de 5 spires de fil émaillé de 70/100, bobinée avec un espacement entre spires égal au diamètre du fil, sur un mandrin de 10 mm de diamètre en bakélite HF, sans noyau de fer. L'une des extrémités de la self est réunie à la masse. La prise cathode assurant l'entretien de la réaction est réalisée à une spire à partir du côté masse. L'extrémité encore libre est réunie à la grille par un condensateur de 50 pF. La fuite de grille est obtenue par une résistance de 47.000 Ω réunie à la masse. L'accord sur la fréquence de travail est obtenu par deux condensateurs ajustables à air. Un premier de 10 à 15 pF qui permet de trouver la bande 72 MHz et un deuxième de 7 pF tubulaire si possible du type professionnel qui permet de se régler dans la bande et ainsi de signaler les réglages. Si l'on veut avoir une bonne stabilité de la fréquence, il faut que le montage soit très rigide.

L'écran est porté à un potentiel HT, le plus stable possible, à l'aide d'un pont

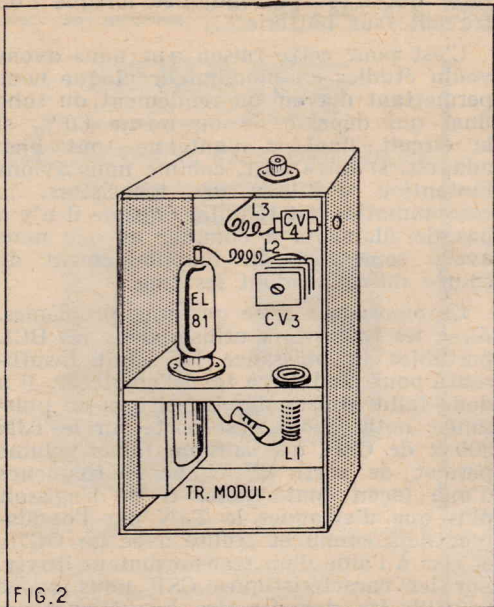


FIG. 2

de résistances 1 W ayant respectivement 15.000 et 5.000 Ω . Il est découplé à la masse par un condensateur de 2.000 pF céram. Le suppressor ou G3 est réuni à un transformateur d'impédance, l'adaptant au circuit BF. A travers ce transformateur on applique sur le suppressor une tension négative de 9 V fournie par une petite pile. Le point froid du transformateur de modulation est découplé à la masse par un condensateur de 50 μ F 50 V. Ce condensateur a pour but de diminuer la résistance interne de la pile, ce qui limiterait la profondeur de modulation.

La plaque est réunie à un circuit oscillant composé d'un condensateur variable ou ajustable de .10 pF, sur les lames fixes duquel vient se fixer un côté de la self plaque, laquelle est composée de 7 spires de fil de 10/10 argenté ou étamé, bobinées en l'air sur un diamètre de 12 mm, l'autre extrémité étant fixée sur une cosse relais. Le côté froid de la self est découplé à la masse par un condensateur de 2.000 pF. La haute tension est fournie à la plaque par une self de choc, réalisée sur une résistance de 1/2 W miniature d'une valeur de 47.000 Ω , en bobinant 35 tours de fil émaillé de 30/100.

Modulation.

L'oscillateur basse fréquence est très classique et peut se résumer de la façon suivante : une cellule composée de deux condensateurs et de trois résistances fixe la fréquence d'oscillation, la réaction est entretenue par le condensateur de 20.000 pF placé entre le collecteur et l'entrée de la cellule. L'émetteur du transistor OC70 est directement relié à la masse. La basse fréquence produite par cet oscillateur est recueillie sur le collecteur par un condensateur de 10 μ F et appliquée sur la base du deuxième transistor OC72, laquelle est portée à un potentiel positif par rapport au collecteur et négatif par rapport à l'émetteur. Ceci est réalisé par deux résistances, une de 2.200 Ω entre le + 6 V de la batterie et la base, l'autre placée entre la base et la masse, étant d'une valeur de 10.000 Ω . L'émetteur est relié au + 6 V par une résistance de 1.000 Ω et découplé à la masse par un condensateur de 50 μ F. Le collecteur est réuni à la masse (négatif, puisque le transistor OC72 est un PNP)

à travers le transformateur de modulation de rapport 1/5.

La porteuse HF étant constamment en fonctionnement, il suffit pour transmettre un ordre d'appliquer la tension 6 V sur les transistors pour moduler l'émetteur et obtenir le collage du relais du récepteur.

Alimentation.

L'alimentation est assurée par un transformateur et un vibreur synchrone (c'est-à-dire que ce type de vibreur redresse lui-même la haute tension produite par le secondaire du transformateur) ces deux pièces étant prévues pour fonctionner sous une tension de 6 V. Le filtrage doit être efficace c'est pour cela que la self a une résistance de 500 Ω et les deux condensateurs de filtrage, une valeur de 32 μ F minimum. N'importe quelle alimentation convient du moment qu'elle délivre une tension de 200 V sous 50 mA.

Le filament de la lampe EL81 sera commandé par un interrupteur et la HT par un autre qui appliquera le 6 V sur le système transformateur vibreur, ce qui permet de faire chauffer la lampe avant d'appliquer la HT.

L'alimentation réalisée dans un boîtier séparé prévu pour pouvoir être posé sur le sol, tandis que l'émetteur sera tenu à la main, la liaison entre ces deux parties étant assurée par un câble souple à plusieurs conducteurs. Le boîtier alimentation contiendra la pile de polarisation pour ne pas alourdir et encombrer le boîtier émission.

L'émetteur est réalisé sur le panneau avant du boîtier, les figures 2 et 3 montrent les trois pièces dont les dimensions en millimètres une fois montées sont de 90x90x150. Il faudra choisir un transformateur de modulation miniature pour occuper le moins de place possible, quant aux deux transistors, ils seront montés sans support sur un morceau de cosse relais, de cette façon ils ne tiendront que peu de place. Il faudra autant que possible les éloigner de la lampe pour éviter l'échauffement.

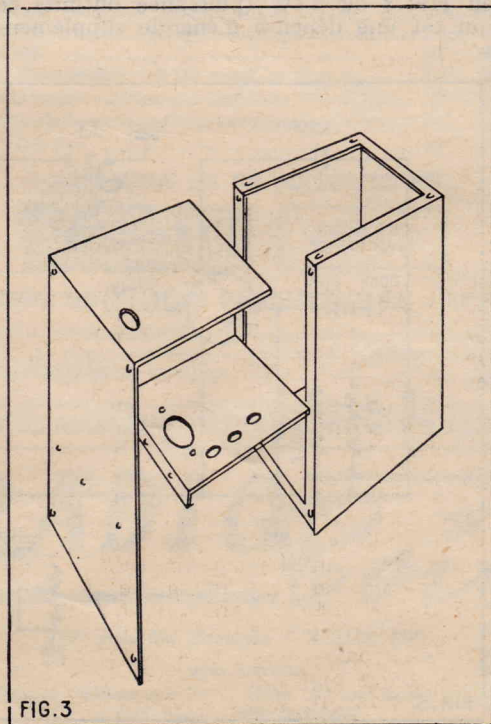


FIG. 3

Emetteur piloté par quartz.

Dans le deuxième schéma que nous leur proposons aujourd'hui, nos lecteurs reconnaîtront l'oscillateur qui a déjà été utilisé dans un montage d'émetteur pour radio-communication sur la bande 72 MHz publié précédemment. C'est donc un oscillateur Jones (1).

La fréquence du quartz qui est de 18.000 kHz nous donne sur la plaque de la 6AK5 oscillatrice après multiplication par 4 la fréquence 72 MHz, mise en évidence par un circuit accordé sur cette fréquence.

Par une self de couplage, la HP est transmise aux grilles de la 6J6, laquelle amplifie ces oscillations et les restitue sur les plaques.

Il n'est pas question cette fois d'appliquer la modulation sur la grille suppressor, puisque la 6J6 est une double triode. Après quelques essais entraînant des dépenses ou des consommations exagérées d'énergie, nous nous sommes arrêtés sur la modulation grille. L'excitation étant très suffisante pour ce genre de modulation, et comme l'ampli du précédent montage était encore en état de fonctionnement nous l'avons inséré dans le circuit grille ce qui nous a permis de moduler honnêtement l'émetteur.

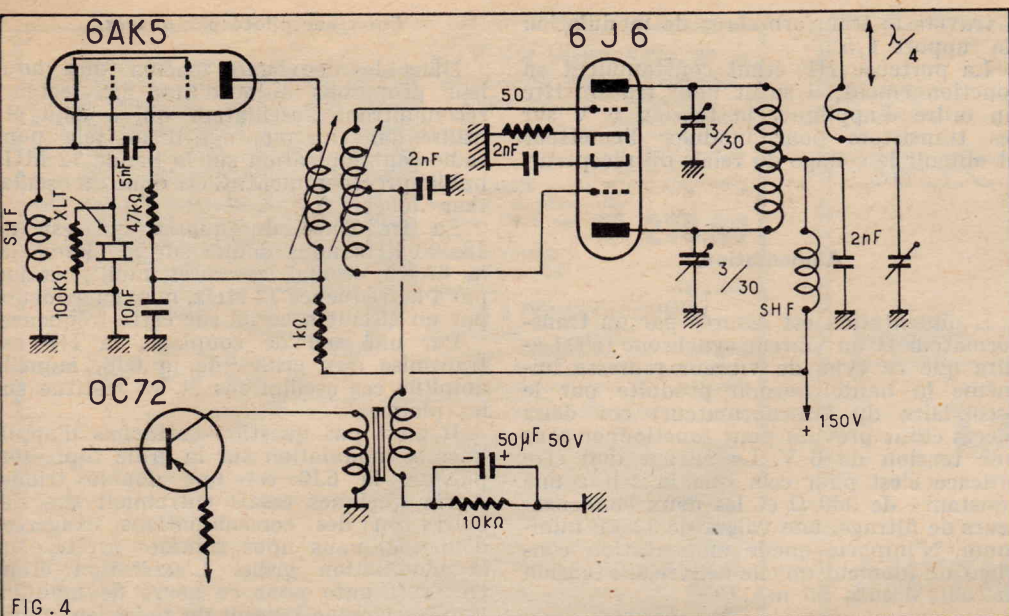
Construction de l'émetteur piloté par quartz (fig. 4).

L'oscillateur Jones est entretenu par une réaction cathode. Pour produire cette réaction il faut que dans la cathode se trouve un circuit résonnant sensiblement sur la fréquence du quartz. De nombreux systèmes sont préconisés mais tout dépend de l'activité du quartz. Pour certains, une simple résistance plus ou moins découplée par un condensateur suffit, pour d'autres, il faut utiliser une self de choc prévue pour la bande de fréquences du cristal pour d'autres, enfin, il faut un circuit accordé aux alentours de la fréquence. D'autre part, plus le rang d'harmoniques demandé à la sortie est grand, plus il faut de réaction sur la cathode.

Pour le cristal que nous utilisons, la self est composée de 45 spires de fil de 35/100 émaillé bobiné sur un mandrin de 8 mm de diamètre. Avec certains montages très bien faits, sans capacités parasites, il faudra recourir à un condensateur ajustable de 3/30 pF qui, en parallèle sur la self amènera celle-ci à la résonance. Ce point est le seul délicat, il faudra faire quelques essais pour voir quel est le meilleur montage pour la quartz utilisé. Il est une vérification à faire qui consiste à retirer le quartz de son support et à constater si le montage continue à fournir de la HF. Dans ce cas, la réaction est trop puissante il faut alors, soit amortir le circuit de réaction par une résistance, soit le désaccorder par un moyen quelconque.

La cathode est donc à la masse par une self ou autre. Dans la grille nous trouvons le quartz qui oscille sur la fréquence de 18.000 ou plus, mais il faut quand même calculer sa valeur pour ne pas sortir de la bande 72 MHz qui est allouée à la télécommande. Le quartz est shunté par une résistance de 100.000 Ω servant de fuite de grille. L'écran est alimenté en HT par une résistance de 47.000 Ω . Le découplage de l'écran est effectué sur la cathode par un condensateur de 5.000 pF, ce qui produit la réaction, l'écran jouant le rôle de plaque pour l'oscillateur 18.000 kHz et celui de grille pour la multiplication par quatre. Dans la plaque de cette 6AK5 nous trouvons un circuit oscillant accordé

(1) Voir le n° 146, article sur les oscillateurs à quartz.)



sur 72 MHz et composé de 15 spires de fil de 30/100 sous soie, bobinées en spires jointives sur un mandrin de 8 mm. L'accord s'effectue par un noyau de poudre de fer, par les capacités parasites du câblage et de la lampe. La HT est fournie à la plaque et à l'écran de cette lampe par une résistance de 1.000 Ω découplée à la masse par un condensateur de 10.000 pF.

La HF est transmise à la grille par un bobinage de deux fois trois spires et demie de fil de câblage sous vynil, directement bobiné sur le circuit plaque de la 6AK5.

Le point milieu est découplé par un condensateur de 2.000 pF, et réuni à la masse à travers le transformateur de modulation par une résistance de 10.000 Ω découplée par un condensateur de 50 μ F 50 V. Le point milieu du bobinage sert de point de test pour l'accord de la plaque de la 6AK5, le réglage s'effectuant au maximum de déviation de l'appareil de mesure. Il faut utiliser un galvanomètre suffisamment résistant pour ne pas diminuer la résistance de fuite de grille pendant la mesure ce qui fausserait celle-ci.

Les cathodes, qui dans ce type de lampe sont communes, sont réunies à la masse par une résistance de 50 Ω découplée par un condensateur de 2.000 pF. Cette polarisation a pour but de limiter le courant plaque au cas où la lampe ne reçoit pas l'excitation de la 6AK5, et se trouve de la sorte non polarisée. Les plaques sont réunies à un circuit oscillant composé de deux fois trois spires de fil argenté ou étamé de 9/10, bobiné en l'air sur un diamètre de 10 mm, l'accord est obtenu à l'aide de deux condensateurs 3/30 pF ajustable à air, tubulaires, série professionnelle, à la fixation par vis. Le point milieu de la self est réuni à la HT par une self de choc, réalisée en bobinant trente spires de fil émaillé de 30/100 sur une résistance de 47.000 Ω 1/2 W, et, découplé à la masse par un condensateur de 2.000 pF.

Le couplage à l'antenne s'opère comme dans le montage précédent par quatre à cinq spires de fil isolé couplées au centre de la self, et adaptées par un condensateur ajustable à l'impédance de l'antenne, laquelle sera toujours un quart d'onde vertical.

Modulation.

Nous venons de le voir, le transformateur de modulation est intercalé dans le retour de grille et permet ainsi la modulation de l'émetteur. Le modulateur est le même que celui du montage précédent

et il suffit de s'y reporter pour avoir le schéma.

L'alimentation ne devra être cette fois-ci que 150 V sous un débit de 40 à 50 mA. Il suffira d'intercaler, avant filtrage, une résistance qui, avec un débit de 50 mA, ramènera la tension à une valeur normale. Cette opération peut être faite sur l'alimentation du précédent montage.

La disposition ne sera pas la même que pour le précédent montage, cette fois-ci les tubes seront montés sur un platine que l'on fixera une fois câblée dans une boîte identique à la première (prévoir les fixations avant de faire le câblage); la figure 6 donne une idée de la disposition.

Modulation plaque (fig. 5).

Les modulations grille G3 ou G1 et même G2 (écran) donnent de bons résultats en télécommande comme d'ailleurs en émission d'amateur, mais elles sont d'un mauvais rendement au point de vue HF entre 30 et 40 %. C'est-à-dire que pour une puissance appliquée au circuit final de 10 W (puissance input) le tube restitue en HF 3 ou 4 W (puissance output) ce qui est une dépense d'énergie supplémen-

taire qui n'est pas indiquée lorsque l'on travaille sur batterie.

C'est pour cette raison que nous avons voulu étudier un modulateur plaque nous permettant d'avoir un rendement du tube final qui dépasse 50 ou même 60 % si le circuit final et l'antenne sont bien adaptés. D'autre part, comme nous avions l'intention d'utiliser des transistors, la consommation est réduite, puisque il n'y a pas de filaments à chauffer et que nous avons seulement un fonctionnement de courte durée pendant les tops.

Ce montage a posé quelques problèmes. Avec les transistors utilisés dans les BCL portables la puissance BF était insuffisante pour moduler à fond l'émetteur. Il a donc fallu utiliser des transistors de puissance, notre choix s'est porté sur le TJN 300/2 de CSF, qui sous un faible volume permet de sortir 2 W basse fréquence d'une façon confortable. Il ne s'agissait plus que d'attaquer le TJN par l'oscillateur déjà connu et réalisé avec un OC70, et ceci à l'aide d'un transformateur driver. Sur les caractéristiques CSF nous avons recueilli les données des transformateurs driver et de sortie que nous avons adaptés à nos besoins personnels.

Donc l'oscillateur BF est toujours le même, il suffit de se reporter aux schémas précédents. Au lieu d'une résistance dans le collecteur de ce transistor, nous trouvons l'enroulement L1, primaire du transformateur T1.

Le second transistor est monté avec collecteur à la masse pour le courant continu, ce qui permet de lui adjoindre une grosse rondelle de refroidissement évitant au transistor un débit exagéré et quelquefois un emballement, lorsque la température de la jonction devient trop élevée. Le transformateur de sortie possède un deuxième enroulement ayant le même nombre de tours que le primaire et destiné à ramener à la base du transformateur driver la totalité de la tension alternative de l'émetteur à la masse en alternatif, tout en ayant en continu l'avantage d'avoir dans l'émetteur la résistance ohmique du primaire du transformateur de sortie, ce qui lui donne un meilleur coefficient de stabilité.

(Suite page 59.)

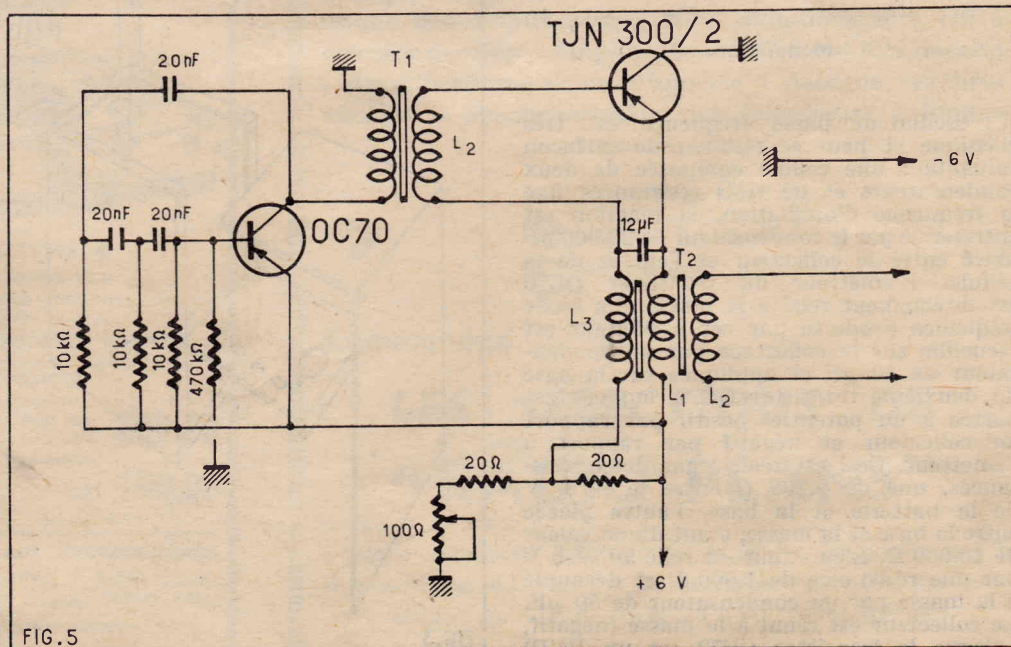


FIG. 5

A LA RECHERCHE DU VIDE...

par Roger DAMAN, Ingénieur E.S.E.

Un récent article de cette série traitait de la nature des rayons cathodiques. Ceux-ci ont été découverts en réalisant un « vide » de plus en plus parfait dans un « tube à décharge ».

On arrive ainsi au tube à rayons cathodiques à cathode froide. C'est l'ancêtre du moderne tube qui équipe aujourd'hui aussi bien les oscilloscopes que les traceurs de courbes ou les récepteurs de télévision ; c'est aussi l'ancêtre du tube à rayons X aussi bien que du spectrographe de masse et d'une étonnante lignée de « tubes électroniques ». ma caractéristique commune à tous ces dispositifs c'est la réalisation d'un VIDE dit MOLÉCULAIRE.

Avant d'aller plus loin dans cette exploration de l'électronique il nous semble utile d'expliquer cette expression et de montrer quels sont les moyens dont la science et l'industrie disposent pour réaliser ce vide...

On peut, en effet, être certain que l'électronique actuelle n'existerait pas si l'INDUSTRIE DU VIDE ne permettait pas d'atteindre les résultats qui sont indiqués dans l'article suivant.

Qu'est-ce que le vide ?

Tout le monde sait — ou croit savoir — plus ou moins confusément, ce qu'il faut entendre par cette expression : *le vide*. Un endroit est vide quand il n'y a rien dedans. Si l'on veut donner un sens réel à cette expression, on peut cependant éprouver un certain nombre de difficultés. La raison en est bien facile à comprendre : le vide parfait n'existe nulle part. Ainsi se trouve justifiée l'expression bien connue que *la Nature a horreur du vide*. Le vide est une vue de l'esprit. C'est la limite vers laquelle on peut « tendre » mais sans espoir de l'atteindre jamais.

Vide barométrique.

Pendant longtemps, le *vide barométrique* a été considéré comme le meilleur vide qui se puisse réaliser.

Un tube de verre d'au moins 90 cm de longueur est rempli de mercure, puis renversé avec précaution sur une cuve remplie du même liquide. Le niveau s'abaisse jusqu'à une hauteur qui est en moyenne de 76 cm (fig. 1). Au-dessus du mercure règne naturellement le *vide barométrique*. Mais il est bien évident qu'il ne s'agit pas là du *vide absolu*. Dans la chambre barométrique règne en réalité une pression qui est au moins égale à la tension de vapeur du mercure à la température de l'expérience. On améliore très nettement ce vide en refroidissant la chambre barométrique à la température de l'air liquide.

On pourrait d'ailleurs remplacer le mercure par de l'eau, à condition de pouvoir disposer d'un tube d'une dizaine de mètres de hauteur.

En réalité, la pression est encore plus élevée que la valeur indiquée, parce que le mercure peut comporter des impuretés. De plus, il est fort difficile d'éviter la présence de quelques bulles d'air collées aux parois du tube. Celles-ci montent dans la chambre barométrique, au moment où l'on renverse le tube sur la cuve à mercure. Le tube barométrique constitue en réa-

lité un manomètre qui permet non seulement d'évaluer la pression atmosphérique, mais aussi, par comparaison, toute autre pression. D'où, précisément, l'habitude qui est aujourd'hui à peu près universelle d'évaluer (si l'on peut dire) la « grandeur » d'un vide en « centimètres », ou une quelconque fraction de *centimètres de mercure*.

Du tube de radio aux espaces inter-nébuleuses...

Quelles sont les plus faibles pressions qu'on puisse, non pas seulement réaliser, mais encore mesurer ?

Les anciennes machines mécaniques à faire le vide permettaient péniblement de descendre au-dessous du « millimètre de mercure ».

Les pompes moléculaires, dont nous expliquerons le principe plus loin, permettent de franchir un pas décisif. Le vide qui règne dans nos tubes à rayons cathodiques et dans nos tubes amplificateurs est de l'ordre du dix millionième de millimètre de mercure.

Au-delà de cette valeur (10 mm/Hg), les mesures de pressions deviennent difficiles et discutables. Certains physiciens prétendent obtenir des vides beaucoup plus élevés de l'ordre de 10^{-15} millimètres de mercure. En admettant qu'ils soient atteints, ces vides ne peuvent être obtenus qu'à titre provisoire : il est à peu près impossible de les conserver.

Où peut-on trouver mieux ?

Tout le monde sait que la pression atmosphérique est causée, peut-on dire, par la masse d'air qui pèse sur nos épaules. A mesure qu'on s'élève au-dessus de la terre,

la pression diminue. C'est même un des moyens de mesurer l'altitude. Le physicien Laplace a établi une formule permettant de calculer la pression à une altitude quelconque pour une température donnée. Ainsi, à une altitude de 100 km au-dessus du niveau de la mer, la pression résiduelle est de l'ordre de 10^{-8} millimètre de mercure.

L'incertitude est toutefois assez grande en ce qui concerne la température à ces altitudes élevées. Toutefois, les résultats récents fournis par les « fusées » et les satellites artificiels semblent confirmer à peu près la formule de Laplace.

Pour atteindre le vide de nos tubes à rayons cathodiques (10^{-6} à 10^{-7} millimètre de mercure) il faut s'élever jusqu'à 200 km au-dessus du sol.

Le vide absolu n'existe pas.

A quelle distance de la terre peut-on considérer qu'il n'y a plus rien... c'est-à-dire qu'on est en présence du *vide absolu* ?... La réponse est simple : *en quelque endroit qu'on se trouve, il y a toujours quelque chose !*

Certaines aurores boréales peuvent se manifester jusqu'à environ 1.200 km d'altitude, ce qui prouve qu'il existe encore des « ions » à cette altitude. D'ailleurs, entre la terre et le soleil existe toujours un courant de particules ionisées. Les couches ionisées responsables de la propagation des ondes courtes à grande distance sont situées parfois à 600 km d'altitude.

Mais au-delà du soleil ? Même en quittant le système solaire, même en quittant la « galaxie », c'est-à-dire l'immense amas d'étoiles dont notre soleil n'est qu'une modeste unité, en s'élançant dans les gouffres effroyables, larges de millions d'années lumières qui séparent les nébuleuses, il y a encore une sorte d'atmosphère. La pression moyenne est généralement estimée à 4×10^{-21} millimètre de mercure. C'est peu, mais c'est suffisant pour conclure que le « vide absolu » n'est réalisé nulle part, et que cette expression ne correspond qu'à une vue de l'esprit.

Un autre aspect des choses

Considérons la pression de 10^{-7} millimètre de mercure... c'est à-dire de 1 dix-millionième de millimètre de mercure qui règne dans nos tubes à rayons cathodiques. On pourrait être tenté de dire que ce chiffre inimaginablement petit correspond pratiquement à l'absence totale de matière. On ferait ainsi une erreur grossière. Notre imagination est, en effet, aussi impuissante en ce qui concerne les trop petits chiffres, qu'en ce qui concerne les trop grands...

Un calcul élémentaire va nous le montrer...

A la pression normale de 760 millimètres de mercure, un volume de 22,4 litres (ou 22.400 cm³) contient environ 6×10^{23} molécules d'un gaz quelconque. Ce dernier nombre est le même pour toutes les sortes de gaz. C'est le nombre d'AVOGADRO.

En conséquence : 1 cm³ contient $2,7 \times 10^{19}$ molécules dans les conditions normales.

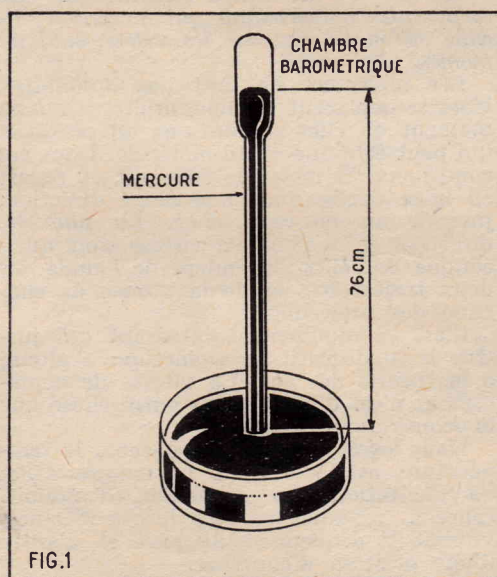


FIG. 1. — Pendant longtemps, le « vide barométrique » a été considéré comme le meilleur vide qui se puisse réaliser. En réalité la chambre barométrique est soumise à une pression qui est la tension de vapeur du mercure à la température de l'expérience.

INTERESSANT. DOCUMENTÉ. GAI

DANS chaque FAMILLE
POUR toute la

ALMANACH

VERMOT

1960

ALMANACH

VERMOT

1960

216 PAGES • 1000 ILLUSTRATIONS

• 20.000 LIGNES DE LECTURE

2,50 NF
250 Fr

COLLECTION

LES SÉLECTIONS DE "SYSTÈME D"

Numéro 61 :

TREIZE THERMOSTATS
POUR TOUS USAGES

Prix : 0.60 NF

Un petit ouvrage qui vous rendra de
grands services

Ajoutez pour frais d'expédition 0,10 NF 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.

INTERESSANT. DOCUMENTÉ. GAI

DANS chaque FAMILLE
POUR toute la

ALMANACH

VERMOT

1960

ALMANACH

VERMOT

1960

216 PAGES • 1000 ILLUSTRATIONS

• 20.000 LIGNES DE LECTURE

2,50 NF
250 Fr

Le nombre de molécules contenues dans un volume donné est directement proportionnel à la pression. On peut donc en déduire immédiatement qu'à la pression de 10^{-7} , 1 cm³ contient 3,6 milliards de molécules.

On ne peut vraiment pas dire qu'un volume aussi petit que 1 cm³, contenant 3 milliards et demi d'objets soit vide...

Ainsi, découvrons-nous un aspect tout-à-fait différent des choses, suivant que nous envisageons une grandeur ou une autre.

Pour mieux connaître la réalité de ce qui nous entoure, il n'est pas d'autre moyen que d'essayer de comprendre ces différents aspects. C'est ce qui nous permet de faire la *Théorie cinétique des gaz*. Notre propos n'est pas d'en faire un exposé complet à nos lecteurs : il serait pour cela nécessaire de faire appel aux mathématiques supérieures. Nous pouvons toutefois tenter d'en expliquer les principaux thèmes. Nous pouvons alors mieux comprendre le fonctionnement des modernes machines à « fabriquer » du vide.

Qu'est-ce qu'un gaz ?

Tout le monde sait aujourd'hui que l'ultime état de division de la matière est l'atome. Celui-ci doit être défini comme : la plus petite partie d'un corps simple qui puisse conserver les propriétés chimiques de ce corps.

Les atomes ne restent généralement pas isolés. Ils se groupent en atomes de même nature pour constituer les molécules des corps simples. Ainsi l'oxygène se présente le plus souvent sous la forme O₂ ou, parfois, sous la forme O₃ (Ozone).

Les atomes se groupent aussi en atomes de nature différente pour former les molécules des corps composés. Ces groupements se font alors en nombres illimités. Certaines grosses molécules des corps organiques sont des réunions de plusieurs milliers d'atomes.

Dans les états solides et liquides, les molécules sont relativement très rapprochées les unes des autres. On dit qu'il s'agit d'états condensés. De plus, ces molécules exercent les unes sur les autres des forces de cohésion.

Dans l'état gazeux, ou état dispersé, les molécules n'exercent aucune force les unes sur les autres. D'ailleurs, la définition classique de l'état gazeux d'après la théorie cinétique est la suivante :

Un gaz est un milieu constitué par des corpuscules indépendants qui n'exercent aucune action les uns sur les autres, sauf au moment des chocs.

Les molécules ne sont pas immobiles. Elles se déplacent en ligne droite, jusqu'au moment où elles rencontrent un obstacle, qui peut être une autre molécule. Dans ces conditions, la molécule rebondit et repart en ligne droite dans une autre direction, jusqu'à un nouveau choc. La nouvelle direction et la nouvelle vitesse sont quelconques car elles dépendent de l'angle des deux trajectoires et de la vitesse de chacune des molécules.

C'est ce mouvement incessant qui justifie le qualificatif de « cinétique » ajouté à la théorie des gaz. La vitesse de déplacement n'est d'ailleurs pas autre chose que la température.

Dans les états solides et gazeux, la température est également la manifestation de l'agitation des molécules. Toutefois, celles-ci, retenues par les forces internes, vibrent pratiquement de part et d'autre d'une position d'équilibre.

Un gaz chaud, c'est un gaz dont les molécules sont animées de grande vitesse. Quand l'agitation cesse complètement, c'est qu'il s'agit de la température du zéro absolu. On conçoit ainsi parfaitement qu'il s'agisse bien d'un absolu, puisqu'il s'agit de l'arrêt d'un mouvement...

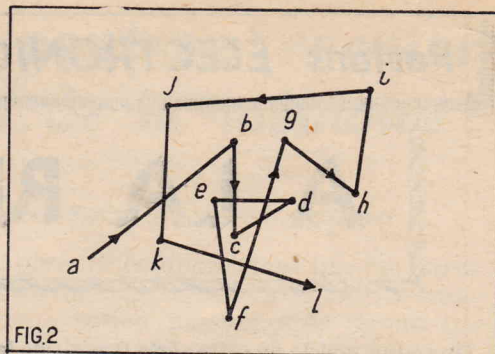


FIG.2

Fig. 2. — Si l'on pouvait suivre de l'œil les déplacements d'une molécule de gaz, on verrait que sa trajectoire est constituée par des segments de droite dont les longueurs et la direction sont absolument déterminées par le hasard. La distance entre deux chocs, comme *ab* est un libre parcours. Le libre parcours moyen est la moyenne arithmétique d'un très grand nombre de libres parcours.

Pression. Libre parcours moyen.

On sait qu'un gaz exerce une certaine pression sur les parois du récipient qui le contient. La théorie cinétique explique facilement cette pression. C'est, en effet, le résultat des chocs constants des milliards et des milliards de molécules contre la paroi. On peut d'ailleurs facilement calculer cette pression, par l'application des théorèmes de la mécanique rationnelle, en fonction de la masse des molécules, de leur vitesse (température) et de leur nombre (pression). Il est bien évident que la température réagit sur la pression... C'est un fait bien connu. Si l'on pouvait suivre de l'œil une molécule déterminée dans un gaz, on la verrait décrire un parcours compliqué, constitué par des segments de droite dont les longueurs et la disposition sont entièrement déterminées par le hasard. Cette trajectoire pourrait prendre, par exemple, l'aspect de la figure 2.

La molécule partant de *a*, a suivi la trajectoire *ab*. En *b*, elle a rencontré une autre molécule. Le choc a modifié sa direction et sa vitesse et le nouveau parcours a été *bc*. En *c* s'est produit un nouveau choc, etc.

La distance qui sépare deux chocs consécutifs est appelée un libre parcours. Ce libre parcours dépend évidemment de la pression (nombre de molécules dans un volume donné) ainsi que de la grosseur des molécules (c'est-à-dire de la nature du gaz). On conçoit facilement qu'on puisse définir un libre parcours moyen qui est tout simplement la moyenne arithmétique d'un très grand nombre de libres parcours. Dans le cas de la figure 2, ce serait tout simplement

$$l = \frac{ab + bc + cd + \dots}{n}$$

Pour une température et un gaz donnés, ce libre parcours ne dépend que de la pression. Cette notion de libre parcours est très importante pour l'étude des dispositifs électroniques. En effet, des troubles se manifestent dans un tube quand les électrons issus de la cathode rencontrent un grand nombre de molécules. Il se produit alors l'ionisation. Or, il est évident que la probabilité d'une rencontre est en relation directe avec le libre parcours moyen.

Quelques chiffres.

Il est bon maintenant de fixer les idées d'une manière plus nette en cherchant à chiffrer les phénomènes que nous venons de signaler.

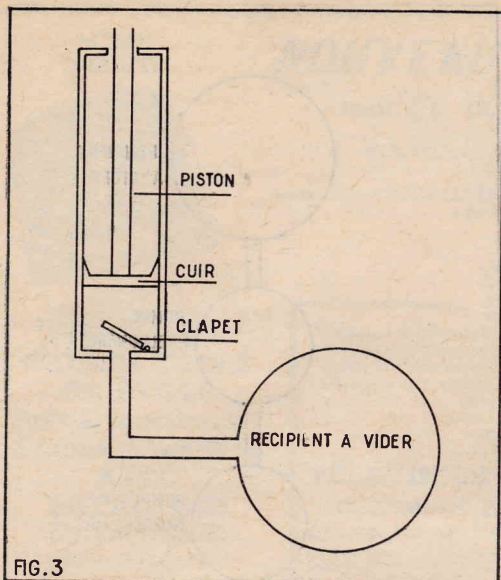


FIG. 3. — Les machines pneumatiques ou premières pompes à vide étaient comparables à une pompe à bicyclette dont le piston et la valve ont été inversés.

Prenons un cas particulièrement simple : celui de l'air et supposons pour simplifier, que les composants : oxygène, azote, gaz carbonique, etc., aient les mêmes constantes physiques que l'oxygène (ce qui est à peu près exact). A la pression atmosphérique normale, on trouverait que la vitesse moyenne des molécules est de l'ordre de 500 m à la seconde, que leur diamètre est de l'ordre de 3×10^{-8} centimètres et qu'à zéro degré centigrade, le libre parcours moyen est d'environ un dix millièème de millimètre.

Tout cela a d'ailleurs été traduit d'une manière excellente par Jean PERRIN dans son admirable ouvrage *les Atomes* (Alcan, éditeur). Nous lui empruntons la phrase suivante :

« Bref, chacune des molécules de l'air que nous respirons se meut avec la vitesse d'une balle de fusil, parcourt en ligne droite, entre deux chocs, à peu près dix millièème de millimètre, est déviée de sa course 5 milliards de fois par seconde et pourrait, en s'arrêtant, élever de sa hauteur une poussière encore visible au microscope. Il y en a 30 milliards de milliards dans 1 cm³ dans les conditions normales. Il en faut ranger 3 millions en file rectiligne pour faire 1 mm. Il faut en réunir 20 milliards pour faire un milliardième de milligramme. »

Dans nos tubes amplificateurs, le degré de vide est tel que le libre parcours moyen moléculaire est de l'ordre de 80 m (pour l'oxygène). Il est naturellement encore beaucoup plus grand pour les électrons dont le diamètre est au moins cent mille fois plus petit que celui des molécules. Il en résulte que les chocs entre électrons et atomes sont extrêmement rares.

Pour faire le vide.

M. de la Palisse aurait sans doute prétendu que, pour faire le vide dans un récipient, il suffit d'enlever ce qu'il contient... Tout le problème est là. En effet, nous avons indiqué plus haut quel nombre inimaginablement grand de molécules correspond à la pression normale. C'est une première difficulté.

Une autre provient du fait qu'il ne s'agit pas seulement de faire le vide : il faut aussi le conserver. Or, les molécules, dont les dimensions se mesurent en « angströms » (10^{-8} cm ou 1 dix millièème de millimètre) peuvent se glisser à travers les

moindres ouvertures. Il est très difficile d'éviter les fuites et, pour certains gaz, comme l'hydrogène, presque tous les matériaux sont poreux.

De plus, beaucoup de matériaux (le verre y compris) présentent une certaine tension de vapeur. En d'autres termes, ils s'évaporent. Il en résulte qu'un espace vide se remplit bientôt de la vapeur du corps qui le contient.

Enfin, la plupart des substances peuvent dissoudre des gaz ou les maintenir à leur surface (adsorption). Dans des conditions difficiles à contrôler, ces gaz se dégagent un jour... et viennent ainsi compromettre la qualité d'un vide...

Pompes et machines pneumatiques.

Les premières pompes, inventées au XVII^e siècle (Otto de Guericke) étaient des pompes « mécaniques ». Le principe est exactement celui d'une pompe à bicyclette dont on aurait inversé la rondelle de cuir embouti qui constitue le piston (fig. 3). Il faut y ajouter un clapet, également inversé par rapport à celui de la valve du pneumatique.

En soulevant le piston, le clapet s'ouvre, mettant en communication le récipient à vider avec le corps de pompe. Le volume augmente, la pression baisse.

Quand le piston est parvenu à la partie supérieure, le clapet se ferme et le gaz qui emplait le corps de pompe passe dans l'air extérieur grâce au joint de cuir embouti du piston.

Ce moyen primitif ne permet pas d'aller très loin dans le vide. Les machines pneumatiques qu'on trouve certainement encore aujourd'hui dans les cabinets de physique de nombreux établissements d'enseignement sont construites sur le même principe. Il y a généralement deux corps de pompes qui travaillent alternativement.

En pratique, on ne peut guère aller au-delà du millimètre de mercure avec de telles machines et cela, au prix d'efforts prolongés et pénibles.

Pompe à palettes.

Le principe de base des modernes pompes à palettes n'est pas différent de celui des machines pneumatiques. Il est facile

FIG. 4. — Dans la pompe à palettes le mouvement discontinu de la « machine pneumatique » (fig. 3) a été remplacé par un mouvement de rotation continu. L'amélioration est considérable. La vitesse de pompage est beaucoup plus grande et la limite du vide beaucoup plus reculée.

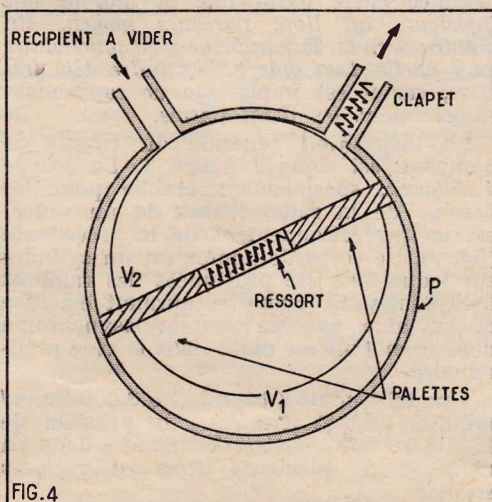


FIG. 4

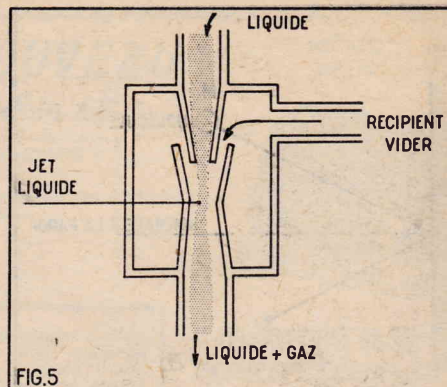


FIG. 5. — Principe des « trompes ». Un jet liquide assez rapide est lancé à travers un ajutage de forme appropriée. Les molécules de gaz entraînées constituent une émanation de gaz et de liquide.

On peut remplacer le liquide par un gaz.

à comprendre en examinant la figure 5.

Le corps de pompe est un cylindre li... Un autre cylindre excentré peut tou... à l'intérieur. Il est muni de deux pa... poussées par un ressort et qui vien... former un joint étanche à l'intérieur... corps de pompe. Quand le cylindre... rieur tourne dans le sens de la flèche... est clair que le volume V1 augmen... Ainsi, on prélève une certaine quan... de gaz dans le récipient à vider. En r... che, le volume V2 diminue. Ainsi le... prélevé dans le récipient à vider so... le clapet et est refoulé à l'extérieur.

Un perfectionnement généralement... té aujourd'hui consiste à immerger la pompe dans un bain d'huile. On a... ainsi une étanchéité beaucoup plus... faite.

Un perfectionnement consiste au... monter plusieurs éléments de pompe... le même arbre et à les disposer en... L'entrée d'une pompe correspond à la... de la pompe précédente.

La substitution du mouvement co... de la pompe à palettes au mouvement... natif de la pompe à piston est un én... avantage. La vitesse de pompage... augmentée dans des proportions con... rables. La limite du vide qu'on... atteindre est aussi beaucoup plus fa... elle est, avec certains modèles, infé... au millièème de millimètre de mer...

La pompe à mercure liquide de C... peut être comparée à la pompe précéd... Le système de palettes est remplacé... du mercure liquide. On peut aussi com... cette pompe à un dispositif utilisant... chambre barométrique. Cette chambre... mise en communication avec le récipient... vider et l'opération serait renouvel... chaque rotation de la pompe...

Cette pompe de Gaède permet d'at... dre des vides de l'ordre de 10^{-5} millim... de mercure... Mais on peut considérer... cette pression est encore de dix à cent... trop élevée pour le bon fonctionne... des tubes électroniques.

Trompes à eau.

Avant d'expliquer le principe des p... pes moléculaires, disons quelques mot... « trompes » à liquide ou à vapeur qu... l'avantage d'une grande simplicité. Ce... des dispositifs basés sur la viscosité des... Le principe de la « trompe » est in... figure 5. Un jet liquide est envoyé... pression à l'orifice d'un ajutage de f... convenable. Dans ces conditions, le... liquide entraîne des bulles de gaz. Il... donc ainsi un abaissement progressif... pression.

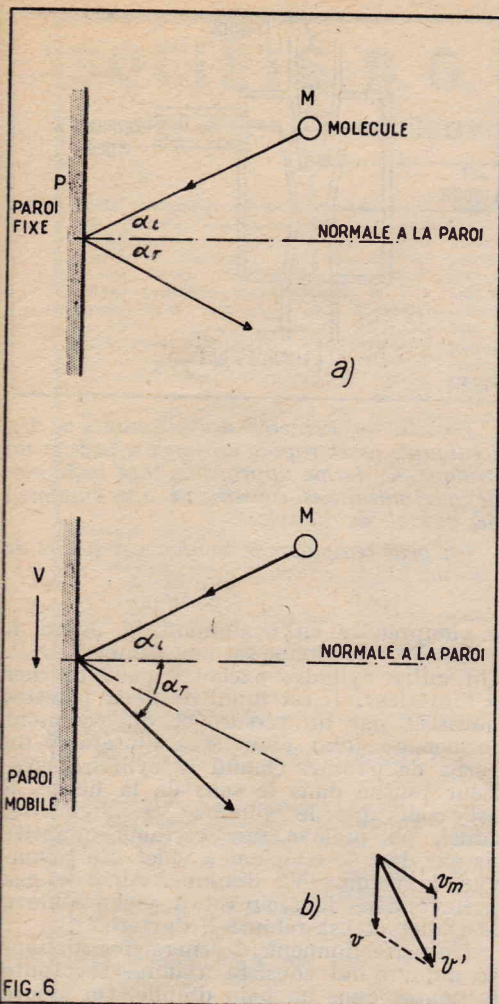


FIG. 6. — Une molécule de gaz rebondit sur une paroi fixe en accord avec les lois de la réflexion. L'angle d'incidence α_i et l'angle de réflexion α_r sont égaux. Mais il n'en est plus ainsi si la paroi réfléchissante est en mouvement. La molécule acquiert une composante de vitesse supplémentaire et les deux angles deviennent inégaux.

Le système a l'avantage d'être extrêmement simple. La pression limite est forcément supérieure à la tension de vapeur de l'eau.

Le principe des injecteurs à vapeur est le même, le liquide étant remplacé, par exemple, par de la vapeur d'eau sous pression.

Pompes moléculaires.

Les pompes précédentes fonctionneraient tout aussi bien si les gaz étaient effectivement des fluides continus, comme on l'a cru longtemps. Celles que nous allons brièvement décrire maintenant ne peuvent agir que si les gaz sont effectivement constitués par des molécules séparées. D'où le qualificatif « moléculaire » qu'on leur attribue.

Le principe de base a été indiqué par Gaède qui a d'ailleurs réalisé la première pompe moléculaire.

Considérons (fig. 6a) une molécule M qui vient frapper une paroi P. Si la paroi est immobile, elle rebondit — comme une bille de billard sur une bande — en respectant les lois de la réflexion. En particulier les angles d'incidence α_i et de réflexion α_r sont égaux.

Supposons maintenant que la paroi soit animée d'une vitesse v (fig. 6b). On constate que les deux angles α_i et α_r ne sont plus égaux. En réalité, la vitesse de la paroi s'est composée avec celle de la molécule et la vitesse résultante est devenue V .

Remarquons, en passant, que cela suppose que la molécule n'a pas rebondi instantanément sur la paroi. Tout se passe comme si elle avait « collé » pendant un temps suffisant pour réaliser la composition des vitesses.

Cela étant connu, il est maintenant facile de comprendre le fonctionnement de la pompe de Gaède.

Pompe de Gaède (fig. 7).

Cette pompe est constituée par un corps de pompe cylindrique A à l'intérieur duquel tourne à grande vitesse un autre cylindre coaxial B, avec un très faible jeu. Ce cylindre est creusé de rainures dans lesquelles pénètrent les dents d'un peigne P.

Les molécules prennent une composante de vitesse parallèle à la vitesse du cylindre. Elles sont ainsi conduites depuis l'entrée E jusqu'à la sortie S. La pression qui règne en E est inférieure ainsi à celle qui règne en S.

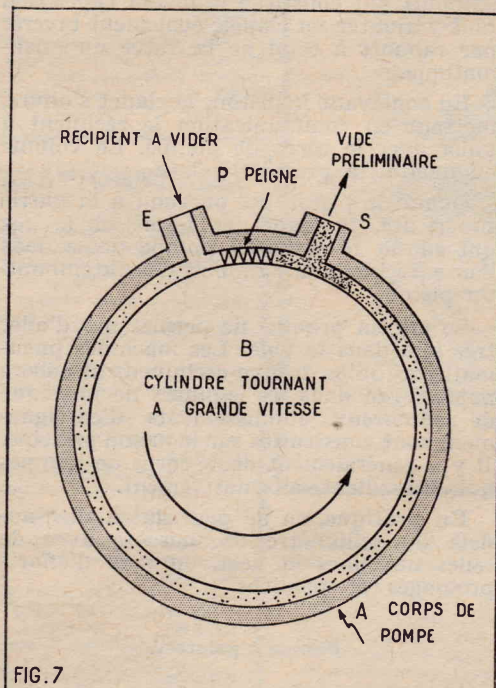


FIG. 7. — Principe de la pompe de Gaède.

Pour que le système fonctionne, il faut évidemment que les chocs ne se produisent pratiquement qu'entre les molécules et les parois. Si les chocs avaient lieu entre molécules, l'échange des vitesses se ferait absolument au hasard et la direction moyenne de déplacement deviendrait quelconque. Cette condition impérative impose que la distance entre paroi fixe et mobile soit inférieure au libre parcours moyen. En d'autres termes, la pompe ne peut fonctionner qu'à partir d'un vide préliminaire déjà très élevé, car il est impossible de rapprocher exagérément les deux parois.

La disposition générale du circuit de pompage est donnée figure 8. La pompe d'Holweck, spécialement établie pour les besoins de la radio (tubes de puissance) est un perfectionnement de la précédente (fig. 9). Le corps de pompe est un cylindre sur lequel ont été pratiquées des rainures hélicoïdales. Le cylindre tournant est lisse et entraîné par un moteur asynchrone dont le moteur est placé dans le vide préliminaire.

Une telle pompe, tournant à 3.000 tours/minute, permet d'abaisser la pression de 10^{-1} à 10^{-3} millimètre de mercure dans un récipient de plusieurs litres en quelques secondes.

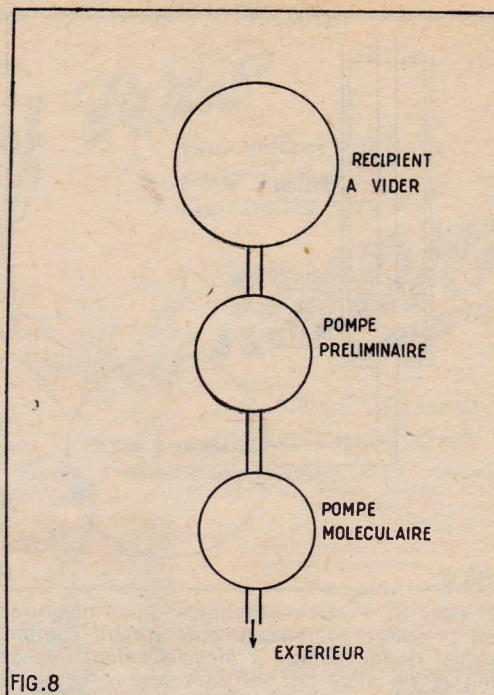


FIG. 8. — Les pompes moléculaires ne peuvent fonctionner qu'à partir d'un vide préliminaire, déjà très poussé. Il faut donc placer un premier étage de pompage entre le récipient à vider et la pompe moléculaire.

On peut atteindre 10^{-4} millimètre de mercure, au bout d'un temps de plusieurs minutes.

La limite est de l'ordre de 10^{-7} millimètre de mercure.

Pompes à diffusion - Condensation.

Ces pompes sont à l'heure actuelle les plus employées dans l'industrie électronique. Leur principe a été exposé par Gaède et une des premières réalisations est due à Langmuir.

Les physiciens n'ont pas toujours été d'accord sur la manière dont ces pompes fonctionnent... L'explication la plus simple nous semble la suivante.

FIG. 9. — La pompe d'Holweck est une pompe moléculaire perfectionnée. Elle comporte un cylindre fixe qui tourne à l'intérieur d'un corps de pompe muni de rainures hélicoïdales. La vitesse de pompage est considérable.

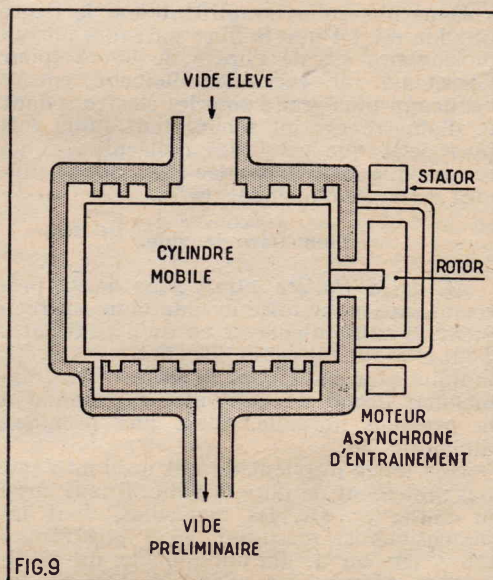


FIG. 9

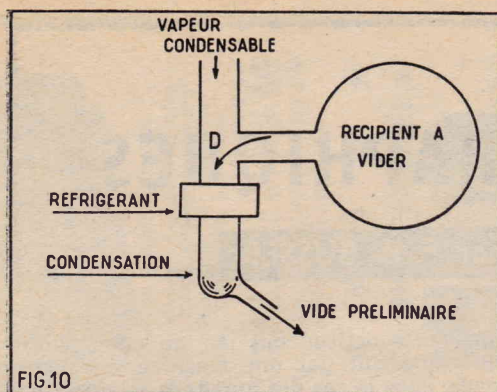


FIG.10

FIG. 10. — Le principe des pompes à diffusion-condensation.

Considérons la figure 10. Le récipient à vider communique avec un conduit dans lequel circule une vapeur. Celle-ci, refroidie par un réfrigérant approprié se condense au fond du conduit.

Les molécules contenues dans le récipient à vider diffusent dans la région D et sont entraînées par le courant de vapeur.

Elles arrivent ainsi au fond du tube et sont éliminées par la pompe fournissant le vide préliminaire. Ainsi s'établit un courant de molécules depuis le récipient à vider jusqu'à la pompe.

On peut dire aussi que le principe de fonctionnement est le même que celui des pompes moléculaires mécaniques. La différence réside en ce fait que la paroi mobile solide est remplacée par une paroi gazeuse.

Pompe de Langmuir.

La difficulté est évidemment d'assurer une circulation continue de la vapeur condensable. Ce problème est résolu d'une très élégante manière dans la pompe de Langmuir (fig. 11).

On fait bouillir du mercure à basse pression (donc à basse température) dans un ballon B. Le jet de vapeur pénètre à grande vitesse dans un volume V, constamment refroidi par une circulation d'eau. Ce

volume est en relation d'une part avec le récipient à vider et, d'autre part, avec la pompe à vide préliminaire.

Le mercure condensé est ramené dans le ballon B au moyen d'un siphon. Ainsi, le même mercure peut indéfiniment servir.

Une telle pompe, très simple, est inusable, puisqu'elle ne possède aucun organe en mouvement. Le vide limite est déterminé par la tension de vapeur du mercure. On peut l'améliorer considérablement en refroidissant le conduit de pompage à l'aide d'un bain d'air liquide. La limite est alors la tension de vapeur du mercure à la température de l'air liquide, ce qui peut être considéré comme négligeable.

Mais on préfère aujourd'hui éviter l'emploi de l'air liquide. On remplace alors le mercure par une huile spéciale dont la tension de vapeur est très faible à la température normale.

Les pompes à vapeur d'huile exigent un vide préparatoire élevé. Celui-ci peut être fourni par des pompes à palettes. Dans certains cas, on peut réduire la perfection du vide préparatoire au moyen de pompes à vapeur d'huile comportant plusieurs ajustages en série.

Pour conserver le vide - les « Getters » ou fixateurs.

Quand on fait le vide dans un récipient, comme l'ampoule d'un tube de radio, il est à peu près impossible d'éviter que les gaz contenus dans les électrodes, ou adsorbés par les parois ne se dégagent au bout d'un temps plus ou moins long. S'il l'on veut conserver le vide, il faut donc prévoir des pièges à molécules. Ces pièges sont constitués par les parois brillantes qu'on peut voir à l'intérieur des tubes électroniques.

Ils sont produits par la condensation d'une vapeur dans le tube, au moment du pompage. Ce dispositif particulier est le « getter » (du verbe anglais *to get*) ou le *fixateur* dont le rôle est très complexe.

Le getter est contenu dans une petite cuvette disposée dans le tube en même temps que l'édifice des électrodes. On en

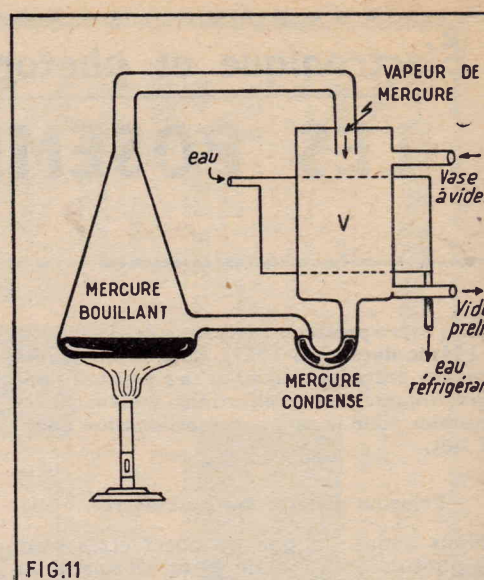


FIG.11

FIG. 11. — La pompe à vapeur de mercure de Langmuir. On peut remplacer le mercure par une huile spéciale à très faible tension de vapeur.

provoque l'évaporation par courants Foucault, au moment où l'on va fermer l'ampoule. Le dégagement de vapeur fait monter provisoirement la pression, ce qui accélère le pompage et améliore le vide lors de la condensation du « getter ». Il y a donc déjà une action physique. Il y a aussi une action chimique. Le getter est constitué par un métal (ou alliage) très oxydable et chimiquement très actif. Les molécules d'oxygène résiduelles sont ainsi « fixées » et mises hors d'état de nuire.

L'excès de « getter » disposé sur les parois fixera par action chimique les gaz qui pourront se dégager par la suite. Cela est si vrai que la moindre rentrée d'air se traduira par un blanchissement très rapide du getter et la disparition du miroir brillant recouvrait les parois.

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons — par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à des essais et à des expériences originales d'autres qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage de mesures nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque) si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat faites-nous en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10.00 à 50.00 NF ou exceptionnellement davantage.

DEUX ÉMETTEURS DE TÉLÉCOMMANDE

(Suite de la page 52.)

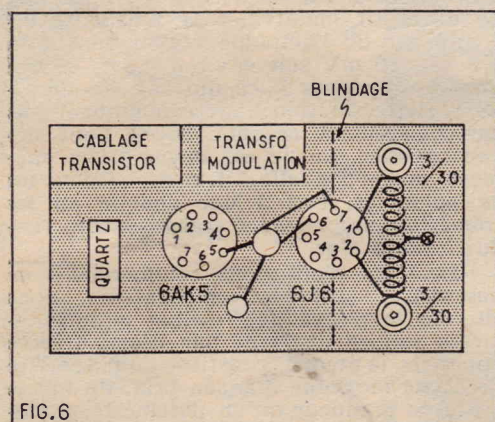


FIG.6

La base du TJN 300 est portée à un potentiel continu par un pont de résistances entre le + et le - 6 V. Le potentiomètre de 100 Ω , monté en résistance variable, sert à régler la tension pour obtenir un maximum de modulation pour un débit normal du transistor (300 mA).

Les deux transformateurs ont les caractéristiques suivantes :

T1 : tôles de 44 x 52,5 avec entrefer, section des tôles 2,8 cm².

Primaire : L1, 3.000 tours de fil de 17/100.

Secondaire : L2, 600 tours de fil de 17/100.

T2 : tôles de silicium 50 x 60 avec entrefer, section 4 cm².

Primaire : L1, 250 tours de fil de 80/100.

Secondaire : L2, 4.000 tours de fil de 10/100.

Secondaire : L3, 250 tours de fil de 25/100.

Pour ce dernier transformateur, il a fallu trouver un noyau de fer possédant de grande fenêtre pour pouvoir loger tout le fil.

Réglages.

Peu de réglages sont à faire sur ces ensembles, il suffit de s'assurer de la fréquence des circuits accordés, ceci à l'aide d'un grid-dip, de vérifier les tensions surtout sur les transistors, et de régler au maximum de HF.

Dans un prochain article nous verrons un appareil de mesure permettant la mesure de la HF présente sur l'antenne.

LES POSEMÈTRES PHOTOGRAPHIQUES

par F.-P. BUSSER

Dans notre précédent article (« Radio-Plans » n° 146 de décembre 1959), nous avons donné quelques précisions au sujet des couches photographiques. Ces explications étaient indispensables pour la bonne compréhension de ce qui suit.

Principe général des posemètres.

Nous avons vu que les posemètres sont des photomètres étalonnés directement en données d'exposition. Nous concevons donc aisément que comme ceux-ci ils peuvent reposer sur des principes fort différents et nous serons amenés à en distinguer deux grandes catégories : les posemètres optiques et les posemètres photo-électriques. Il y a d'ailleurs lieu de subdiviser ces deux groupes chacun en deux autres où nous classerons les posemètres selon qu'ils procéderont par mesure directe ou par comparaison avec un étalon.

Posémètres optiques.

Par posemètres optiques nous entendons ceux qui n'ayant recours qu'à l'œil comme organe de mesure ou de comparaison ne font pas usage de cellules photo-électriques. Comme nous le précisons plus haut ces posemètres peuvent procéder soit par mesure directe — estimation serait plus exacte ici — soit par comparaison avec une source lumineuse étalon.

a) Posémètres à estimation directe.

C'est à peine si nous osons donner à ces appareils le nom de posemètre. Ils ne permettent en effet que des estimations des plus grossières qui dépendent à la fois du niveau général d'éclairement ambiant, de l'adaptation de l'œil de l'opérateur, de sa sensibilité, de multiples facteurs impondérables qui s'ajoutant finissent par rendre sans aucune utilité les « mesures » effectuées avec ce type d'appareils. Autant travailler « au pif » pour employer le jargon de laboratoire.

Ces soi-disant posemètres comportent en général une pellicule photographique de densité décroissante, c'est-à-dire exposée sous un coin sensitométrique (coin de Goldberg), qu'un bouton solidaire d'un jeu d'échelles divisées permet d'amener dans le trajet optique d'un viseur. L'opérateur est censé regarder le sujet à travers ce viseur et tourner l'écran dégradé jusqu'à disparition du sujet. A toutes les causes d'erreur possibles s'ajoute la médiocre précision de l'écran absorbant qui n'a généralement qu'une très vague parenté avec le coin de Goldberg dont il se réclame parfois.

La figure 7 reproduit le schéma de principe d'un tel « posemètre ». L'on y reconnaît l'écran dégradé, circulaire pour permettre de donner une forme ramassée à l'appareil, les caches délimitant le champ du viseur et le carter destiné à cacher l'anatomie rudimentaire de ce « posemètre ».

Nous estimons de tels appareils totalement dépourvus d'utilité et même nocifs en ce sens qu'ils risquent de dérouter l'ama-

teur débutant qui en ayant fait l'acquisition pour des raisons d'économie n'arrive pas à obtenir de vues satisfaisantes malgré le nom de posemètre sous lequel l'appareil leur a été vendu. Nous croyons qu'une bonne table d'exposition est infiniment plus précieuse.

b) Posémètres comparateurs.

Ces appareils comportent comme les précédents un viseur à travers lequel l'opérateur doit observer le sujet. Un dispositif

optique constitué soit par un cube photographique soit par une glace semi-transparente dans le cas des appareils relativement bon marché, amène dans le champ du viseur un point lumineux correspondant au filament d'une lampe étalon ou à une surface diffusante éclairée par cette lampe. Un coin sensitométrique, généralement un coin de Goldberg, permet d'atténuer la brillance de l'image de cet étalon lumineux. Le coin est soit rectiligne soit incurvé en demi-cercle, voire en cercle, pour permettre la commande par un bouton. La mesure consiste à déplacer le coin jusqu'à disparition de l'étalon lumineux sur le point le plus sombre du sujet. La brillance du filament de la lampe étalon ou de la surface étalon étant connue de même que la constante du coin, rien n'est plus facile pour une émulsion donnée que de déterminer la pose correcte. En effet, nous avons tout simplement déplacé notre coin jusqu'à égalité des brillances du sujet et de l'étalon.

Les appareils de ce type permettent d'atteindre une très grande précision. Leur seul inconvénient est de nécessiter un étalon lumineux et d'être d'une mise en œuvre moins rapide que les posemètres photo-électriques. L'étalon devant être alimenté par des piles ou des accumulateurs, l'appareil est forcément plus lourd, plus encombrant et par conséquent moins maniable que le posemètre photo-électrique. Sur les appareils d'une qualité et d'une précision supérieures, il est généralement prévu un voltmètre permettant de contrôler la tension d'alimentation de l'étalon et éventuellement de la corriger par un petit rhéostat inséré dans son circuit d'alimentation. En effet, la brillance de l'étalon varie avec la tension d'alimentation qu'il y a par conséquent lieu de maintenir constante. Il y a moyen de se passer de voltmètre en ayant recours comme nous l'avons fait sur un posemètre optique comparateur que nous avons réalisé pour notre usage personnel, à un stabilisateur de tension à transistors. Ce dispositif maintient la tension d'alimentation de l'ampoule étalon constante à $3\text{ V} \pm 10\text{ mV}$ soit environ 0,3 % ce qui est très supérieur à ce qui eût été nécessaire. Cette solution n'est évidemment pas particulièrement économique et nous devons avouer qu'elle est même assez onéreuse puisqu'il a fallu 4 transistors dont un de puissance, ceci à une époque où les transistors de puissance étaient encore vendus à poids d'or.

Parmi les réalisations commerciales de posemètres optiques comparateurs, nous citerons le posemètre Volomat et le posemètre Salford distribué par Ilford. De ces appareils, le premier constitue un posemètre de classe moyenne que son prix, du même ordre de grandeur qu'un posemètre photo-électrique rudimentaire, met à la portée de tous les amateurs, bien que ceux-ci semblent trop souvent dédaigner les appareils de ce type au profit des posemètres à cellule. Le second des posemètres comparateurs que nous avons cités appartient lui à une classe beaucoup plus précise. Il est pourvu d'un voltmètre pour la surveillance de l'étalon. Son prix, plusieurs fois plus élevé que celui du Volomat, si nous sommes bien informés, lui fait perdre beaucoup de

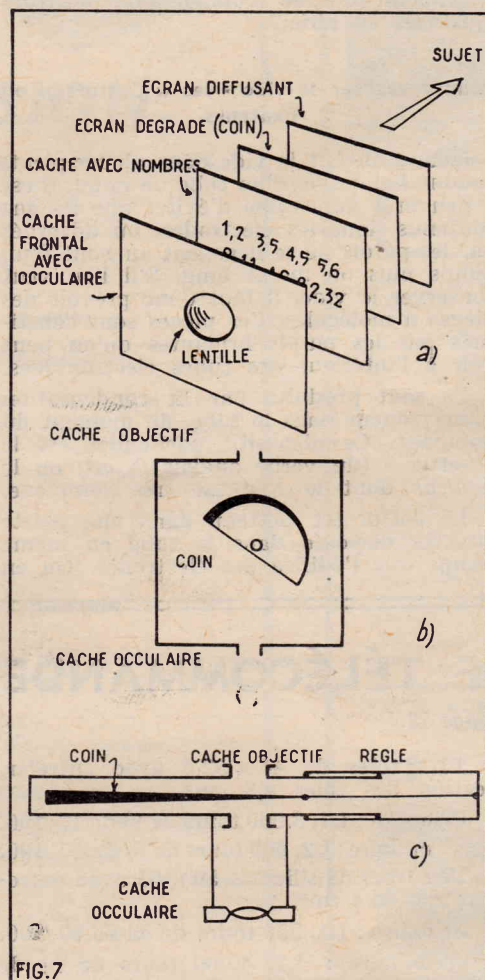


FIG. 7. — Posémètres optiques à estimation directe.

a) Ce type de posemètre comporte un écran dégradé vu à travers un cadre portant des nombres correspondant généralement aux diaphragmes. L'appareil est dirigé vers le sujet et le dernier chiffre discernable est le diaphragme sensé convenir pour une vitesse d'obscuration marquée par un repère solidaire du disque ou de la bague des sensibilités ;

b) Le sujet est vu à travers le coin que l'on doit régler de manière à faire disparaître les détails sur les parties sombres du sujet ;

c) Le principe de cet appareil est le même que celui de la figure 7 B. Le coin est commandé par une règle qui porte immédiatement les graduations.

(1) Voir le précédent n° 146.

son intérêt pour l'amateur qui n'a que faire d'une telle précision. Cela explique que sa diffusion se limite aux milieux professionnels ou les laboratoires qui mieux que l'amateur sauront tirer parti du surcroît de précision que l'on peut obtenir de ces appareils. (Voir suite p. 196.)

Nous donnons en figure 8 une coupe de principe d'un posemètre optique comparateur. On y remarquera l'oculaire, le miroir semi-transparent, le cache objectif, le coin sensitométrique, l'étalon lumineux, un filtre pour l'ajustage de la sensibilité, représentés schématiquement, le circuit d'alimentation de l'étalon avec le voltmètre de contrôle ou le stabilisateur de tension et la pile ou l'accumulateur d'alimentation.

Posemètres photo-électriques.

Nous avons vu plus haut que les posemètres photo-électriques pouvaient être classés en deux grandes catégories : les posemètres à lecture directe et ceux à comparaison. En pratique amateur seuls les premiers entrent en ligne de compte de sorte que nous passerons rapidement sur les seconds.

a) Posemètres photo-électriques à lecture directe.

Les posemètres à lecture directe sont ceux où la mesure se traduit immédiatement par une variation de l'organe indicateur. Celui-ci est en général un galvanomètre. Souvent la lecture se fait directement en regard de l'aiguille du galvanomètre. Parfois aussi cette lecture se fait indirectement et il faut amener l'aiguille en face d'un repère fixe en agissant sur un rhéostat inséré en un point convenable du circuit. La lecture se fait alors en face d'un index solidaire de l'axe du rhéostat. Certains procédés travaillent également par une méthode de zéro où le galvanomètre est du type à zéro central et sert simplement à permettre l'équilibrage d'un pont déséquilibré par le courant photo-électrique. La sensibilité peut éventuellement être augmentée par l'emploi d'un amplificateur de courant à transistors, quelle que soit la méthode de mesure adoptée.

Posemètres à déviation.

Les posemètres à déviation peuvent ne comporter qu'un galvanomètre branché sur la sortie du capteur photo-électrique, l'échelle du galvanomètre comportant une graduation en conséquence. Un amplificateur peut également être prévu afin d'augmenter la sensibilité du dispositif.

Les posemètres à déviation directe sont les plus simples et les plus répandus. Le capteur est au sens le plus général du mot un dispositif quelconque délivrant un courant ou une tension fonction suivant une loi quelconque également, de l'éclairement de son élément photo-sensible. Habituellement ce capteur est constitué par une cellule photo-voltaïque quelquefois par plusieurs cellules en parallèle. A ce capteur est associé un microampèremètre de sensibilité convenable qui mesure directement le courant photo-électrique des cellules. En dehors de ce cas, il faut parfois assurer l'adaptation du capteur au galvanomètre par un dispositif qui modifie la courbe de déviation en fonction de l'éclairement afin que l'échelle résultante soit mieux adaptée à l'utilisation de ce type de posemètre.

Le principe du posemètre Salford mérite que l'on s'y arrête. Pour obtenir une meilleure précision, cet appareil ne se contente pas de maintenir constante la tension aux

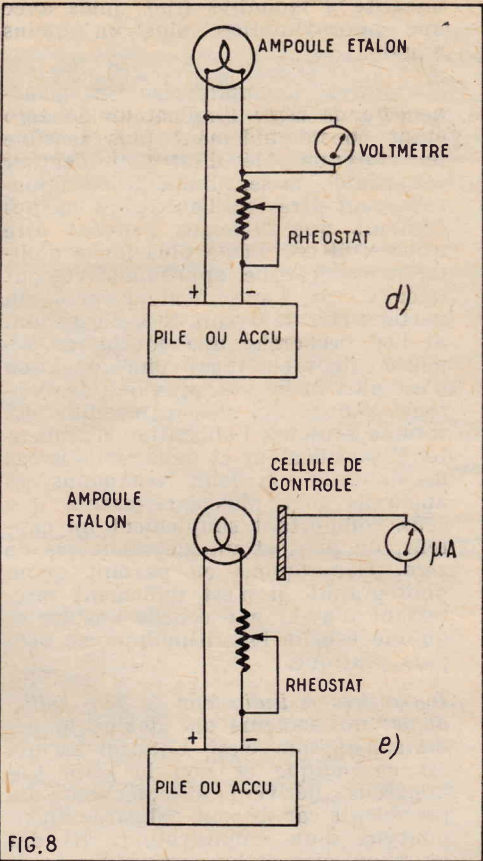
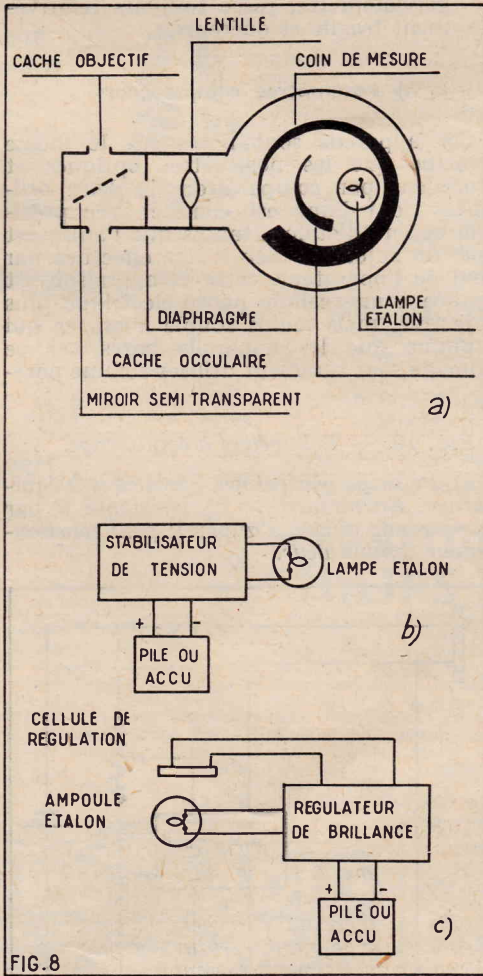


FIG. 8. — Posemètres optiques comparateurs.



bornes de la lampe étalon, mais contrôle à l'aide d'une photo-cellule et d'un microampèremètre la brillance de cette lampe.

L'ajustage se fait non pas à l'aide d'un coin dégradé, mais d'un rhéostat en série avec la lampe qui peut ainsi être amenée à la brillance étalon. L'appareil comporte divers autres perfectionnements comme par exemple un dispositif correcteur de température de couler de la lumière. Il couvre en trois gammes des brillances dans un rapport de 1 à 1 million. Il peut servir aussi bien comme posemètre de prise de vue que de laboratoire.

Les posemètres à déviation directe avec amplification deviennent utiles lorsqu'il s'agit d'avoir une bonne sensibilité aux faibles éclaircissements sans que par le choix d'un galvanomètre trop sensible, l'appareil ne devienne trop fragile et impropre à un usage normal. En effet, il est très facile de diminuer la sensibilité d'un posemètre photo-électrique, soit que l'on réduise la sensibilité du capteur en le plaçant derrière un filtre gris neutre ou un diaphragme par exemple, soit que l'on agisse sur la sensibilité de l'indicateur, en l'espèce du galvanomètre, ce qui s'obtient aisément par shuntage. Il est par contre beaucoup plus malaisé d'augmenter la sensibilité du posemètre car il faudrait soit augmenter la surface de la cellule photo-voltaïque constituant le plus souvent le capteur, soit augmenter la sensibilité du galvanomètre. Dans le premier cas l'encombrement de l'appareil augmente et sa maniabilité diminue en conséquence; dans le second cas, c'est la fragilité du système qui croît. Il faut en pratique rechercher le meilleur compromis entre ces exigences contradictoires. Si la présence d'un amplificateur et l'obligation de remplacer de temps à autre ses piles ne constituent pas un inconvénient prohibitif, la solution de ce problème peut être facilitée par l'emploi d'un petit amplificateur à transistors dont il faudra cependant veiller à maintenir le gain constant si nous ne voulons pas voir la mesure faussée grossièrement.

Posemètres à compensation.

Nous adoptons cette désignation, à défaut d'une meilleure, pour les appareils qui procèdent par un réglage ayant pour effet d'amener l'aiguille du galvanomètre en face d'un repère fixe de leur cadran, la lecture se faisant en regard d'un repère solidaire de l'organe de réglage. Ce dernier agit ordinairement sur la sensibilité du capteur et commande soit un diaphragme, soit un rhéostat branché tantôt en série avec le capteur, tantôt en parallèle et faisant alors office de shunt variable.

Toutes ces méthodes ont leurs avantages et leurs inconvénients auxquels il serait pour le moment sans grand intérêt de s'attacher. Nous le ferons en temps opportun.

Comme pour les posemètres à déviation, les performances peuvent être améliorées par l'adoption d'un amplificateur, non sans amener en même temps quelques servitudes.

Posemètres à équilibrage.

Nous entendons par là les appareils travaillant par une méthode de zéro. Ils sont fort peu répandus et nous n'en connaissons pas de réalisations commerciales.

Ces appareils ne sont cependant pas sans présenter quelques avantages qui valent qu'on les considère. Ils ont les caractéristiques de précision qu'assurent en général les méthodes de zéro. Employés avec un galvanomètre comme indicateur de zéro, ces avantages ne sont pas bien grands, mais s'il est fait usage d'un amplificateur, ils

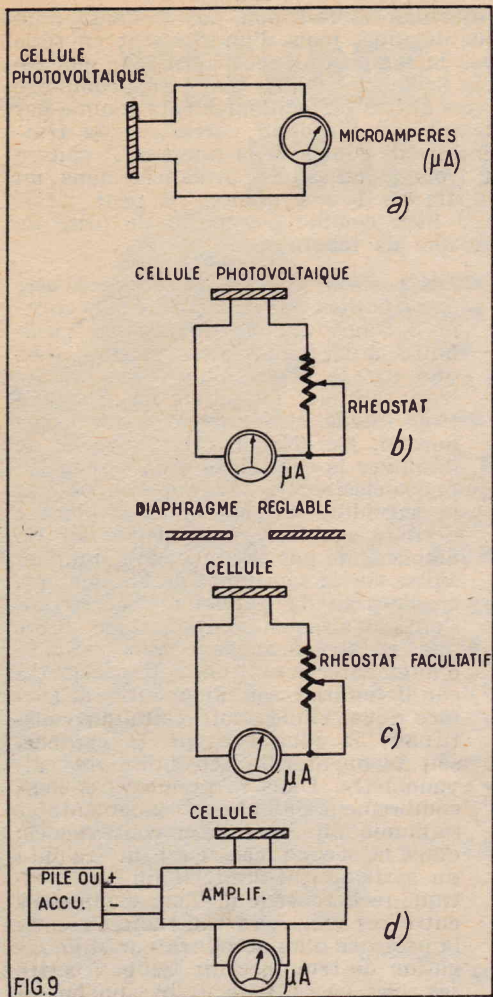


FIG. 9. — Posemètres à déviation directe et à compensation.

a) Le plus simple des posemètres photo-électriques. La lecture se fait d'après la position prise par l'aiguille;

b) Microampèremètre. L'aiguille doit être amenée en face d'un repère fixe du cadran en agissant sur le rhéostat. La lecture se fait sur ce dernier;

d) Le diaphragme permet d'amener l'aiguille du galvanomètre sur le repère. Le rhéostat ne sert qu'à l'ajustage de la sensibilité. Il est facultatif.

prennent un poids considérable et le constructeur appréciera tout particulièrement que le gain de cet amplificateur n'a nullement besoin d'être constant.

Cette forme d'appareils se prête à l'utilisation de capteurs photo-électriques de types très divers. Ils permettent de ce fait toutes les corrections, toutes les formes de courbe de réponse. Grâce à un capteur différentiel il est par exemple relativement facile de mesurer directement le contraste d'un sujet, sans rencontrer de difficultés particulières pour la visualisation de la mesure.

Posemètres à galvanomètre de zéro: ils sont relativement peu sensibles car la nécessité de monter le capteur en pont ne permet, même avec un galvanomètre sensible de mesurer les éclaircissements qu'à partir d'un niveau assez élevé. Par contre, ces dispositifs permettent par l'adjonction d'une pile et d'un circuit comparateur de courants, d'obtenir un courant directement proportionnel à l'éclaircissement du capteur, suivant une loi rigoureusement linéaire. Différents circuits simplifiés permettent d'atteindre cette

linéarité à moindres frais, mais avec une approximation plus ou moins grande.

Posemètres à amplificateur et galvanomètre de zéro: l'indicateur de zéro étant considérablement plus sensible une fois précédé d'un amplificateur convenable, la sensibilité de ces appareils peut être excellente. Les mêmes capteurs que ci-dessus peuvent être utilisés. Il est même plus facile d'obtenir une courbe approximativement linéaire car l'amplificateur peut en partie servir de circuit de linéarisation. Si l'on recherche une courbe de réponse rigoureusement linéaire, rien n'est plus facile non plus que de l'obtenir. Le revers de la médaille est comme toujours l'obligation d'alimenter l'amplificateur et dans certains cas de stabiliser son gain. Néanmoins ces appareils sont plus intéressants que ceux comportant simplement un capteur, un pont et un galvanomètre de zéro. Remarquons en passant qu'en photographie il n'est nullement intéressant d'avoir une échelle linéaire et qu'une échelle logarithmique est bien plus pratique.

Posemètres à indicateur de zéro cathodique: nos lecteurs ont deviné immédiatement que c'est l'indicateur qui est cathodique et non le zéro. Ces appareils dérivent directement des précédents car ils sont obligatoirement pourvus d'un amplificateur. Ils ont les avantages et les inconvénients de ces appareils avec en plus l'inconvénient d'être obligé d'alimenter en haute tension l'indicateur cathodique et l'avantage de ne pas comporter de galvanomètre, pièce toujours relativement fragile et onéreuse.

b) Posemètres comparateurs.

Ces appareils sont basés sur le même principe que les posemètres optiques et procèdent par comparaison de deux brillances dont l'une est connue avec précision et sert d'étalon, tandis que l'autre est celle du sujet. Au lieu d'être effectuée par l'œil de l'opérateur, cette comparaison est confiée à une cellule photo-électrique plus objective, mais moins souple aussi, ce qui explique que les appareils basés sur ce principe sont rarement utilisés comme pose-

FIG. 10. — Posemètres à équilibrage.

a) Principe général des posemètres à équilibrage. En remplaçant la résistance R par une seconde cellule, l'appareil peut fonctionner en comparateur.

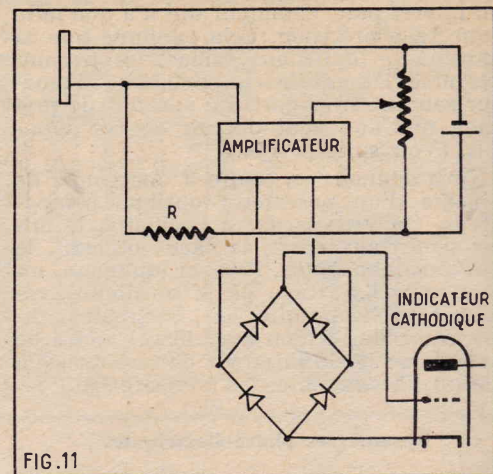
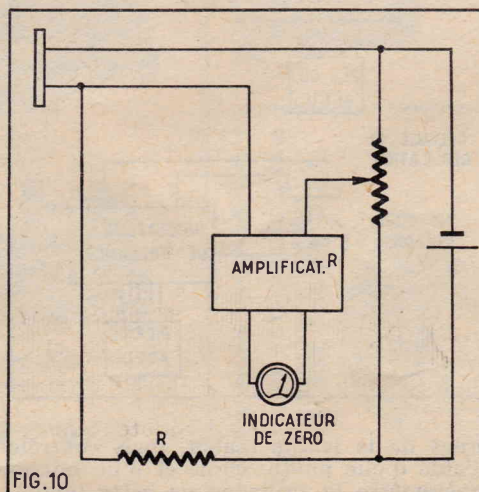


FIG. 11. — Posemètres à équilibrage avec indicateur de zéro cathodique.

mètre de prise de vue. L'emploi par l'amateur de tels appareils n'est pas recommandable puisque même des professionnels arriveraient difficilement à s'en servir correctement en dehors du laboratoire. Le principe technologique de ces posemètres est à peu près le même que celui des posemètres photo-électrique à équilibrage pour la partie électrique et que celui des posemètres optiques à comparaison pour la partie optique. La partie électrique peut comporter soit un simple galvanomètre, ce qui est presque toujours trop peu sensible soit un galvanomètre ou un trèfle cathodique précédé d'un amplificateur de gain suffisant.

Les figures 9 à 11 donnent les schémas de principe des différentes sortes de posemètres dont nous venons de parler.

Vient de paraître :

LES CAHIERS DE

SYSTÈME "D"

N° 15

**CARAVANES
CAMPING**

Caravane 4 mètres

Remorque monoroue

Aménagement
d'un fourgon 1.200 kg

Habitation flottante
pour camping nautique

Carrosserie Coque

Caravane 5 mètres

Prix : 2 NF

Adressez commandes à **SYSTÈME "D"**, 43, rue de Dunkerque, Paris-X*, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10, en utilisant la partie « correspondance » de la formule du chèque. Ou demandez-le à votre marchand de journaux qui vous le procurera

ANTENNES POUR UHF

par Gilbert BLAISE

Dans une série d'articles publiés dans nos précédents numéros nous avons donné des indications sur les circuits, les blocs et les préamplificateurs à UHF pour télévision. Le précédent article traitait des préamplificateurs changeurs de fréquence pour installations collectives permettant de fournir aux récepteurs des signaux à VHF à partir de l'émission à UHF reçue.

Cette méthode est particulièrement intéressante car elle ne nécessite pas la modification des récepteurs normaux mais uniquement celle de l'installation collective.

Cette modification consiste simplement dans l'adjonction du bloc préamplificateur-changeur de fréquence, d'un dispositif de commutation et d'une antenne pour UHF.

La distribution du signal s'effectuant en VHF, la qualité des lignes de transmission ne doit pas être supérieure à celle des installations actuelles prévues justement pour les bandes VHF sur lesquelles on reçoit la télévision en France.

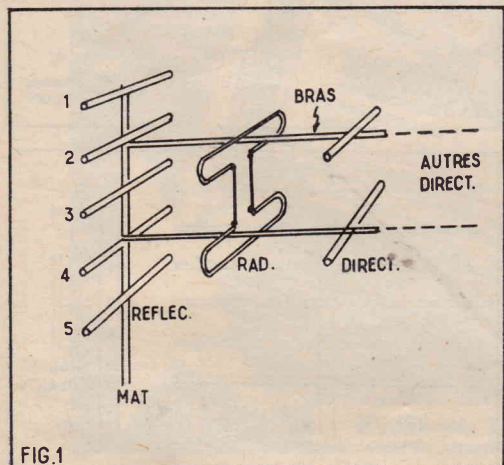
Il est évidemment nécessaire que le préamplificateur changeur de fréquence UHF-VHF soit placé près de l'antenne de façon à réduire le plus possible la longueur du câble de transmission à très faibles pertes spécial pour UHF. Ce câble est plus onéreux et son diamètre est plus grand que celui du câble coaxial VHF ce qui rend plus difficile son installation.

Une antenne type Yagi à 22 éléments a été décrite dans notre précédent article.

D'autres types d'antennes pour UHF donnent également satisfaction et nous allons en décrire quelques-unes, pour terminer notre série d'articles sur les UHF appliquées à la télévision.

Antenne à 44 éléments.

L'antenne à 22 éléments donne satisfaction dans de nombreux cas mais il est toujours possible qu'il soit nécessaire de disposer d'une antenne à plus grand gain lorsque la réception laisse à désirer en puissance, mais non en qualité.



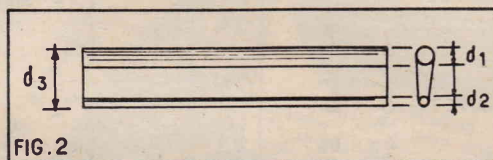
(Voir les n° 142 à 146 de Radio-Plans.)

Dans ce cas il semble évident qu'il suffirait de fournir au téléviseur un signal plus intense pour que le contraste devienne satisfaisant. La méthode la plus économique d'augmenter le signal est l'antenne, surtout en UHF où les éléments des antennes sont de faibles dimensions ce qui permet de les réaliser économiquement.

Un moyen simple et sûr d'augmenter de deux fois la puissance captée par une antenne consiste à réaliser une antenne double à deux nappes chacune comportant le même nombre d'éléments que l'antenne considérée.

En partant de l'antenne à 22 éléments on aboutit ainsi à une antenne à 44 éléments dont le gain est augmenté de 3 dB, valeur représentant la multiplication par 2 de la puissance captée.

La figure 1 montre l'antenne 2x22 éléments. Nous n'avons représenté que les



reflecteurs, les radiateurs et les directeurs 1 de chaque nappe pour simplifier le dessin.

Le réalisateur n'aura qu'à compléter l'antenne en ajoutant les directeurs suivants conformément aux indications données dans la description de l'antenne à 22 éléments.

Sont modifiés, par rapport à l'antenne à une nappe, les réflecteurs et les deux radiateurs.

En réalité on a réuni en un seul, les réflecteurs des deux nappes ce qui constitue un réflecteur à 4 tubes, dont deux (2 et 4) se trouvent dans les plans des nappes, l'un au milieu, entre les deux nappes (tube 3) et deux (1 et 5) au-dessus et au-dessous des tubes 2 et 4 respectivement, les distances entre deux tubes consécutifs étant la même et égale à la demi-distance entre les deux nappes c'est-à-dire $\lambda/4$ car la distance entre les deux nappes est de $\lambda/2$.

Passons maintenant aux radiateurs.

Dans l'antenne à une nappe le radiateur a été calculé de façon que la totalité de l'antenne présente une résistance de 75Ω aux points de branchement AB du câble coaxial de même impédance.

Lorsqu'on double le nombre des nappes, il est nécessaire de doubler également la résistance de chaque radiateur afin que l'ensemble ait à nouveau la résistance primitive c'est-à-dire 75Ω .

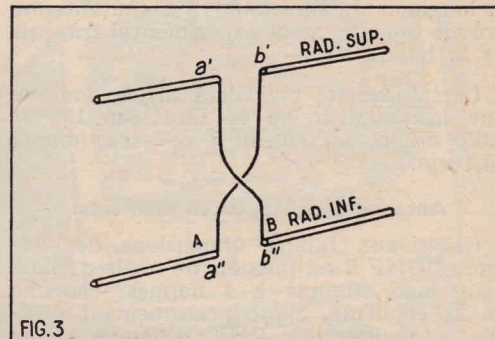
Nous représentons à la figure 2 le radiateur à deux tubes de diamètres inégaux permettant d'obtenir ce résultat.

Cette figure reproduit la figure 5 du précédent article.

Pour une antenne à une seule nappe on avait donné les rapports suivants : $d_1 = 4 d_2$, $d_3 = 8 d_2$.

Voici les rapports à adopter dans le cas de l'antenne à deux nappes :

$$\begin{aligned} d_1 &= 8 d_2 \\ d_3 &= 12 d_2 \end{aligned}$$



Pour relier les deux points de branchement de chaque radiateur on procédera comme l'indique la figure 3.

Soient a' , b' et a'' , b'' ces points de branchement. On se procurera du câble bifilaire de 300Ω et on découpera deux longueurs égales à la distance entre les deux nappes.

On reliera les deux fils d'une extrémité de câble aux points a' , b' et les deux autres aux points a'' , b'' mais en croisant une seule fois les conducteurs, ce qui signifie que le conducteur relié en a' aboutira au point b'' et celui relié à b' aboutira en a'' .

On effectuera la même opération avec le second câble non représenté sur la figure 3.

De cette manière, la résistance de l'antenne aux points AB (c'est-à-dire a'' et b'' de la nappe intérieure) sera de 75Ω comme désiré.

Dimensions des antennes 22 et 44 éléments.

Pour éviter tout calcul aux réalisateurs nous donnons ci-après les dimensions en centimètres des longueurs et des écartements des éléments des deux antennes décrites pour les deux émetteurs expérimentaux français à UHF.

Les valeurs recherchées correspondent aux fréquences suivantes :

Emetteur bande IV : fréquence vision $f_1 = 564$ MHz, fréquence porteuse son $f_s = 552,85$ MHz.

Emetteur bande V : fréquence porteuse image $f_1 = 804$ MHz, fréquence porteuse son $f_s = 792,85$ MHz.

Les antennes se calculent d'après les fréquences médianes qui sont : pour la bande IV, $f = 558,425$ MHz et pour la bande V, $f = 798,425$ MHz.

Les longueurs d'onde correspondantes sont $\lambda = 53,6$ cm (bande IV) et $37,5$ cm (bande V).

En se basant sur ces valeurs on trouve :

Tableau I

Longueur	Bande IV	Bande V
λ	53,6	37,5
$\lambda/2$	26,8	17,75
$0,95 \lambda/2$	25,5	16,85
$0,91 \lambda/2$	24,5	16,15
$0,88 \lambda/2$	23,65	15,6
$0,85 \lambda/2$	22,9	15,1
$0,81 \lambda/2$	21,8	14,4

Les dimensions des tubes ont été indiquées dans notre précédent article.
 Les écartements sont donnés par le tableau II.

Tableau II

Ecartements	Bande IV	Bande V
0,18 λ	9,65	6,75
0,09 λ	4,81	3,37

Soit, à titre d'exemple, à déterminer la longueur du directeur 15 d'une antenne prévue pour le canal expérimental français de la bande V.

Le tableau du précédent article indique que la longueur de ce directeur 15 est 0,85 $\lambda/2$ et le tableau I ci-dessus donne 15,1 cm.

Antenne à 4 nappes 88 éléments.

Grâce aux faibles dimensions des antennes UHF il est possible de réaliser également une antenne à 4 nappes, chacune de 22 éléments, chose pratiquement difficile à réaliser en VHF. Chaque nappe sera identique à celles déjà décrites sauf en ce qui concerne les réflecteurs qui seront réunis en un seul et les radiateurs qui seront modifiés afin d'obtenir la résistance de 75 Ω .

Nous indiquons à la figure 4 le réflecteur et les radiateurs représentés simplement par des tiges droites et dont nous donnons plus loin le détail.

Le réflecteur général se compose de neuf tubes distants de $\lambda/4$ comme dans l'antenne de la figure 1 et suivant le même principe : un tube par nappe, trois tubes intermédiaires et deux tubes extrêmes l'un en haut et l'autre en bas.

Les radiateurs ont la forme indiquée par la figure 5 et se composent de deux tubes non coupés de diamètre d_2 et un tube coupé au milieu de diamètre d_1 les bornes de branchement étant a et b.

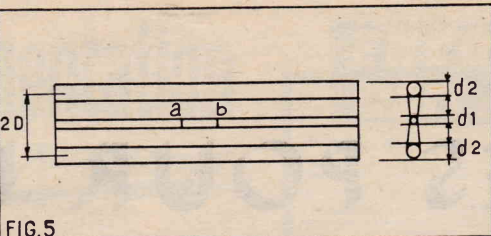
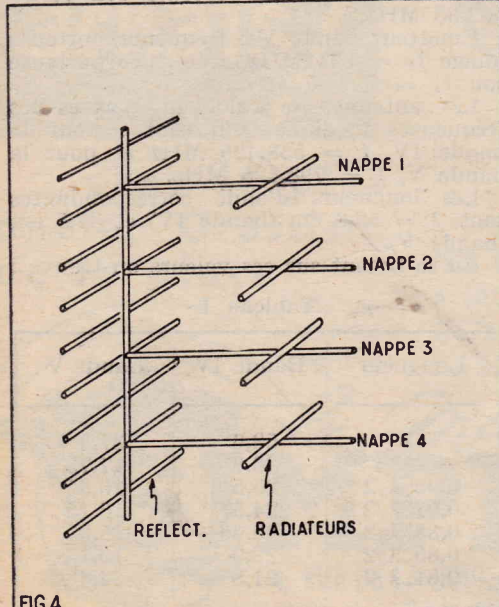
L'assemblage s'effectue à l'aide de deux pièces latérales que l'on voit à droite de la figure.

Pour obtenir une impédance de 75 Ω pour la totalité de l'antenne on prendra :

$d_2/d_1 = 2,5$
 $2D/d_1 = 50$

Ainsi, si l'on prend deux tubes de diamètre $d_2 = 5$ mm, on aura $d_1 = 2$ mm et $2D = 50 d_1 = 100$ mm.

Les plans des quatre radiateurs seront horizontaux (et non verticaux comme

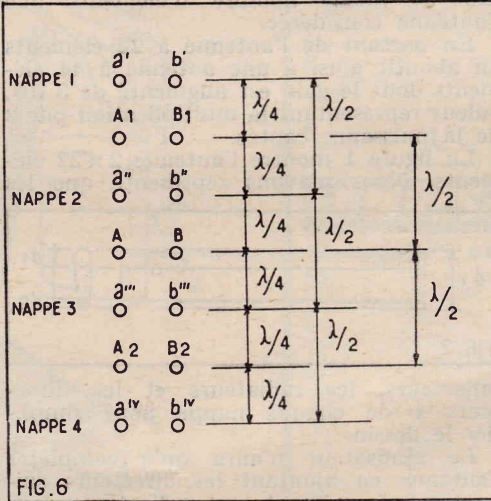


pour l'antenne à deux nappes). La disposition des tubes du milieu et le branchement des bornes a' b', a'' b'', a''' b''' et a^{iv} b^{iv} est indiqué sur la figure 6.

On reliera d'abord a' b' et a'' b'' aux bornes intermédiaires A₁ B₁ avec des câbles de 300 Ω longs de $\lambda/4$, et on en fera de même avec a''' b''' et a^{iv} b^{iv}.

On obtiendra ainsi les bornes A₁ B₁ et A₂ B₂ distantes de $\lambda(\lambda/2 + \lambda/4 + \lambda/4)$.

On reliera ensuite A₁ à A₂ et B₁ à B₂ par des doubles câbles de 300 Ω c'est-à-dire deux câbles de 300 Ω en parallèle, aux bornes finales de branchement AB où l'on connectera le câble de 75 Ω coaxial.

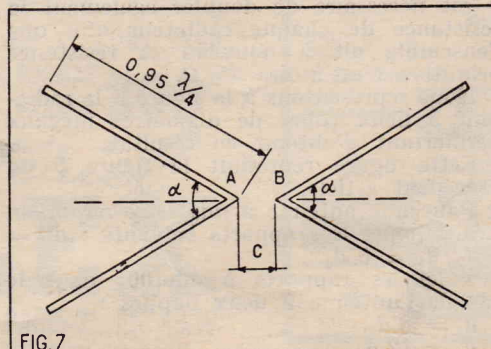


Aucun des branchements des nappes ne sera croisé. Pour la mise au point on fera varier la distance entre radiateurs et directeurs 1, opération plus difficile que pour une seule nappe et demandant une certaine patience et beaucoup de persévérance, qualités remplaçant les instruments de mesure d'un laboratoire de fabricant d'antennes. Indiquons qu'un laboratoire de ce genre peut valoir plusieurs millions de francs légers !

Antenne double le V ou X.

Lorsque le champ est intense, on peut adopter une antenne très simple et facile à construire comme l'antenne en double V ou en X se composant, de deux pôles chacun ayant la forme d'un V horizontal (voir fig. 7). Les dimensions indiquées sur la figure sont :

Longueur de chaque brin du V : 0,95 $\lambda/4$.
 Angle de chaque V : $\alpha = 45^\circ$.



Distance entre les deux points de branchement : AB = 0,05 $\lambda/2$.

De ces données on peut déduire la méthode suivante de construction :

Se procurer deux tiges pleines ou deux tubes métalliques de 0,5 à 1 cm de diamètre longs de $\lambda/2$ environ (voir dimensions en centimètres au tableau I) et les plier en leur milieu de façon que leur angle soit de 45° (demi-angle droit). Raccourcir chaque brin pour que sa longueur soit 0,95 $\lambda/4$ depuis chaque extrémité jusqu'au sommet du V en ne tenant pas compte de l'arrondi qui existera au sommet (voir fig. 8b). Ecarter les deux V de façon que la distance AB considérée depuis les points théoriques des sommets soit de 0,05 $\lambda/2$ c'est-à-dire la vingtième partie de la demi-onde.

Fixer les sommets sur une plaquette isolante pour maintenir l'antenne.

La résistance de l'antenne double V est de 150 Ω aux points de branchement et on peut la réduire à 75 Ω , tout en augmentant son gain de 3 dB environ en montant derrière elle un réflecteur à plusieurs tubes comme le montre la figure 9.

Pratiquement, on fixera sur le mât les cinq tubes du réflecteur, dont la longueur l (voir fig. 9 a) sera 1,5 $\lambda/2$ et l'écartement l/4.

Le radiateur en double V sera fixé sur une tige isolante (voir fig. 9 b) longue de $d = \lambda/8$ environ de sorte que les plans du radiateur et celui du réflecteur seront distants de $\lambda/8$.

On voit l'antenne ainsi réalisée, de profil, sur la figure 9 b.

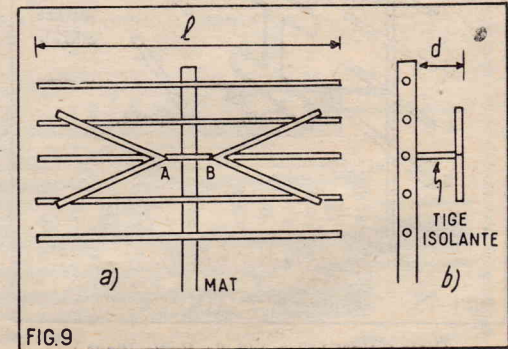
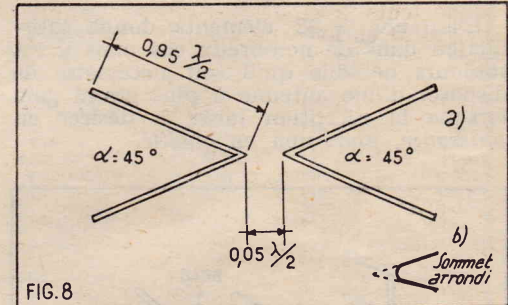
Les tubes du réflecteur pourront être en contact électrique avec le mât sans que cela soit obligatoire. On obtient les mêmes résultats en isolant les tubes ou en les fixant sur un mât isolant.

Pour la mise au point on modifiera la distance d jusqu'à obtention du maximum de contraste.

Voici, pour fixer les idées, les valeurs numériques des éléments de l'antenne double V pour les deux canaux expérimentaux français à UHF mentionnés plus haut.

Canal bande IV : longueur de chaque brin du V 0,95 $\lambda/4 = 12,75$ cm, angle du V = 45°, la distance entre les points de branchement AB = c = 1,34 mm.

En réalité la distance entre A et B sera plus grande en raison des arrondis des sommets des V. Elle peut atteindre 1 cm sans inconvénient.



La longueur des réflecteurs sera $l = 1,5 \lambda/2 = 40,2$ cm, pratiquement 40 cm, leur distance $l/4 = 10$ cm. La distance entre les plans du réflecteur et celui du radiateur sera $d = \lambda/8 = 53,6/8 = 6,7$ cm. Tubes de 0,5 à 1 cm.

Pour la bande V on prendra : longueur de chaque brin du V, $0,95 \lambda/4 = 8,42$ cm, angle du V = 45° , distance théorique AB = 1 mm, pratiquement 1 cm en raison de l'arrondi, $l = 1,5 \lambda/2 = 26,5$ cm, distance entre deux tubes du réflecteur $l/4 = 6,6$ cm, distance entre les deux éléments $d = \lambda/8 = 4,4$ cm.

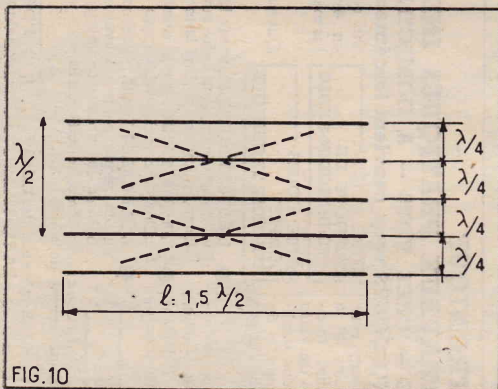
Branchement aux points AB d'un câble coaxial de 75 Ω qualité UHF. Tubes de 0,5 à 1 cm.

Antenne double le V à deux étages.

L'antenne de la figure 9 peut être réalisée en deux étages avec des éléments identiques sauf la distance d entre radiateurs et réflecteur qui sera $\lambda/4$ au lieu de $\lambda/8$.

Cette modification est faite en vue d'augmenter la résistance de chaque étage pour l'amener à 150 Ω .

En montant les deux éléments de 150 Ω en parallèle on obtiendra 75 Ω .



Le réflecteur se réalisera comme le montre la figure 10 avec des tubes longs de $l = 1,5 \lambda/2$ mais au nombre de 5. Les deux radiateurs se placeront devant les tubes 2 et 4 du réflecteur, à une distance $\lambda/4$. On améliorera, toutefois, le gain en intercalant quatre autres tubes entre les cinq tubes du réflecteur.

Le branchement des points de branchement $a' b'$ et $a'' b''$ aux points AB s'effectuera comme pour l'antenne à deux fois 22 éléments, avec deux câbles en parallèle, de 300 Ω et avec croisement des conducteurs (voir fig. 3).

Antennes dièdres.

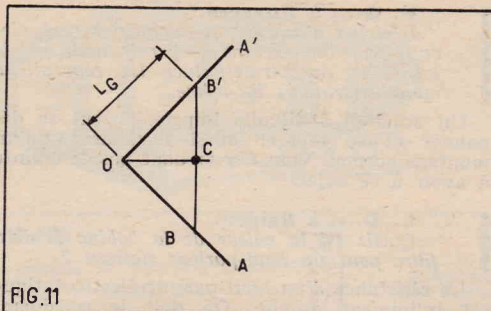
Un dièdre se compose de deux plans formant un angle α compris généralement entre 90° et 180° . Lorsque l'angle est de 180° les deux plans se confondent en un seul.

L'antenne dièdre est encombrante et de ce fait elle présente d'intérêt surtout en UHF où les longueurs d'onde sont réduites.

La composition d'une antenne de ce genre est la suivante : un réflecteur en forme de dièdre et un ou plusieurs radiateurs placés devant le réflecteur.

En réalité, l'antenne en double V à un ou deux éléments est une antenne dièdre « limite » si l'on considère encore comme dièdre deux plans dont l'angle atteint la limite supérieure de 180° .

D'autres antennes dièdres sont réalisables en modifiant l'angle et en choisissant le radiateur parmi un grand nombre de types différents : dipôle rectiligne, dipôle replié, bitriangle, double V, dipôle à cylindres, dipôle à cônes.



Les dimensions des réflecteurs ne sont pas critiques et en général elles sont plus grandes que la demi-onde.

On réalise les réflecteurs avec un certain nombre de tubes rectilignes parallèles constituant les deux plans du dièdre mais on peut également se servir de toile métallique maintenue par des cadres.

Voici figure 11 un exemple d'antenne dièdre à un réflecteur composé de tubes parallèles et à un seul radiateur dipôle demi-onde rectiligne.

Le gain élevé de cette antenne est dû surtout à la grandeur et à la forme du réflecteur.

On réalise le réflecteur dièdre avec deux plans constitués chacun par une dizaine de tubes perpendiculaires aux bras Ao et A'o visibles sur la figure. Un tube sera également placé en O.

La longueur de ces tubes est :

$$L_3 = \frac{16764}{f}$$

avec f en MHz et L_3 en centimètres.

Les deux bras Ao et A'o ont une longueur :

$$L_1 = \frac{23470}{f}$$

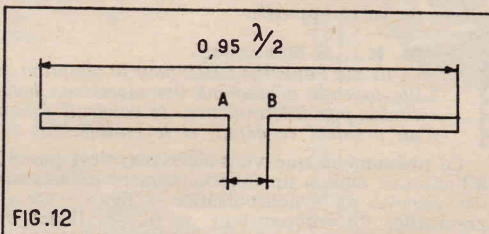
Une tige BB' sera disposée entre oA' et oA et servira à plusieurs fins : maintenir l'angle du dièdre à 90° et permettre la fixation du radiateur dipôle rectiligne demi-onde.

La distance OC est égale à :

$$L_2 = \frac{10058}{f}$$

Le radiateur est, évidemment, parallèle aux tubes du réflecteur donc perpendiculaire au plan de la figure 11.

Sa longueur est $0,95 \lambda/2$ comme les radiateurs décrits précédemment (voir fig. 12), les points A et B étant distants de 10 à 20 mm.



Exemple d'antenne pour la bande IV.

La fréquence médiane correspondant au canal de la bande IV est $f = 558,425$ MHz que nous pouvons arrondir à 558 MHz, l'antenne dièdre étant à large bande.

Nous avons, d'après les formules données plus haut :

$$\text{Long. des tubes du bras } L_3 = \frac{16764}{558} = 30 \text{ cm.}$$

$$\text{Long. de chaque bras } L_1 = \frac{23470}{558} = 40 \text{ cm.}$$

$$\text{Distance OC} \dots \dots L_2 = \frac{10058}{558} = 19 \text{ cm.}$$

(Suite page 66.)

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

Vous y auriez vu notamment :

N° 146 DE DÉCEMBRE 1959

- Les circuits du récepteur.
- Changeur de fréquence 4 lampes ECH81 - EF89 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80.
- Récepteur haute fidélité AM-FM et stéréophonique EF85 (4) - ECH81 - EM84 - ECC81 (4) - EL84 (2) - 6AL5 - EZ81.
- Applications spéciales des transistors.
- Les posemètres photographiques.
- Récepteur portatif et auto à 8 transistors EC45 (4) - OA79 - OC71 (2) - OC72 (2).

N° 145 DE NOVEMBRE 1959

- Magnétophone I2A - AX7 - EF86 (2) - EL84 (2) - EM34 - EZ80.
- Télévision à UHF.
- A la recherche des rayons cathodiques.
- Electrophone équipé d'une platine-changeur de disques automatique ECC82 - EL84 - EZ80.
- Retour sur la stéréophonie par disques.

N° 144 D'OCTOBRE 1959

- Stéréophonie avec un seul émetteur.
- Un électrophone stéréophonique ECC83 (2) - ECL82 (2) - EZ80.
- Télévision à UHF.
- Les cellules photo-électriques.
- Récepteur AM-FM - ECH81 - EF85 - EABC80 - EL84 - EM85 - EZ80.
- Mesures sur radio-récepteur.
- Poste portatif à 6 transistors avec prise antenne auto T1, T2, T3, T4, T5, T6.

N° 143 DE SEPTEMBRE 1959

- Télévision à UHF.
- Cellules plates 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.

1,20 NF le numéro

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

RÉPONSES A NOS LECTEURS

(Suite de la page 21.)

J.M.S..., à Bruxelles.

Voudrait réaliser une antenne LB10 ou LB15.

Il y a intérêt à employer du cuivre pour les directeurs et réflecteurs ainsi que pour le dipôle. Les éléments doivent être soigneusement soudés à l'étain.

Le tube de 11 mm est un peu trop gros et modifiera l'impédance. Il ne faudrait pas dépasser 7 à 8 mm.

Les dimensions entre les deux brins de 3 mm et le tube central de 12 n'ont pas été indiquées parce qu'elles ne jouent aucun rôle. Vous pouvez prendre 5 cm de part et d'autre du tube de 12 mm.

M. Ph., M..., à Paris.

Peut-on transformer un téléviseur 441 lignes en oscillographe cathodique ?

Votre appareil de télévision ne pourra jamais constituer un oscillographe sérieux. En effet, un bon oscillographe utilisera un tube électrostatique qui, par conséquent, ne prélève aucun courant sur le circuit où s'effectue la mesure alors que votre téléviseur possède un tube à déviation électro-magnétique qui nécessite le passage d'un courant dans les bobines de déviation.

Pour les essais que vous envisagez, vous pouvez faire varier la fréquence de balayage en changeant à l'aide d'un commutateur la valeur du condensateur C49.

ANTENNES POUR U.H.F.

(Suite de la page 65.)

On peut admettre comme distance maximum entre les tubes du réflecteur :

$$L_4 = \frac{2794}{558} = 5 \text{ cm.}$$

Le dipôle a une long. $L_5 = \frac{14059}{558} = 25,2 \text{ cm,}$

ce qui correspond sensiblement à 0,95 $\lambda/2$ (voir tableau I).

Pour faciliter la construction, indiquons encore la distance $oB = oB' = L_6 = 1,42 L_2 = 1,42 \times 19 = 27 \text{ cm.}$

Remarque que les valeurs des longueurs de chaque bras désignées par L_1 représentent un minimum et on peut très bien adopter une valeur plus grande ne dépassant pas $1,5 L_1$.

La longueur L_2 des tubes réflecteurs est aussi un minimum. On peut l'augmenter jusqu'à $1,5 L_2$.

Enfin l'écartement entre deux tubes du réflecteur L_4 est un maximum, autrement dit on peut monter plus de tubes qui seront plus rapprochés les uns des autres.

Par contre les dimensions $L_2 = OC$ et L_6 sont à respecter car elles déterminent la résistance (75 Ω) et la fréquence médiane d'accord.

Antenne pour la bande V

Avec $f = 798,425 \text{ MHz}$ que nous arrondissons à 800 MHz on obtient :

$$L_3 = \frac{16764}{800} = 21 \text{ cm,}$$

$$L_1 = \frac{23470}{800} = 29,3 \text{ cm,}$$

$$L_2 = \frac{10058}{800} = 12,6 \text{ cm,}$$

$$L_4 = \frac{2794}{800} = 3,4 \text{ cm,}$$

$$L_5 = \frac{14059}{800} = 17,6 \text{ cm,}$$

$$L_6 = 1,42 L_2 = 17,9 \text{ cm.}$$

G. B.

P. G..., à Auxerre.

Désireux d'acheter un magnétophone à circuits imprimés craint de perdre toute possibilité de pouvoir effectuer les réparations ou améliorerait lui-même.

Un appareil à circuits imprimés peut se dépanner et se réparer aussi facilement qu'un montage normal. Vous n'avez donc pas de crainte à avoir à ce sujet.

L. D..., à Saigon.

Quelle est la valeur de la bobine L d'un filtre pour un haut-parleur statique ?

La résistance d'un haut-parleur électrostatique est infiniment grande. On doit le considérer comme une capacité.

La valeur de L est de quelques millihenrys en général. Elle peut varier éventuellement avec les caractéristiques du transformateur de sortie.

Il faut régler la valeur de manière à éviter que le haut-parleur électrostatique reçoive des fréquences inférieures à 5 à 7 kHz.

Le calcul que vous nous demandez est impossible car il faudrait connaître avec précision les caractéristiques d'impédance motionnelle des différents haut-parleurs.

R. G..., à Grand-Couronne.

Quelle est la conductibilité électrique des métaux suivants : silicium, cristal de germanium, cérium, cadmium, calcium, erbium, sélénium, thallium, thorium.

Pour le silicium : masse atomique 28,08. Résistivité intrinsèque : 63,700 ohms — à 300° K.

Germanium : masse atomique 72,6. Résistivité intrinsèque : 47 ohms/cm à 300° K. Ce ne sont pas des métaux, mais des semi-conducteurs. Le sélénium est un métalloïde, de masse atomique 78,96 et dont la résistivité (variété grise) varie avec l'état physique.

Il en est d'ailleurs de même des autres métaux :

Cérium — M :	132,8.
Cadmium :	112,41.
Cadmium :	112,41.
Calcium :	40,08.
Thallium :	204,4.
Thorium :	231,4.

Les prix de vente dépendent énormément de la pureté qui vous est nécessaire.

A. M..., à Monthiers.

Ayant réalisé le « Minus 6 » se plaint de l'usure de la pile, une dizaine de jours environ.

Il nous demande s'il est possible de prolonger la durée de cette pile, ou s'il peut utiliser deux piles de lampe de poche accouplées en 9 V.

La durée que vous nous signalez pour la pile alimentant votre récepteur miniature « Minus 6 » nous paraît normale, surtout si vous écoutez chaque jour un nombre d'heures assez important. La solution consisterait, comme vous le supposez, d'utiliser des piles de plus grosse capacité : par exemple 2 piles de lampe de poche montées en série de manière à donner une tension de 9 V.

Ce procédé ne risque pas de détériorer certaines pièces de votre appareil.

J. K..., à Bruxelles.

A monté l'antenne LB10 pour la réception de Lille constate néanmoins des vibrations horizontales par intermittence. Il voudrait savoir d'où provient ce défaut et le remède.

Ce phénomène que vous décrivez n'est pas dû à l'antenne mais à un fonctionnement défectueux des circuits de synchronisation « ligne » et, en particulier du comparateur de phase. Il est dû à des oscillations amorties du système comparateur. C'est dans cette partie du circuit qu'il faut rechercher le défaut.

Pour vous donner plus de précision, il nous serait nécessaire de connaître le schéma exact de l'appareil.

C. J. M..., à Marseille.

A réalisé le « Kid » du n° 138 et reçoit confortablement l'émetteur de Marseille Provence se plaint de recevoir cet émetteur sur une très large plage, et nous demande conseil.

Etant donné votre proximité de l'émetteur, il n'est pas étonnant que vous receviez celui-ci sur une aussi large plage.

A notre avis, il n'y a peu de remède à cela, un poste détectrice à réaction ayant une sélectivité assez faible.

Essayez de réduire le condensateur placé dans le circuit antenne.

R..., à Razes.

Demande quelle sera la consommation d'un poste de sa réalisation.

Votre poste consommera 40 Wh. Avec un transfo, la consommation sera pratiquement la même, soit approximativement 35 Wh.

J. M..., à Alger.

Ayant terminé le montage du « Kid » n'arrive pas à séparer les deux émetteurs d'Alger, nous demandons comment améliorer la sélectivité de cet appareil.

Un poste détectrice à réaction a évidemment le défaut d'avoir une sélectivité assez faible, ce qui explique la difficulté que vous avez à séparer les deux émetteurs de votre région.

Vous pourrez tenter d'augmenter cette sélectivité en essayant de réduire la valeur du condensateur d'antenne et même de remplacer ce condensateur par un petit ajustable. Néanmoins, nous ne pouvons vous garantir que les résultats seront concluants.

TOUS NOS COURS D'ELECTRONIQUE

SONT COMPLÉTÉS PAR DES TRAVAUX PRATIQUES INDISPENSABLES

UN LABORATOIRE — CHEZ VOUS — A DOMICILE

★ L'UN DE NOS CINQ COURS vous convient forcément !...

NOTRE COURS DE PRATIQUE DE TECHNICIEN-RADIO

NOTRE COURS COMPLET D'AGENT TECHNIQUE

NOTRE COURS D'ELECTRICITÉ

NOTRE COURS D'ACOUSTIQUE

NOTRE COURS D'ELECTRONIQUE

NOTRE COURS D'ALIMENTATION

NOTRE COURS D'OPTIQUE

Qui reprend toute l'électricité en évitant, le plus possible, les mathématiques.

Qui enseigne en même temps :

L'ELECTRICITÉ dont tous les aspects sont examinés en détail, en insistant entre autres, sur l'Electro-Magnétisme, si important dans la technique moderne.

L'ACOUSTIQUE avec, entre autres, le calcul des salles, le calcul pratique des organes de transmission.

L'ELECTRONIQUE. Alimentation basse fréquence et haute fréquence, le tout avec les calculs : selfs, transfo, bobinages, circuits complets, 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.

12 FORMULES de paiement échelonnées à votre convenance

Dès la première leçon, vous commencerez à câbler et à réaliser votre premier montage. A chaque stade de votre construction, nous vous expliquerons le « pourquoi » de chaque organe, absolument SANS MATHS.

Qui suppose de bonnes notions d'électricité et d'étude, entre autres, toute l'électronique de la haute fréquence toujours sans mathématiques.

ET AUSSI NOTRE COURS SPECIAL « MATHS-RADIO »

De nombreux détails sur ces divers cours sont contenus dans notre Documentation 519 qu'il vous suffira de demander, sans engagement de votre part.

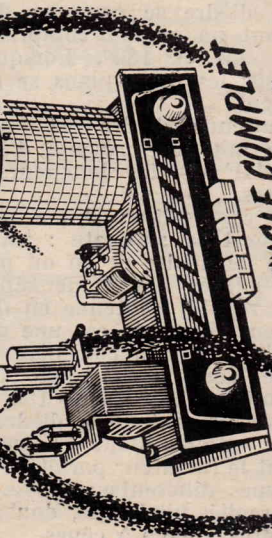
12 FORMULES de paiement échelonnées à votre convenance

67, boulevard de Clichy PARIS-9°

IFS COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE

3 Montages BF dont 1 Hi-Fi

2 Montages HF



CYCLE COMPLET la technique des travaux pratiques