

radio plans

XXVI ANNÉE
PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
135 — JANVIER 1959

100 francs
en Belgique : 18 F belges
Étranger : 120 F
en Suisse : 1,60 FS

Dans ce numéro :

La réaction négative
ou contre-réaction

★

Étalonnage du générateur
et de la base de temps

★

Le tube de Geiger
détecteur de Radio-activité

★

Antenne d'émission
et de réception

★

Électrophone simple
à deux canaux ou partie BF
etc..., etc...

et

LES PLANS

EN VRAIE GRANDEUR
D'UN RÉCEPTEUR

CHANGEUR DE FRÉQUENCE

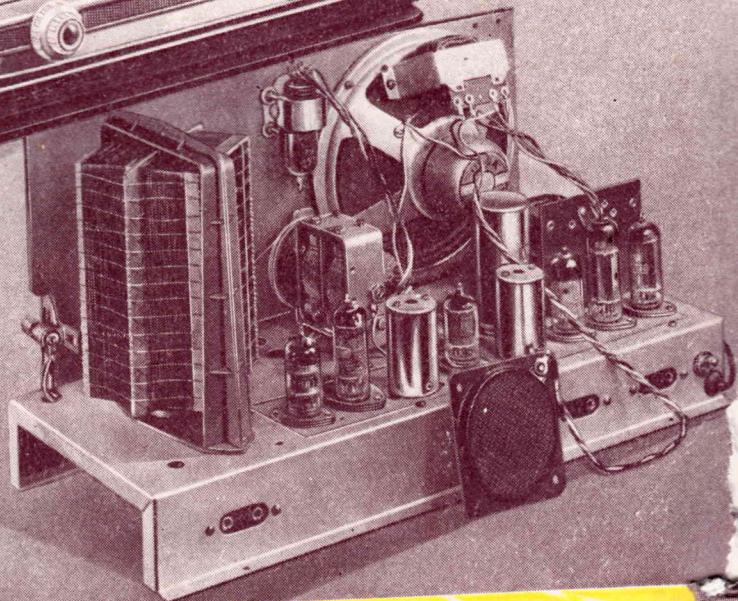
3 LAMPES PLUS L'INDICATEUR

D'ACCORD ET LA VALVE,
ALIMENTATION ALTERNATIF

D'UN RÉCEPTEUR AM-FM

et de ce...

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



...CHANGEUR de FRÉQUENCE
5 LAMPES PLUS LA VALVE
ET L'INDICATEUR D'ACCORD
AVEC ÉTAGE HF

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

ABONNEMENTS :

Un an..... 1.050 F

Six mois.... 550 F

Étrang., 1 an. 1.110 F

C. C. postal : 259-10

RÉPONSES A NOS LECTEURS

Nous répondons par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois et dans les dix jours aux questions posées par lettre par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

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

2^o Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon réponse pour les lecteurs habitant l'étranger.

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

Ch. V..., à Dijon.

En possession d'un récepteur F.M. constate certaines anomalies :

— Ce poste marche normalement après un repos, et au bout de quelque temps il commence à faire du bruit sur toutes les ondes même en PU lorsqu'il veut écouter un disque.

— De plus il constate qu'une tache (vert foncé) se forme lentement sur l'indicateur d'accord.

A notre avis, la panne que vous constatez sur votre récepteur est due à une déféctuosité d'une lampe de l'ampli BF.

Faites vérifier ces lampes ou, mieux si vous le pouvez, remplacez-les une à une par d'autres de même type, de manière à déterminer celle qui provoque le défaut.

L. B..., à Isigny-sur-Mer.

Comment reconnaître l'impédance d'un transfo de sortie.

Seule une mesure à l'aide d'un pont d'impédance peut permettre cette détermination.

J. G..., à Guéret.

Quelles sont les caractéristiques des lampes suivantes : 3B24 - 3E29 - 5670.

Voici les caractéristiques des lampes que vous désirez :

3B24 : Chauffage : 2,5 V, 0,15 A.

5 V, 0,30 A.

Courant plaque : 30 mA.

60 mA.

Tension inverse de plaque : 20.000 V.

Fonction : redresseuse.

3E29 : Chauffage : 2,5 V, 4,75 A.

Courant plaque : 65 mA.

Tension inverse de plaque : 16.000 V.

Fonction : redresseuse.

5670 : Chauffage : 6,3 V, 0,35 mA.

Tp : 150 V - 300 V.

Ip : 8,2 mA - 12,6 mA.

J. V..., aux Lilas.

Possesseur d'un récepteur alternatif équipé des tubes 2A7 - A258 - A257 - 2A5 et 80 constate que cette dernière rougit et chauffe anormalement. Il nous demande s'il peut remplacer les deux condensateurs électrochimiques de 8 microfarads 500-550 V par un électrochimique double 2 x 12 microfarads 500-550 V et comment brancher ce dernier :

La panne de votre poste vient d'un condensateur électrochimique claqué. Vous pouvez le remplacer par un 2 x 12 microfarads à moins que votre récepteur possède une polarisation par le moins, dans ce cas, il faudrait utiliser deux condensateurs électrochimiques séparés.

Dans le premier cas, vous branchez le pôle négatif du 2 x 12 microfarads qui est constitué soit par un bouton, soit par un fil bleu ou noir,

à la masse, et les deux fils positifs à la place des 2 x 8 microfarads d'origine.

E. R...,

Se plaint du manque de puissance sur son récepteur 6 lampes, voudrait savoir la cause et le remède :

Les causes du manque de puissance de votre récepteur peuvent être multiples.

Il est possible qu'une lampe soit défectueuse. Il est possible également qu'il y ait une coupure dans le transformateur de haut-parleur. Il se peut également que l'alimentation ne fournisse pas une haute tension suffisante, soit en raison de l'affaiblissement de la valve, soit en raison de la déféctuosité d'un condensateur de filtrage.

En conséquence, nous vous conseillons de faire vérifier votre jeu de lampes par un radioélectricien possesseur d'un lampemètre, sinon de relever les tensions aux différents points de votre récepteur, c'est la seule façon de pouvoir déceler l'endroit où la panne a lieu.

L...,

Voudrait réaliser une installation stéréophonique avec deux postes radio « Telefunken » ainsi qu'une tourne-disque de même marque. Il nous demande s'il obtiendra de bons résultats en ce qui concerne les disques stéréophoniques :

L'utilisation de vos deux récepteurs « Telefunken » alliés à une tête de lecture stéréophonique doit vous donner de bons résultats, c'est-à-dire des résultats analogues à ceux que l'on obtient avec un amplificateur à deux canaux spécialement prévus pour ce mode de reproduction.

Au cas où vous passeriez un disque ordinaire, il vous suffira de relier l'une des têtes aux deux récepteurs, ceci par le jeu d'une commutation.

R. L..., à Nantes.

A réalisé le récepteur 3 lampes à amplification directe de notre numéro 99 se plaint du manque de réglage de volume, et nous demande le remède à apporter :

Le manque de plage de réglage du potentiomètre de sensibilité peut être dû à un défaut de la lampe UF41 qui ne présente pas une variation de pente suffisamment progressive. Essayez donc de changer de tube.

A. B..., à Drancy.

En possession d'un tube cathodique d'importation américaine 5BP1 voudrait monter un oscilloscope pour la vérification de l'allumage sur automobile. Il possède un schéma irréalisable ne pouvant se procurer les pièces. Il nous demande des éclaircissements :

Le montage que vous envisagez est parfaitement réalisable avec du matériel français. Il vous suffira d'utiliser une valve Philips DY86 à la place de la 1V2.

En ce qui concerne le transformateur, il vous faudra de toute façon le faire exécuter spécialement.

B..., à Cannes.

Voudrait remplacer un accumulateur 6 V par une alimentation stabilisée (sur alternatif 125 V) pour en alimenter un photomètre à cellule photo-électrique. Il nous demande conseil :

Pour stabiliser une aussi faible tension et un aussi fort débit, il est pratiquement impossible d'utiliser un système à tubes électroniques.

En revanche, un régulateur à diode Zener et transistor convient fort bien. L'emploi d'une diode Zener seul ne peut être envisagé.

SOMMAIRE

DU N° 135 JANVIER 1959

La réaction négative ou contre-réaction	23
Etalonnage du générateur et de la base de temps.....	27
Un récepteur AM-FM EF80 - ECH81 - EF89 - 6AV6 - EL84 - EM84 - EZ80.	31
Récepteur changeur de fréquence 3 lampes + l'indicateur d'accord et la valve alimentation alternatif ECH81 - EBF80 - ECL82 - EM85 - EZ80.....	39
Le tube de Geiger détecteur de radio-activité.....	44
Antenne d'émission et de réception..	49
Electrophone simple à deux canaux ou partie BF.....	53
Changeur de fréquence 5 lampes plus la valve et l'indicateur d'accord avec étage HF cascade ECC81 - ECH81 - EF89 - EBC81 - EL84 - EM85 - EZ80.	54
Amateur et les surplus : Comment tirer parti du BC 1206-CM.....	59
Installation des téléviseurs.....	62

Le calcul des éléments nécessiterait toute une étude que nous ne pouvons envisager dans le cadre d'une réponse technique.

D'autre part, nous vous signalons que le prix de revient d'une telle alimentation serait très élevée, par suite du prix du transistor de puissance.

G. N..., à Fontenay-le-Comte.

Voudrait sur le récepteur miniature Reflex remplacer le transistor OC 72 par un deuxième OC71 sans grande modification :

Vous pouvez remplacer un transistor OC72 par un OC71 mais la puissance sera moindre.

E. C..., à Blendecques.

A réalisé le récepteur miniature Reflex 3 et habitant à 30 km de l'émetteur PO France II, nous demande si l'adjonction d'une antenne télescopique peut améliorer la puissance. Si oui, à quel endroit du récepteur doit-il la brancher ?

Il est évident que l'adjonction d'une antenne télescopique pourrait améliorer la sensibilité et, par conséquent, la puissance de ce montage.

Le branchement de cette antenne peut se faire en la reliant à la cage du CV qui accorde le cadre par un condensateur de l'ordre de 50 à 100 pF.

BON DE RÉPONSE Radio-Plans

(Suite page 66.)

Très import. concessionnaire matériel radio-réfrigérat. Afrique Noire Angl., recherche AGENTS TECHNICO-COMMERCIAL très sér. connaiss. techn. du dépann. et expér. de la vente exig. Limite d'âge 25-30 ans. Adress. curr. vit. à Pub. MOULIN (réf. 1523) 8, r. de Milan, Paris-9^e, qui transm.



PUBLICITÉ :

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

Le précédent n° a été tiré à 44.450 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux.

EXTRAORDINAIRE BIENFAIT DE LA

GYMNASTIQUE DES YEUX

FAIT VOIR NET SANS LUNETTES

Le traitement facile que chacun peut pratiquer chez soi rend rapidement aux MYOPE 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.

LA RÉACTION NÉGATIVE OU CONTRE-RÉACTION

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

On dit qu'il y a « réaction » dans un amplificateur quand une fraction de l'énergie amplifiée est introduite, de nouveau, à l'entrée. Cette énergie peut s'ajouter à l'énergie d'entrée; dans ce cas, l'énergie de sortie sera naturellement augmentée. On sera en présence de **RÉACTION POSITIVE** (qu'on désigne souvent, d'ailleurs, par le seul mot « réaction » — sans qualificatif). On peut donc en conclure que la **RÉACTION POSITIVE** augmente le gain fourni par un amplificateur.

Si l'énergie ré-injectée se retranche de l'énergie d'entrée, le gain de l'amplificateur sera plus réduit.

On sera alors en présence de **CONTRE-RÉACTION** ou **RÉACTION NÉGATIVE**.

Mais, dans un cas comme dans l'autre, la « réaction » apportera une modification des propriétés de l'amplificateur. Ces modifications peuvent être, suivant les cas, avantageuses ou non...

Notre propos est d'étudier l'action d'une **RÉACTION NÉGATIVE** dans un amplificateur de basse fréquence. Par la suite, nous serons aussi amenés à fournir des indications pratiques qui permettront, dans bien des cas, d'améliorer le fonctionnement et les résultats obtenus.

Réaction de tension.

L'énergie reportée à l'entrée de l'amplificateur peut être proportionnelle à la tension fournie par l'amplificateur. On dit alors qu'il s'agit d'une réaction de tension. Elle peut aussi être proportionnelle à l'intensité fournie par l'amplificateur. Il faut distinguer les deux cas, car les résultats sont tout à fait différents.

Examinons le cas de la réaction de tension. Considérons d'abord un amplificateur A (fig. 1).

Il s'agit d'un amplificateur tout à fait quelconque qui peut comporter un nombre plus ou moins grand d'étages...

Nous introduisons une tension E à l'entrée. Nous trouvons une tension S entre les extrémités de l'impédance de charge Z (qui peut être, par exemple, la bobine mobile d'un haut-parleur).

Dans ces conditions, le gain de tension de l'amplificateur est $G = S/E$.

Introduisons maintenant un certain *taux de contre-réaction*, cela veut dire que nous superposons, à la tension d'entrée E, une certaine fraction r, de la tension de sortie. La grandeur r sera précisément le *taux de contre-réaction*.

Pour arriver à ce résultat, nous pouvons réaliser la combinaison indiquée sur la figure 2. Il est bien évident que

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

Puisqu'il s'agit ici de *contre-réaction* ou réaction négative, la tension réellement introduite entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur ne sera plus E, mais E - rS.

Proposons-nous de déterminer maintenant la nouvelle valeur de gain Gr de l'amplificateur avec réaction.

Un calcul très élémentaire, qu'on trouvera à la fin de cet article, nous amène à l'expression suivante :

$$Gr = \frac{G}{1 + rG}$$

Ce qui nous confirme que le gain de l'amplificateur réactif est diminué puisqu'il est égal à G divisé par quelque chose qui est nécessairement plus grand que 1... puisqu'il est égal à :

$$\frac{1}{1 + rG}$$

La quantité rG est souvent nommée le *facteur de réaction*. C'est une grandeur dont il est utile de connaître la valeur. Le gain G est normalement compris entre 100 et 10.000 par exemple. Le facteur r varie entre 5/100 et plusieurs dixièmes. Dans ces conditions, G peut varier entre 10 et plusieurs centaines... C'est donc une quantité beaucoup plus grande que 1.

Nous sommes ainsi autorisés à supprimer 1 dans l'expression précédente et l'expression Gr devient alors :

$$Gr = \frac{1}{r}$$

Résultat tout à fait remarquable qui nous livre tous les secrets de la contre-réaction !

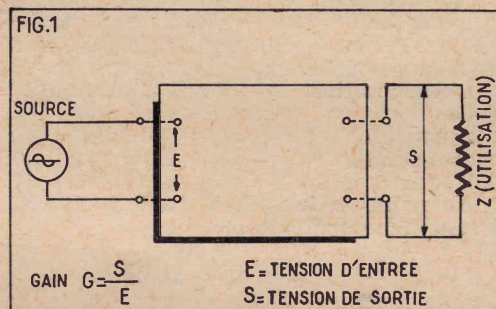


FIG. 1. — Définition du gain en tension $G = S/E$ d'un amplificateur sans contre-réaction.

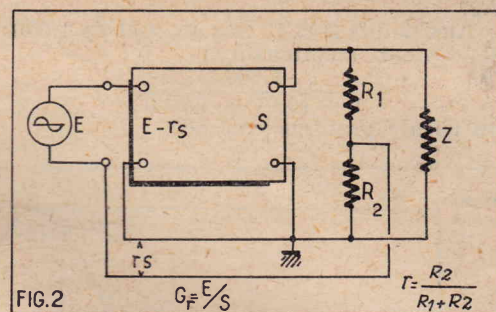


FIG. 2. — Dans l'amplificateur à contre-réaction, la tension d'entrée n'est plus E, mais cette valeur diminuée d'une fraction r de la tension de sortie S. C'est donc E - rS. Ce résultat peut être facilement obtenu au moyen d'un diviseur de tension constitué par les deux résistances R1 et R2.

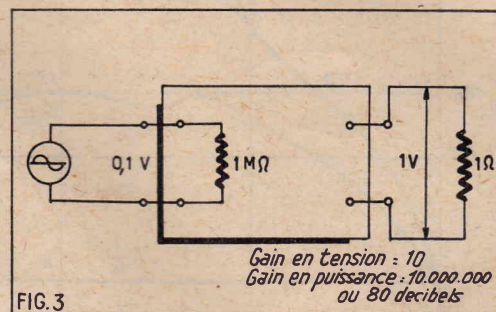


FIG. 3. — Le gain en tension d'un amplificateur ne signifie à peu près rien. Ce qui importe, c'est le gain en puissance. Ainsi, l'amplificateur ci-dessus ne semble fournir qu'un modeste gain en tension de 10... Et pourtant, son gain en puissance atteint la respectable valeur de 10 millions, C'est-à-dire 80 décibels !

Les secrets de la contre-réaction.

C'est en effet ce que nous allons pouvoir constater. Pourquoi un amplificateur produit-il des déformations ? Il y a, évidemment, beaucoup de raisons. C'est, d'abord, le fait que les éléments de liaison entre les étages ne sont pas parfaits : transformateurs, groupes résistance, capacité, etc.

C'est aussi parce que les caractéristiques des tubes amplificateurs ne sont pas droites.

Dans le premier cas, le gain varie avec la fréquence, ce qui produit précisément de la *distorsion de fréquence*. Dans le second cas, le gain varie avec l'amplitude des tensions qu'il s'agit d'amplifier et, dans ces conditions, on dit qu'il y a *distorsion d'amplitude* (ou, d'une manière plus barbare : de non-linéarité). Et cela se traduit par l'apparition de composantes indésirables qui sont les *harmoniques*. Or, dans l'amplificateur à contre-réaction, le gain étant mesuré par $1/r$ ne dépend plus que du *taux de réaction*, celui-ci étant, à son tour, déterminé par le rapport :

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

Ce taux est indépendant de l'amplitude et de la fréquence. On peut donc en conclure que le gain devient indépendant de la fréquence et de l'amplitude et qu'il n'y a plus de *distorsion* !

Ne nous emballons pas !

Peut-être serait-il imprudent de nous laisser emporter trop loin par notre enthousiasme ! Il importe maintenant d'examiner les choses d'un peu plus près... Nous avons là un nouvel exemple de ce qu'il ne faut pas faire en interprétant des résultats mathématiques : oublier les *suppositions* ou *hypothèses* qui ont été avancées.

Notre interprétation repose entièrement sur le fait que le facteur de réaction rG est beaucoup plus grand que 1. Mais cela ne sera pas nécessairement vrai dans tous les cas...

Il semble cependant que cela soit toujours possible, car il suffit d'augmenter le facteur r...

En réalité, des limitations pratiques interviennent toujours. D'abord, c'est r qui détermine le gain maximum. Si nous choisissons $r = 1/10$, le gain maximum de l'amplificateur sera de 10. Dans ces conditions, il sera peut-être insuffisant. Il ne faut pas oublier que la principale qualité d'un amplificateur, c'est encore d'*amplifier*...

Remarquons toutefois que ce chiffre de 10 peut sembler anormalement faible. Mais il s'agit du *gain en tension*.

Le gain en puissance est, dans le fond, le seul qui nous intéresse.

Si l'impédance d'entrée est de 1 MΩ, — ce qui est une valeur courante — et si l'impédance de sortie est de 1 Ω — valeur également courante pour la bobine mobile d'un haut-parleur — le gain en puissance atteint 100 millions. En effet, la puissance d'entrée pour 0,1 V est de (fig. 3).

$$\frac{0,1 \times 0,1}{1.000.000} \text{ ou } 10^{-8} \text{ watt.}$$

La puissance de sortie serait de :

$$\frac{1 \times 1}{1} = 1 \text{ watt.}$$

Le gain en puissance atteint donc bien 100 millions ! ou 80 db... Ce qui n'est pas précisément négligeable...

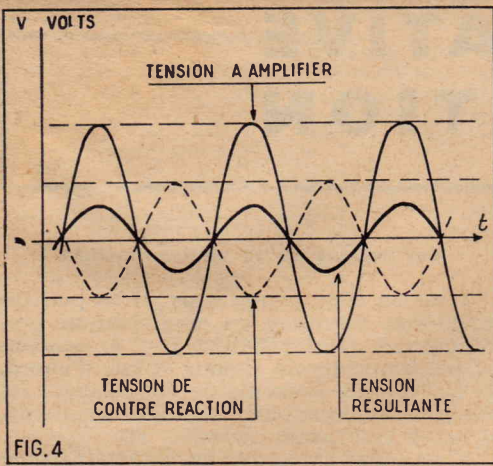


FIG. 4. — Pour qu'il y ait « contre-réaction », il faut que la tension d'entrée et la tension de contre-réaction soient rigoureusement en opposition de phase, c'est-à-dire déphasées de 180°.

La rotation de phase.

Un autre élément vient limiter le taux de contre-réaction que l'on peut pratiquement utiliser : c'est la nécessité d'obtenir toujours une réaction effectivement négative.

Nous avons supposé, jusqu'à présent, que la tension de contre-réaction rS , ramenée à l'entrée de l'amplificateur était exactement en opposition avec la tension qu'il s'agit d'amplifier.

Il s'agit, bien entendu, de tensions alternatives. Dire que ces deux tensions sont en opposition signifie qu'elles se présentent comme nous l'indiquons sur la figure 4, c'est-à-dire qu'elles sont déphasées de 180°.

Or, un amplificateur introduit toujours un certain déphasage qui varie, en général, avec la fréquence. Il en résultera que, pour certaines fréquences, l'opposition ne sera plus strictement réalisée. Il en résultera que le taux de réaction relatif à ces fréquences, diminuera. Dans ces conditions, la réaction pourra tendre à devenir positive. L'amplificateur ne remplira plus du tout les conditions indiquées plus haut. La contre-réaction, non seulement ne corrigera plus la distorsion, mais elle pourra même en produire...

Et, une fois encore, la grandeur essentielle sera le facteur de réaction rG .

Le risque sera d'autant plus grand que r sera lui-même plus grand...

Mécanisme de correction de la courbe de réponse.

Nous avons établi, tout à l'heure, que le gain d'un amplificateur à contre-réaction pouvait se déterminer par l'expression simple :

$$Gr = \frac{G}{1 + rG}$$

présentons sur la figure 5 la courbe de réponse en tension d'un certain amplificateur. On peut voir que cette courbe est très accidentée.

Cherchons à déterminer comment cette courbe sera transformée par l'application d'un couplage réactif.

Nous allons supposer, pour commencer, qu'on applique un taux de contre-réaction très faible, 1/1.000 par exemple.

Nous pouvons calculer le nouveau gain en chaque point de la courbe. Mais il nous suffira pratiquement de déterminer quelques points pour pouvoir tracer la nouvelle courbe de transmission.

FIG. 5. — Comment se modifie la courbe de réponse d'un amplificateur à mesure qu'on augmente le taux de contre-réaction.

Considérons, par exemple, le point A. Le gain, sans contre-réaction, était de 10.000. Le nouveau gain est donné par :

$$Gr = \frac{10.000}{1 + (10.000 \times 0,001)}$$

ce qui fait environ 900.

Nous obtenons donc ainsi le point A1. Le gain était de 1.000 pour les points B et C.

Le nouveau gain est de :

$$Gr = \frac{1.000}{1 + (1.000 \times 0,001)}$$

C'est-à-dire

$$\frac{1.000}{1 + 1} = 500$$

Ce qui nous donne les points B1 et C1. En D et E, le gain était de 100. Nous obtenons maintenant

$$Gr = \frac{100}{1 + (100 \times 0,001)}$$

soit environ 100

Le gain n'est donc pratiquement pas changé et la nouvelle courbe se confond avec l'ancienne.

Bien entendu, en aucun point la valeur du gain ne peut dépasser $1/r$, c'est-à-dire 1.000. La nouvelle courbe présente les mêmes accidents que l'ancienne ; mais les « montagnes » sont relativement moins hautes et les « crevasses » relativement moins profondes.

L'amélioration est donc parfaitement nette.

Augmentons l'importance du taux de contre-réaction et portons le à $1/100$ ou 0,01.

Au point A, le gain G était de 10.000. Il est maintenant de :

$$Gr = \frac{10.000}{1 + (0,01 \times 10.000)}$$

ou pratiquement 100.

En réalité, nous vérifions ici que si rG est beaucoup plus grand que 1, le gain devient égal à $1/r$...

Le nouveau point de la courbe est donc A2.

Aux points B et C, le gain était de 1.000. Il devient maintenant :

$$\frac{1.000}{1 + (0,01 \times 1.000)}$$

ou encore pratiquement 100.

Il en résulte que les deux crevasses qui présente la courbe en B et C sont totalement effacées.

Aux points D et E, le gain était de 100 avant l'application de la contre-réaction que devient-il maintenant ?

Il est facile de le calculer :

$$Gr = \frac{100}{1 + (0,01 \times 100)} = \frac{100}{2} \text{ ou } 50.$$

Si nous faisons le calcul aux points E ou F où le gain était de 10, nous trouverons que le nouveau gain est :

$$Gr = \frac{10}{1 + (0,01 \times 10)} = \frac{10}{1,1}$$

soit 10 environ.

Il n'est donc pratiquement pas changé.

Ce qui nous permet de tirer une conclusion fort intéressante. La contre-réaction agit en limitant le gain à la valeur $1/r$. C'est-à-dire 100 dans le cas qui nous a servi d'exemple. Quelle que soit la grandeur du gain en l'absence de contre-réaction, la nouvelle valeur ne sera jamais supérieure à $1/r$.

Il y a donc un rabotage automatique au niveau $1/r$. Quand le gain est très inférieur à $1/r$, rien n'est pratiquement changé. Il en résulte que toutes les bosses qui peuvent présenter la courbe sont impitoyablement supprimées.

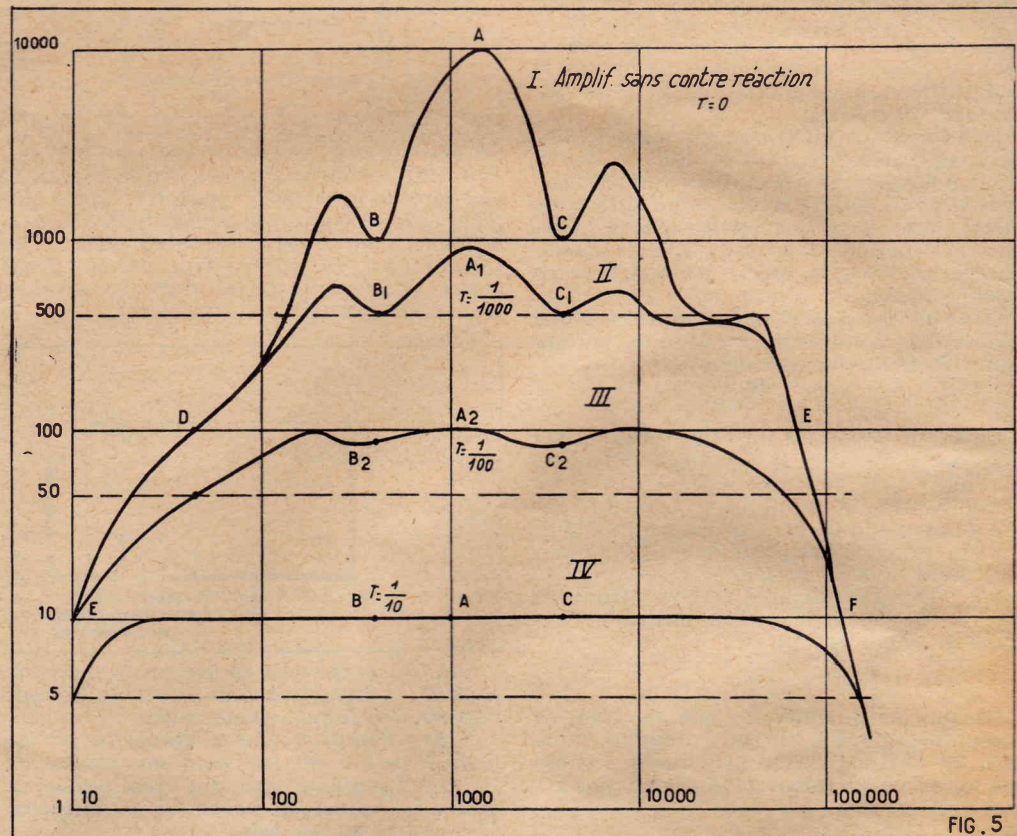
On aurait pu, dans l'exemple choisi adopter un taux de contre-réaction de $1/10$. Dans ce cas, le gain aurait été limité à 10, mais la courbe de réponse aurait été telle que nous l'avons représentée en IV.

L'amélioration obtenue de I en III est remarquable. Elle est encore plus saisissante quand on passe de III en IV. En I, la courbe très irrégulière ne présente aucune partie horizontale.

En III, le gain demeure pratiquement constant depuis 100 jusqu'à 10.000 périodes par seconde.

Enfin, en IV, le gain est constant depuis 50 jusqu'au-delà de 50.000 périodes par seconde.

Mais il ne faut pas oublier que cette amélioration de qualité se paie d'une perte considérable de gain...



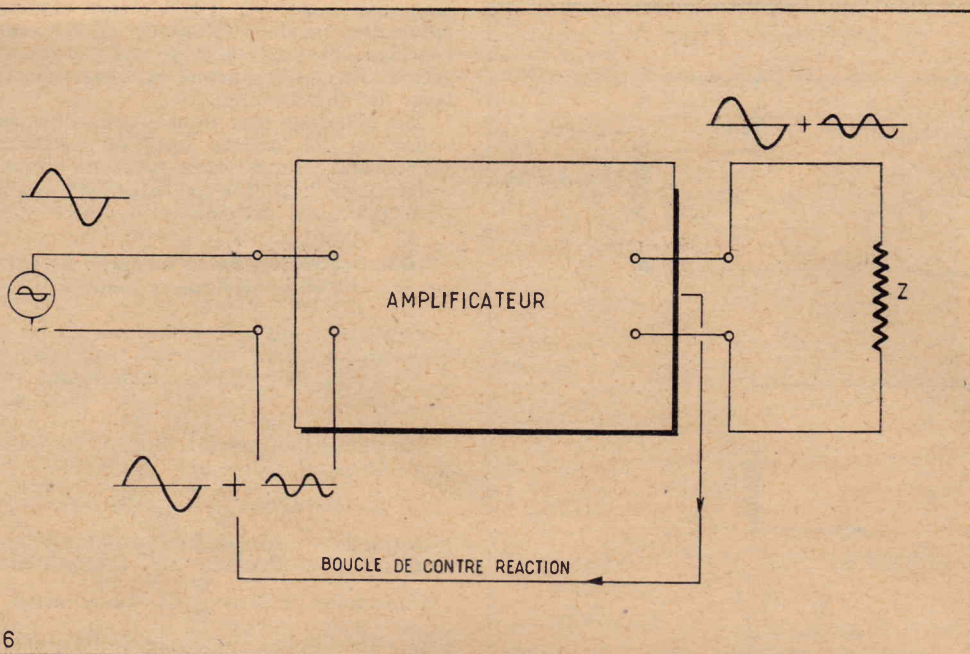


FIG. 6

FIG. 6. — Mécanisme de correction de la distorsion d'amplitude. C'est le même mécanisme qui permet de comprendre l'élimination du bruit de fond, des ronflements, etc...

De plus, il faut, en pratique, tenir compte des facteurs limitatifs que nous avons signalés plus haut.

Correction de la distorsion d'amplitude.

Le mécanisme de la correction apportée à la distorsion d'amplitude est donc fort simple. Celui qui apporte la correction de la distorsion d'amplitude est tout aussi efficace, mais aussi un peu plus subtil.

Considérons, par exemple, un amplificateur (fig. 6) qui fournit de la distorsion par harmonique 2. Cela veut dire que si nous introduisons à l'entrée une tension sinusoïdale pure F, nous trouvons à la sortie une tension composite résultant de la superposition d'une tension sinusoïdale F et d'une tension harmonique de fréquence 2F.

La tension de contre-réaction comportera naturellement la composante F, qu'il s'agit d'amplifier, mais aussi la composante indésirable de distorsion 2F. La première se compose avec la tension d'entrée de telle sorte qu'il reste une certaine amplitude E — rS — Mais, pour l'autre, il n'y a aucune tension d'entrée.

C'est donc uniquement la composante 2F qui subsiste et qui, amplifiée, combattra l'action déformante de l'appareil. Il en résultera évidemment une amélioration notable de la situation. D'une manière plus précise, le rapport entre l'amplitude de la tension fondamentale F et celle de la tension harmonique indésirable 2F sera amélioré, précisément en fonction de la grandeur du facteur de réaction rG...

Une analyse complète, dont nous faisons grâce à nos lecteurs, permettrait de conclure que le nouveau taux de distorsion D peut être calculé par rapport à l'ancien D par l'expression :

$$d = \frac{D}{1 + rG}$$

L'amélioration peut donc — encore une fois — être considérable. Notons en passant que cette formule, comme toutes les précédentes ne doit pas être appliquée sans discernement. Il y a lieu de l'interpréter.

Bruits de fond, ronflements, inductions, etc...

Il est fréquent qu'un amplificateur de grande sensibilité produise des bruits para-

sites. Un haut-parleur, connecté entre les bornes de sortie, fait entendre « quelque chose », même si rien n'est introduit à l'entrée de l'amplificateur.

Ces bruits peuvent avoir diverses origines. Ils peuvent être du « souffle », des ronflements dus à une insuffisance du filtrage, des inductions, dues à des couplages parasites.

La contre-réaction les atténuera et les fera même disparaître si le facteur de réaction rG atteint une valeur assez grande.

Le mécanisme de l'élimination de ces bruits est exactement le même que celui de la réduction de la distorsion.

Modification de la courbe de réponse par contre-réaction.

Une certitude se dégage nettement de ce qui précède : Le taux de réaction commande le gain d'un amplificateur réactif. Du moins, il en est ainsi, aussi longtemps que le facteur de réaction rG, produit du taux de réaction par le gain, demeure beaucoup plus grand que 1.

Si le taux de réaction est indépendant de la fréquence, l'amplificateur se comporte de la même manière pour toutes les fréquences. On obtient donc, ainsi, une courbe de réponse horizontale.

Mais il est de nombreux cas, où il est souhaitable de pouvoir modifier la forme de cette courbe de réponse. On veut, compenser les réductions d'amplitudes imposées par certains facteurs, par exemple, dans l'enregistrement sur disque, il est nécessaire de réduire l'amplitude des fréquences les plus basses pour éviter le chevauchement des sillons adjacents. Pour retrouver le niveau normal des fréquences basses, il faut, à la reproduction, amplifier davantage ces fréquences externes.

On peut aussi, de la même manière, corriger le mauvais rendement d'un haut-parleur...

D'après ce qui précède, on peut modifier la courbe du gain de l'amplificateur en faisant varier le taux de contre-réaction avec la fréquence. Dans nos différents schémas théoriques, la tension de contre-réaction était obtenue au moyen d'un diviseur de tension R1-R2 utilisant deux résistances.

Il en résultait que ce taux était indépendant de la fréquence. Mais nous pouvons facilement rendre ce taux de réaction variable avec la fréquence en utilisant non plus des résistances, mais des réactances.

Examinons, par exemple, la disposition de la figure 7. Le diviseur fournissant la tension de contre-réaction comporte une première branche, comportant, en série, la résistance R1 et le condensateur C. La seconde branche est la résistance R2. Pour les fréquences élevées, la réactance du condensateur C est négligeable. Mais il n'en est pas de même pour les fréquences basses. Citons quelques chiffres pour fixer les idées. Admettons que R2 = 50 Ω et que R1 = 450 Ω.

Le taux de contre-réaction est de 50 / (50 + 450) = 0,1 ou 10 % pour les fréquences élevées, en supposant la réactance de C négligeable.

Prenons Cg = 1 μF.

FIG. 7. — La réactance de Gg augmente quand la fréquence diminue. Tout se passe donc, en pratique, comme si la valeur de l'élément Zr (voir en b) augmentait. En conséquence, le taux de contre-réaction diminue.

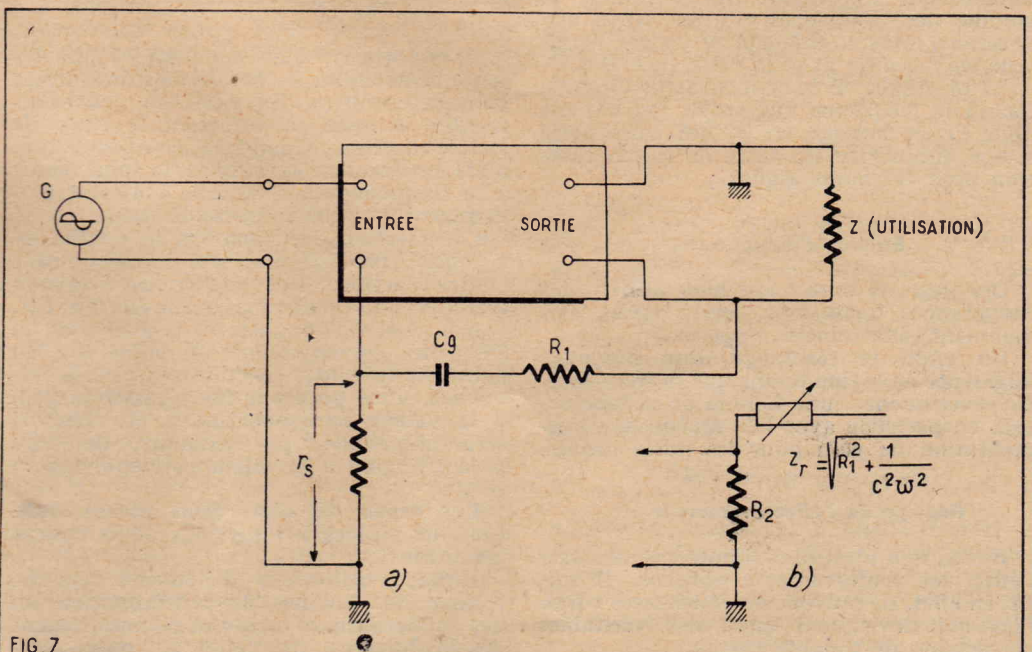


FIG. 7

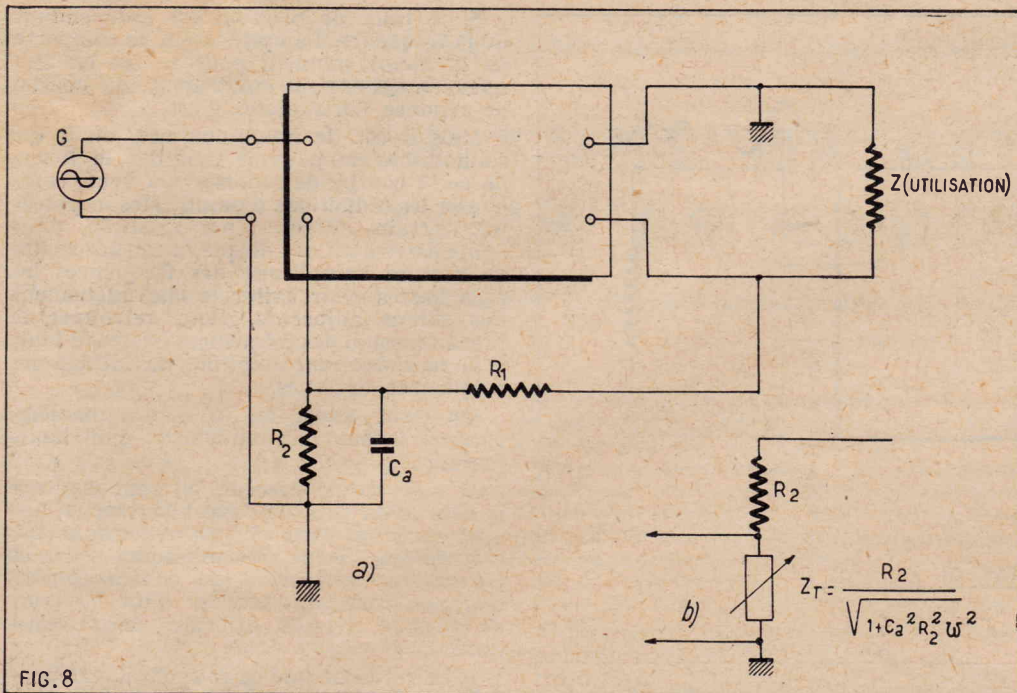


FIG. 8

Fig. 8. — La réactance de C diminue quand la fréquence augmente. Tout se passe, en pratique, comme si la valeur de l'élément Z_r (voir en b) diminuait. En conséquence, le taux de contre-réaction diminue.

Il est toujours très commode de se souvenir qu'un condensateur de $1 \mu\text{F}$ présente une réactance de 16.000Ω à la fréquence de 100 périodes par seconde. Si la fréquence est de 10.000 périodes, cette réactance tombe naturellement à 16Ω , ce qui est effectivement négligeable.

Mais à 100 périodes tout se passe comme si la seconde branche du diviseur de tension comportait en série une réactance de 1.600Ω et une résistance de 450Ω . Cette combinaison ne correspond pas à 2.050Ω , car il ne s'agit pas de résistances, mais à environ 1.600Ω .

En conséquence, le taux de contre-réaction devient beaucoup plus faible... En conséquence, le gain de l'amplificateur est beaucoup plus grand qu'à 1.000 ou 10.000 périodes par seconde.

Pour favoriser les fréquences élevées.

On peut aussi disposer les éléments pour obtenir un supplément de gain dans la gamme des fréquences élevées. Nous disposerons, dans ce cas (fig. 8) un condensateur en parallèle avec la résistance R2.

La réactance de ce condensateur diminue quand la fréquence augmente. On obtient donc l'effet indiqué en G, qui correspond à une diminution du taux de contre-réaction pour les notes aiguës.

Emploi d'inductances.

On pourrait tout aussi bien utiliser des inductances, mais leur action serait évidemment exactement opposées.

En effet, la réactance d'un bobinage augmente en même temps que la fréquence. En conséquence, une bobine de self-induction en parallèle avec R2, amène une augmentation de gain pour les notes graves.

Réglage de l'effet correcteur.

Enfin, rien n'est plus simple que de doser l'effet des renforcements obtenus. Il suffit, en effet, de prévoir des résistances variables qui deviennent aussi des véritables correcteurs de tonalité (fig. 9).

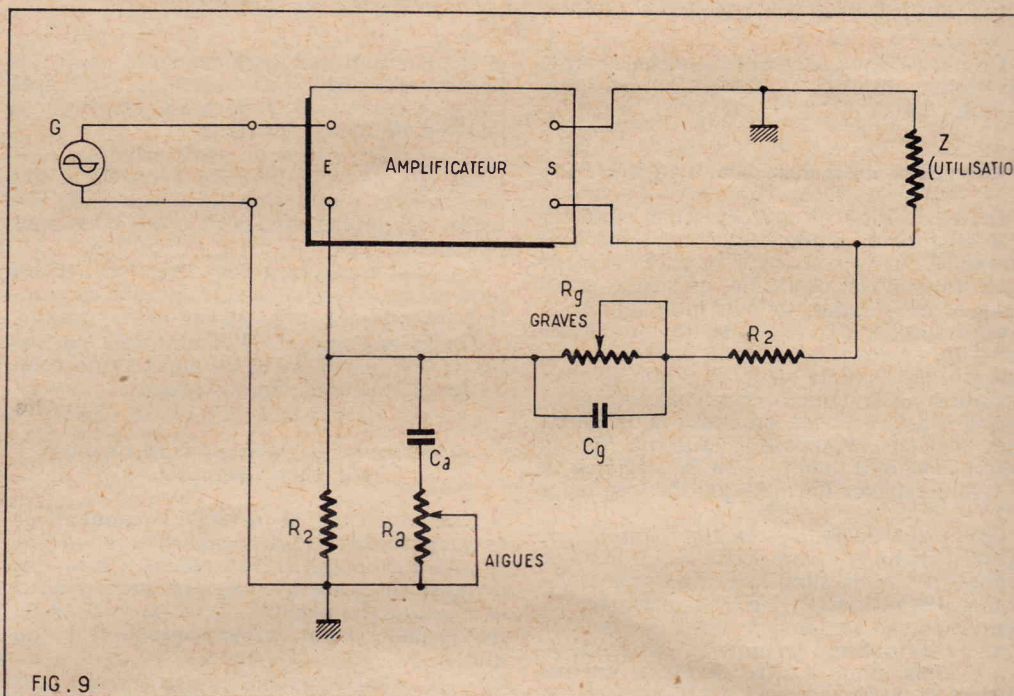


FIG. 9

Il importe de bien comprendre que les renforcements ainsi obtenus ont des limites bien déterminées. En effet, on peut augmenter le gain en réduisant le taux de contre-réaction. Quand la contre-réaction a été entièrement supprimée, le gain, relatif à la fréquence en question, a atteint évidemment une limite infranchissable.

Considérons, par exemple, la courbe de réponse ABCDEF d'un amplificateur sans contre-réaction. Une contre-réaction non sélective nous donnera la courbe GB'C'D'EF.

Nous voulons augmenter le gain pour la fréquence correspondant au point K'. En annulant la contre-réaction pour cette fréquence, nous pourrions faire passer le gain à la valeur correspondant à K'. Mais il sera impossible, par exemple, de faire passer le gain à la valeur correspondant à K''.

Les zones de corrections seront donc toujours situées à l'intérieur de la courbe primitive.

Enfin, l'utilisation d'éléments réactifs, comme des bobines de self-induction ou des condensateurs introduit nécessairement des déphasages. Or, l'effet de contre-réac-

tion est basé sur l'opposition de phase entre les tensions d'entrée et de contre-réaction. Si le déphasage est exagérément grand... on peut parfois observer des troubles de fonctionnement.

Les schémas que nous avons donnés au cours de cet article sont essentiellement théoriques. Leur transposition dans le domaine de la réalité pratique sera le thème d'un prochain article.

Démonstration de la formule du gain d'un amplificateur réactif.

Reportons-nous à la figure 2. Le gain de l'amplificateur sans contre-réaction était G. Il s'agit de calculer la nouvelle valeur du gain :

$$G_r = S/E \quad (1)$$

La définition même du gain de l'amplificateur nous donne :

$$G = \frac{S}{E - rS} \quad (2)$$

puisque $E - rS$ est la tension réellement introduite à l'entrée de l'amplificateur.

Cherchons à tirer $\frac{S}{E}$ de l'expression (2)

Pour cela, nous pouvons la développer : $GE - rSG = S$.

Mettons S en facteur : $S(1 + rG) = EG$
D'où :

$$\frac{S}{E} = G_r = \frac{G}{1 + rG}$$

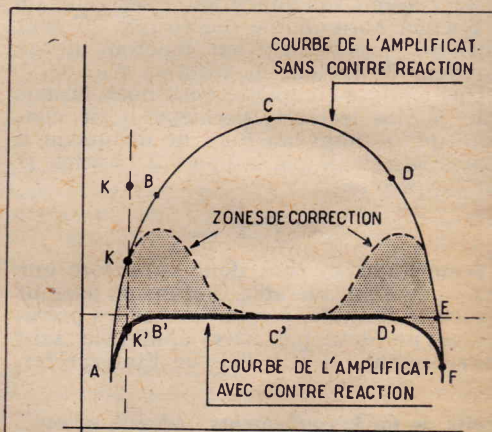


FIG.10

ÉTALONNAGE DU GÉNÉRATEUR ET DE LA BASE DE TEMPS

par Michel LÉONARD

Principe de l'étalonnage.

L'étalonnage d'un générateur s'effectue par comparaison avec un autre appareil étalonné, préalablement. Dans certains cas, on peut également faire appel à des sources de signaux étalonnés.

Un exemple de source de ce genre est le secteur alternatif à 50 Hz. Toute prise de courant fournit un signal à 50 Hz qui peut servir à l'étalonnage d'un appareil qui doit être gradué en fréquences comme c'est le cas d'un générateur de signaux périodiques.

Une seule fréquence basse comme 50 Hz permet l'étalonnage sur une bande assez large dont les limites inférieure et supérieure sont respectivement $50/n$ et $50n$, n étant un nombre de l'ordre de 10, ce qui permettrait d'étalonner entre 5 et 500 Hz.

Pour des fréquences supérieures à 550 Hz, on utilisera une autre source de signaux étalonnés.

Lorsqu'on peut se procurer un générateur 13G étalonné, il est encore plus facile d'étalonner celui que l'on possède. Nous allons indiquer ci-après les méthodes basées sur la comparaison effectuée à l'aide de l'oscillographe en se servant des sources de signaux dont nous venons de parler.

Etalonnage avec générateur BF.

Dans notre précédente suite (article IV paru dans le numéro précédent de *Radio-Plans*) on a sur la figure 1-IV que l'on obtient sur l'écran, un cercle ou une ellipse lorsqu'on applique à l'entrée horizontale et à l'entrée verticale, des tensions ayant la même fréquence. On avait pris comme exemple 50 Hz, fréquence fournie par le secteur pour l'intermédiaire de l'oscilloscope lui-même (prise 50 Hz). Il est évident que l'on obtiendra également un cercle ou une ellipse quelle que soit la fréquence adoptée pourvu que celle-ci soit la même pour les deux balayages.

La méthode d'étalonnage à l'aide d'un générateur BF étalonné, consiste dans les opérations suivantes :

1° Choisir dans chaque gamme du générateur à étalonner quelques fréquences permettant de servir de repères pour la graduation du cadran de l'appareil.

Dans le cas du générateur décrit précédemment, la gamme totale BF est 20 à 20.000 Hz divisée en 3 gammes, 20 à 200, 200 à 2.000 et 2.000 à 20.000 Hz.

Pour la gamme 20 à 200 Hz on pourra adopter les fréquences 20, 30, 40.... 200 Hz, suivant une progression de 10 en 10 Hz.

Pour la gamme 200 à 2.000 Hz la progression s'effectuera de 100 en 100 Hz et pour la gamme 2.000 à 20.000, de 1.000 en 1.000 Hz.

2° Régler le générateur étalonné sur 20 Hz et agir sur le bouton de réglage du générateur à étalonner jusqu'à ce que l'oscillogramme sera un cercle ou une ellipse. En ce moment, on sera sûr que la fréquence d'oscillation de notre générateur est également 20 Hz. On réglera les tensions appliquées aux plaques de déviation de façon que l'on obtienne des ellipses, se rapprochant autant que possible d'un cercle ou tout au moins d'une figure de forme arrondie.

3° Marquer la fréquence 20 sur le cadran du générateur en face de la position de l'aiguille ou noter sur une feuille de papier la graduation de ce cadran correspondant à $f = 20$ Hz, ce qui permettra par la suite de graver ce cadran.

4° Procéder de la même façon pour les autres fréquences.

5° Graduer le cadran ou établir une courbe d'étalonnage analogue à celle de la figure 1-V. Ainsi, sur la gamme globale 20 à 200 Hz, si l'on trouve que $f = 120$ Hz correspond à la graduation 40 du cadran, cela définit le point M de la courbe qui sera tracée lorsqu'on aura déterminé une dizaine d'autres points.

Remarquer que, le plus souvent, les trois gammes présentent des recouvrements de sorte que, dans chacune, il y aura dépassement vers l'extérieur de la bande, au-delà des limites nominales.

On ne manquera pas d'effectuer l'étalonnage sur toute l'étendue réelle de chaque

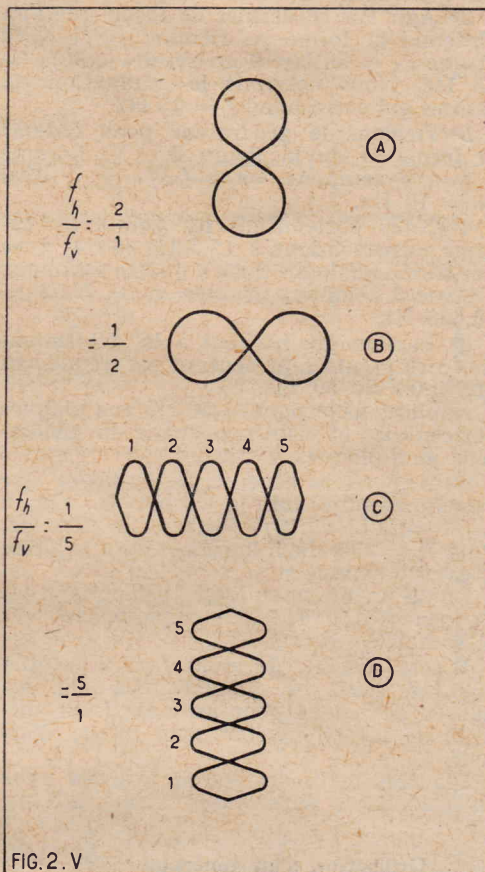


FIG. 2.V

gamme. De cette façon, une fréquence donnée étant reçue par deux gammes adjacentes, des vérifications d'étalonnage seront possibles ultérieurement.

6° Procéder de la même façon pour les deux autres gammes et éventuellement pour une quatrième gamme (20.000 à 200.000 Hz) s'il en existe.

En ce qui concerne cette quatrième gamme, remarquer que la méthode proposée ci-dessus n'est applicable que si le générateur étalonné monte jusqu'à 200 kHz.

Dans le cas contraire, on utilisera un générateur HF qui débute à 50 kHz. Le rapport des fréquences étant compris entre 20/50 et 200/50, on effectuera l'étalonnage suivant la méthode indiquée ci-après.

Etalonnage à l'aide des figures de Lissajous.

Lorsqu'on applique aux plaques de déviations des tensions sinusoïdales mais de fréquences différentes on obtient sur l'écran du tube cathodique des oscillogrammes dits figures de Lissajous.

Lorsque le rapport des fréquences est un nombre entier ou l'inverse d'un nombre entier, ces figures sont peu compliquées, facilement identifiables, et le rapport de fréquences peut être déterminé immédiatement.

On obtient également des figures de Lissajous avec les rapports différents, par

GRADUATION DU CADRAN

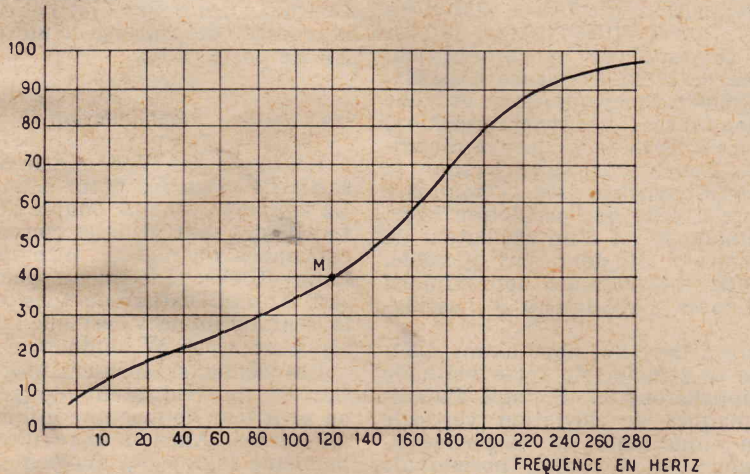


FIG. 1.V

exemple 2/5, 7/8, etc., mais ces figures sont compliquées et malaisées à interpréter.

Sur la figure 2 - V, nous représentons quatre oscillogrammes :

En A, la figure de Lissajous est un huit. Désignons par f la fréquence de balayage vertical et par f_b la fréquence de balayage horizontal.

Dans le cas A, on a $f_v/f_b = 2$ en B, $f_b/f_v = 1/2$, en C, $f_b/f_v = 1/5$ et en D, $f_b \times f_v = 5$.

Pratiquement, on procédera de la manière suivante :

1° Appliquer à l'entrée horizontale le signal à 50 Hz et à l'entrée verticale celui du générateur à étalonner.

2° Agir sur ce dernier de façon que l'on obtienne la forme A. Comme $f_b/f_v = 2$ et que $f_b = 50$ Hz, il en résulte que $f_v = 25$ Hz. Nous noterons la graduation du cadran qui correspond $f = 25$ Hz.

3° Réglons le générateur pour obtenir la forme D de la figure 2 - V. Comme il y a 5 sommets, on a $f_b/f_v = 5$ d'où $f_v = 10$ Hz.

4° Nous obtiendrons les points du cadran correspondant à 12,5 Hz (50/4) avec une forme analogue mais à quatre sommets.

Avec 3 sommets on aura $f_v = 50/3 = 16,666$ Hz.

5° Passons maintenant à la détermination des points représentant les fréquences multiples de 50 Hz.

Appliquons le signal à 50 Hz aux plaques horizontales et celui provenant du générateur aux plaques verticales.

6° Réglons le générateur de façon que l'oscillogramme ait la forme B. On a $f_b/f_v = 1/2$ d'où $f_v = 2 f_b = 100$ Hz. Pour $f_v = 250$ Hz, il faudra obtenir la forme C avec 5 sommets.

De la même manière, on trouvera les fréquences 150 Hz (3 sommets), 200 Hz (4 sommets), etc.

Il sera possible de monter ainsi jusqu'à 500 Hz, avec 10 sommets. Au-delà, les figures deviennent confuses et il est difficile de les interpréter sans risque d'erreur.

D'autres méthodes seront utilisées pour les fréquences supérieures à 500 Hz.

Utilisation d'un générateur HF.

Si l'on possède un générateur HF oscillant sur 50.000 Hz, on appliquera le signal à cette fréquence aux plaques de déviation horizontale et celui de notre générateur BF aux plaques de déviation verticale. Si la figure de Lissajous a la forme D, avec 5 sommets, la fréquence du générateur à étalonner est f donnée par $f_b/f_v = 5$ et comme $f_b = 50.000$, il vient $f_v = 10.000$ Hz.

D'autres fréquences sont identifiées comme suit :

- 6 sommets correspondent à $50.000/6 = 8.333$ Hz.
- 7 sommets correspondent à $50.000/7 = 7.143$ Hz.
- 8 sommets correspondent à $50.000/8 = 6.250$ Hz.
- 9 sommets correspondent à $50.000/9 = 5.555$ Hz.
- 10 sommets correspondent à $50.000/10 = 5.000$ Hz.

Si nous ne possédons pas de générateur BF étalonné, il reste à combler le trou de 500 à 5.000 Hz pour lequel les méthodes précédentes n'ont pu être appliquées.

Notre générateur HF viendra toutefois à notre secours, car tout générateur HF possède un dispositif de modulation à 400, 500, 800 ou 1.000 Hz. Ce dispositif est simplement un oscillateur BF à fréquence fixe dont le signal est d'ailleurs disponible à une sortie spéciale portant la mention de la fréquence, par exemple 400 Hz ou 400 c/s.

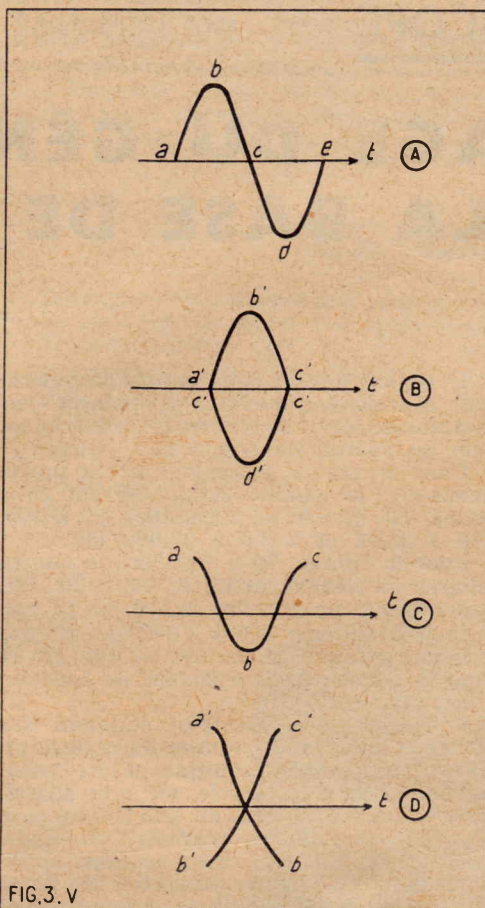


FIG. 3 - V

Il s'agit en premier lieu de déterminer exactement cette fréquence, car la valeur mentionnée est souvent approximative.

Comme notre générateur est étalonné jusqu'à 500 Hz, il est facile de procéder comme il a été indiqué plus haut lorsque le signal fixe étalon était 50 Hz. Supposons, par exemple, que la fréquence nominale de l'oscillateur BF est de 1.000 Hz.

Accordons le générateur sur une fréquence de l'ordre de 200 Hz, ce signal servant de balayage horizontal. Supposons que l'on obtienne la figure C, lorsque notre générateur est accordé exactement sur 205 Hz. On en déduira que la fréquence de l'oscillateur BF est $5 \times 205 = 1.025$ Hz.

Il sera, par conséquent, possible d'utiliser ce signal pour déterminer les points $2 \times 1.025 = 2.050$, $3 \times 1.025 = 3.075$, $4 \times 1.025 = 4.100$ Hz, etc. Grâce aux divers procédés indiqués, notre générateur peut être maintenant complètement étaloné.

Étalonnage de la base de temps.

Une base de temps comportant un oscillateur de relaxation n'est pas stable en fréquence, ce qui justifie l'emploi obligatoire d'un dispositif de synchronisation. La différence entre la fréquence d'oscillation libre (sans synchronisation) et celle de l'oscillation forcée (avec synchronisation) peut atteindre 5 % de la fréquence d'oscillation libre. Remarquons que lorsque la base de temps est synchronisée, la fréquence est supérieure à celle de l'oscillation libre.

Un étalonnage précis d'un oscillateur de base de temps n'est donc pas possible.

La méthode d'étalonnage approximatif indiquée ci-après s'appliquera à l'oscillation libre.

Dans notre article IV, nous avons d'ailleurs exposé le principe de cette méthode que nous rappellerons ici. Il s'agit d'appliquer aux plaques de déviation verticale une tension sinusoïdale de fréquence f_b et aux plaques de déviation horizontale la tension en dents de scie à la fréquence

f_b fournie par la base de temps. On conçoit le nombre n de branches de sinusoïde et l'on a $f_h/f_b = n$. Remarquons que l'influence observée sur l'écran n'est pas stable, la base de temps n'est pas synchronisée.

Le générateur BF pouvant fournir des signaux dont la fréquence est comprise entre 20 et 2.000 Hz, il sera facile de faire apparaître une seule branche du sinusoïde. Dans ces conditions, on aura $n = 1$ et on pourra étalonner la base de temps dans cette gamme. Si ce générateur monte à plus de 20.000 Hz, on pourra étalonner par la même méthode sur des fréquences plus élevées.

Dans le cas contraire, si f est supérieure à $f_b n$ sera inférieure à l'unité et on ne voit sur l'écran que des fractions de sinusoïde enchevêtrées. Considérons la figure 3 - V. En A on a représenté une branche de sinusoïde qui apparaît sur l'écran sous la forme $f_b = f_h$, c'est-à-dire $n = 1$.

Si la fréquence de la base de temps double de celle de la tension sinusoïdale, sa période est moitié. Dans ces conditions la partie a, b, c de la figure A est séparée et devient a', b', c' de la figure B. Pendant la période suivante, de la base de temps, le spot étant revenu à gauche, celui-ci décrit l'alternance inférieure (négative) c, d de la période de sinusoïde, devient c', d', e' , de sorte que l'oscillogramme B prend la forme ovale.

Toute branche de sinusoïde ne débute pas forcément à la tension nulle. En C, on voit une branche de sinusoïde commençant avec le sommet positif. Si $f_b = 2 f_h$ comme précédemment, les deux moitiés de la sinusoïde, b, c se croisent et l'oscillogramme prend la forme a', b', c' , comme on le voit en figure 3 - V. D'autres formes correspondent à des rapports $1/3, 1/4$, etc., de f_h/f_b mais leur interprétation est difficile et peut donner lieu à des erreurs. Par cette méthode on étalonne jusqu'à 40.000 Hz.

Pour les fréquences supérieures à 40.000 Hz, on se servira du générateur BF qui fournira un signal à 50.000 Hz. Dans ce cas, $f_b = 50.000$ Hz, on verra deux branches de sinusoïde lorsque la fréquence f_b de la base de temps sera de 25.000 Hz et une branche avec $f_b = 50.000$ Hz.

Accordons ensuite le générateur, sur 300 kHz, par exemple. Si $f_b = 50$ kHz, il y aura 6 branches de sinusoïde et ensuite 5 branches avec $f_b = 60$ kHz, 4 avec $f_b = 75$ kHz, 3 avec $f_b = 100$ kHz, 2 avec $f_b = 150$ kHz, et une avec $f_b = 300$ kHz.

On procédera de la même manière pour trouver d'autres points d'étalonnage de la base de temps.

Nous sommes maintenant familiarisés avec l'oscilloscope et le générateur BF. Pour passer immédiatement à leur emploi à la mise au point des radio-récepteurs des amplificateurs basse fréquence, nous donnons ci-après le détail d'une manipulation qui aura pour objet l'établissement de la courbe de réponse d'un amplificateur BF de poste radio.

Manipulation C.

La figure 4 - V donne le schéma de la sortie BF d'un récepteur à lampes secteur. La lampe V_1 est une double diode pentode. Les diodes sont utilisées comme détectrices et lampes de réglage automatique de volume (CAV). L'élément pentode de sortie sert d'amplificateur de tension tandis que la pentode finale V_2 est une lampe de puissance de 2 à 6 W modulés.

Les éléments dépendent des lampes choisies et du réalisateur de récepteur, on peut leur donner une infinité de valeurs différentes. Ainsi, à titre d'exemple, avec la même lampe V_1, R_1 peut être comprise entre 20 k Ω et 500 k Ω .

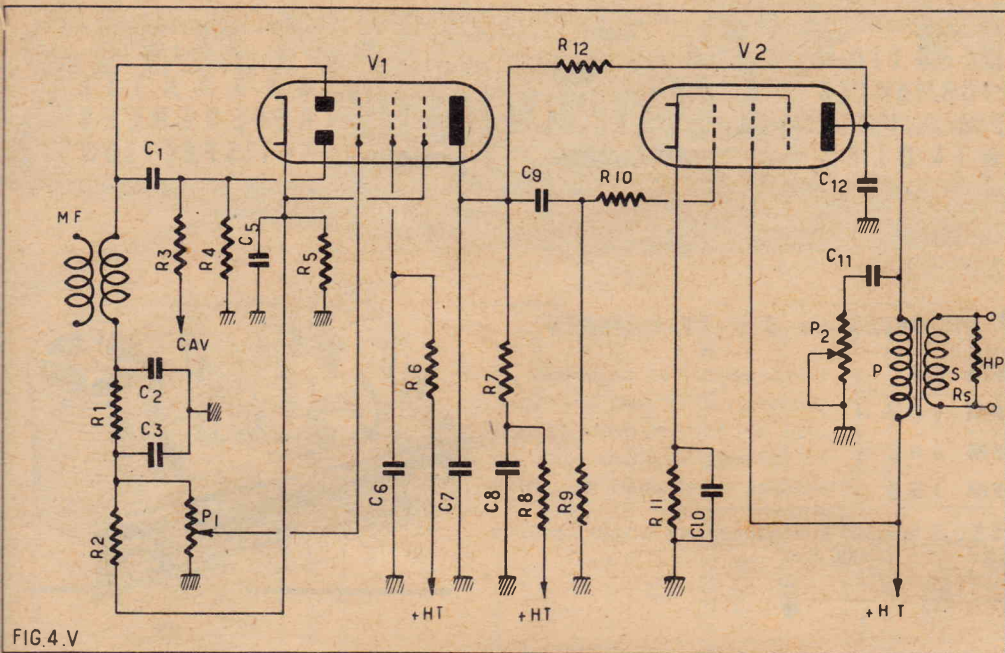


FIG. 4.V

La liste ci-après donne l'ordre de grandeur des éléments R, C et P :

Résistances : $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ M}\Omega$, $R_5 = 1.000 \Omega$ (polarisation automatique), $R_6 = 200 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 500 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 1 \text{ k}\Omega$, $R_{11} = 200 \Omega$, $R_{12} = 1 \text{ M}\Omega$, $P_1 = 500 \text{ k}\Omega$, $P_2 = 50 \text{ k}\Omega$.

Condensateurs : $C_1 = 50 \text{ pF}$, $C_2 = C_3 = 100 \text{ pF}$, $C_4 = 20.000 \text{ pF}$, $C_5 = 20 \mu\text{F}$ (électrochimique), $C_6 = 0,5 \mu\text{F}$, $C_7 = 200 \mu\text{F}$, $C_8 = 8 \mu\text{F}$, $C_9 = 20.000 \text{ pF}$, $C_{10} = 50 \mu\text{F}$ (électrochimique), $C_{11} = 50.000 \text{ pF}$, $C_{12} = 1.000 \text{ pF}$.

$V_1 =$ diode pentode, $V_2 =$ pentode finale, MF = dernier transformateur moyenne fréquence, T.S. = transformateur de sortie.

Voici maintenant différentes opérations permettant de relever la courbe de réponse de cet amplificateur.

1. Branchement des appareils de mesure.

Le générateur BF est connecté à l'entrée de l'amplificateur. Cette entrée se situe aux bornes de la résistance de grille, dans notre montage le potentiomètre P_1 .

On doit débrancher C_4 de ce potentiomètre mais la partie HF, changeuse, et MF du récepteur, doivent être sous tension. Pour déterminer la tension BF de sortie on se servira, bien entendu, de l'oscilloscope cathodique.

A cet effet, la bobine mobile du haut-parleur sera déconnectée du secondaire S du transformateur de sortie et on montera à sa place une résistance R_s dont la valeur sera identique à celle de l'impédance de la bobine mobile. Soit, par exemple, $R_s = 12,5 \Omega$.

Le choix de R_s n'est pas indifférent. Il faut que celle-ci ne soit pas inductive. On adoptera, par conséquent, un modèle en carbone à l'exclusion de tout modèle bobiné, à moins qu'il ne s'agisse d'une résistance bobinée non inductive.

La puissance de R_s est évidemment égale, ou supérieure, à la puissance modulée fournie par le récepteur au haut-parleur, par exemple 5 W modulés.

Pratiquement, on montera 5 résistances de 1 W en parallèle, la valeur de chacune étant $12,5 \Omega$, ou tout autre combinaison donnant 5 W ou plus. Si l'on dispose de résistances de 0,5 W, on montera en parallèle 10 résistances de 25Ω .

L'oscilloscope sera monté de façon que l'extrémité masse de R_s soit reliée à la

borne masse de l'amplificateur vertical et l'extrémité opposée à l'autre borne de cet amplificateur.

La tension aux bornes de R_s sera réduite de façon que la puissance dirigée normalement sur R_s soit de l'ordre de 0,5 W, par exemple.

Dans ces conditions, la tension correspondante aux bornes de R_s est de l'ordre du volt.

On placera l'atténuateur de l'amplificateur vertical en une position $\times 1$ qui correspond au maximum de gain de cet amplificateur.

Un problème important est la détermination de la tension appliquée à l'entrée de l'amplificateur vertical.

Si le générateur BF possède un indicateur de sortie, celui-ci rendra le service demandé. Si le générateur ne possède pas d'indicateur on connectera un voltmètre à lampes, comme indiqué par la figure 5 - V.

Il est évident que ce voltmètre sera linéaire dans la gamme des fréquences considérées, par exemple 20 à 20.000 Hz. Ceci est absolument indispensable.

Comme la tension de sortie aux bornes de R_s est de l'ordre du volt, on réglera le voltmètre à lampe sur une sensibilité permettant de mesurer jusqu'à 2 V.

2. Méthodes de mesure.

Deux méthodes de mesure sont les plus répandues. Dans la première, on main-

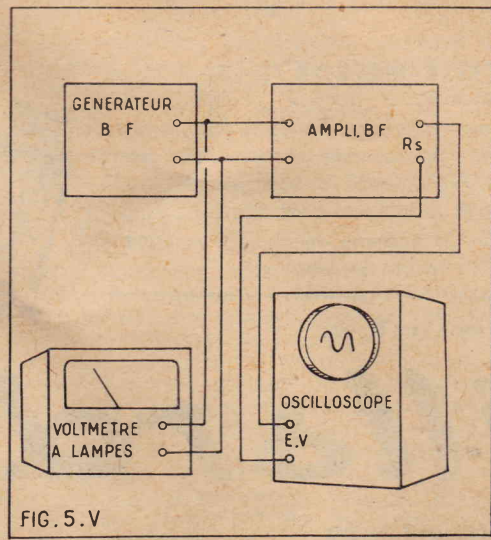


FIG. 5.V

tient constante la tension fournie par le générateur, et on mesure en fonction de la fréquence la tension aux bornes de R_s .

La seconde méthode consiste à mesurer la tension d'entrée correspondant à une tension de sortie constante quelle que soit la fréquence.

Nous adopterons, dans cette manipulation, la première méthode.

Il est de la plus haute importance de ne pas modifier pendant toute la durée de la mesure le gain de l'amplificateur vertical de l'oscilloscope, sans quoi la mesure ne signifierait plus rien.

L'ensemble de mesures étant prêt on procédera aux mesures dans l'ordre ci-après :

a) Régler le générateur sur 1.000 Hz et agir sur son potentiomètre de sortie de façon que le voltmètre à lampe indique 1 V.

b) Placer le curseur de P_1 (voir fig. 4 - V) du côté correspondant au maximum de gain, c'est-à-dire vers C_4 . Ne plus toucher à P_1 pendant la durée de la mesure. Débrancher C_{11} du point X.

c) Agir sur le réglage de gain de l'oscilloscope de façon que la ligne lumineuse verticale ait une longueur déterminée, par exemple 10 cm ou 10 graduations. Désignons cette longueur par L. Il faut que L soit inférieure aux deux tiers de la hauteur de l'écran, c'est-à-dire de son diamètre, car actuellement les tubes à déviation électrostatique possèdent généralement un écran circulaire.

Ne plus toucher au réglage de gain de l'amplificateur vertical pendant toute la durée de la mesure.

d) Effectuer les mesures aux fréquences supérieures à 1.000 Hz suivantes : 1.000, 1.200, 1.400, 1.600, 1.800, 2.000 et ainsi de suite de 200 en 200 Hz jusqu'à 12.000 Hz. Ensuite, on effectuera les mêmes mesures de 1.000 en 1.000 Hz jusqu'à 20.000 Hz.

e) Effectuer les mesures aux fréquences inférieures. 1.000 Hz suivantes : 1.000, 900... 100 Hz (de 100 en 100 Hz), ensuite, de 100 à 20 Hz, de 10 en 10 Hz et, enfin, à 15, 10 et 5 Hz si possible.

La courbe obtenue se construira d'après les valeurs de la tension de sortie en prenant la longueur L comme unité. Elle aura une forme se rapprochant plus ou moins d'une droite entre 50 et 10.000 Hz. Si la courbe s'écarte trop de la forme idéale, il y aura lieu de procéder à des modifications des valeurs des éléments autrement dit à la mise au point de l'amplificateur, opération qui sera étudiée dans la prochaine suite.

M. C.

DANS

La Presse

TOUT INTÉRESSE

Le Journal des gens curieux

UN RÉCEPT

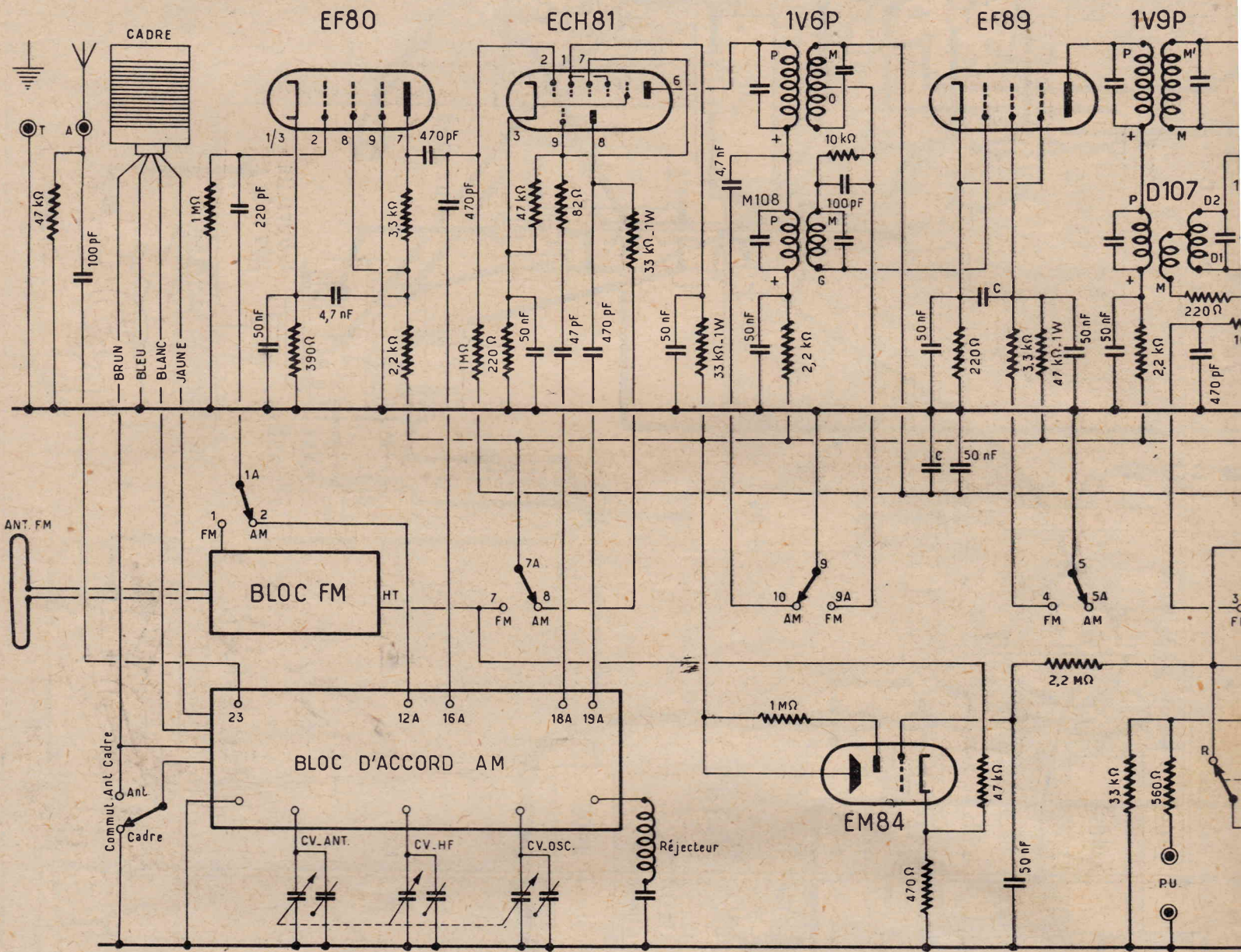


FIG.1

Le récepteur mixte AM-FM est actuellement la solution la plus complète en matière de radiophonie. Il permet en effet la réception des émissions modulées en amplitude qui seront pour longtemps encore les plus nombreuses et celle des émissions modulées en fréquence dont les qualités de fidélité sont maintenant connues de tous.

Un tel appareil ne souffre pas la médiocrité car il doit permettre à son possesseur de profiter pleinement des possibilités des émissions FM. En particulier, il doit être doté d'une partie BF dont la reproduction approche le plus possible la fidélité intégrale.

Sur l'appareil que nous allons décrire, l'obtention de ces résultats a été recherchée par des moyens aussi simples que possible. Ainsi l'étage final n'est équipé que d'une seule lampe de puissance. Cette lampe actionne 4 haut-parleurs entre lesquels est partagé le spectre acoustique. On obtient ainsi une reproduction excellente de toutes les fréquences audibles.

La EF89 est polarisée par une résistance de cathode de 220 Ω shuntée par 50 nF. En réception AM, sa grille écran est alimentée par une résistance de 47.000 Ω découplée par un condensateur de 50 nF. En réception FM, cette lampe fonctionne en écreteuse de parasite. Pour cela, on réduit la tension écran par une résistance de 3.300 Ω mise en service par une section du commutateur du bloc. Cette résistance forme avec celle de 47.000 Ω un point. En outre, la résistance de 10.000 Ω shuntée par 100 pF qui se trouve dans le circuit grille entre les deux secondaires des transfo MF provoque par courant de grille la forte polarisation nécessaire à l'écrêtage du signal.

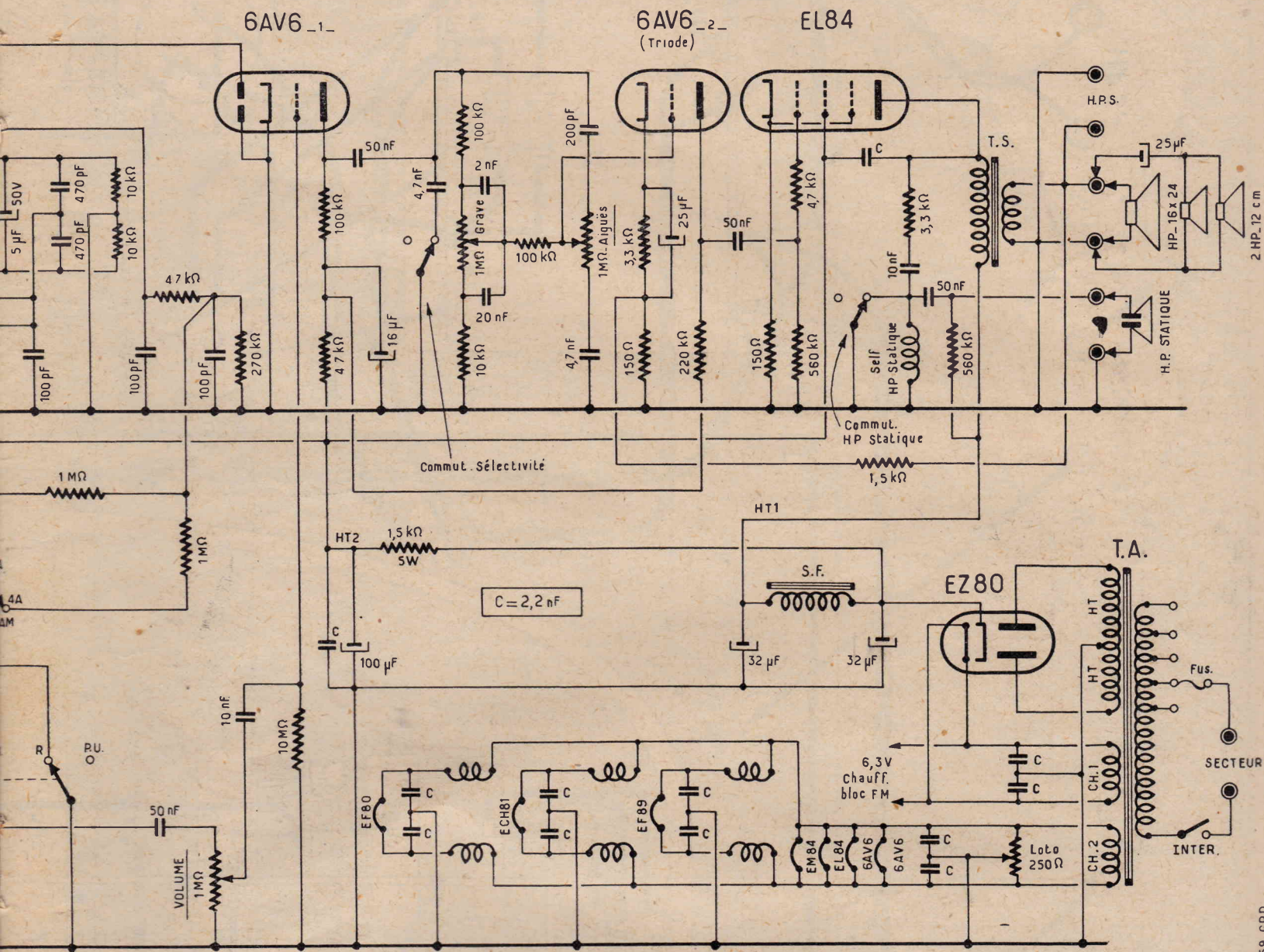
Dans le circuit plaque de la EF89 se trouvent un transfo accordé sur 480 kHz qui assure la liaison avec le détecteur AM et un autre accordé sur 10,7 MHz, qui entre dans la composition du détecteur FM.

La détection se fait par une diode d'une 6AV6. Le circuit de ce détecteur comprend une cellule de blocage HF constituée par une résistance de 47.000 Ω et un condensateur de 100 pF et le bloc détecteur dont les

production des graves, les deux autres ont une membrane de 12 cm. Ils sont couplés en parallèle et reliés au secondaire du transfo d'adaptation par un condensateur de 25 μ F. Leur rôle consiste à restituer les fréquences aiguës. La cellule statique est destinée à l'extrême aiguë puisque son filtre de couplage qui comprend une self ne lui transmet que les fréquences supérieures à 80.000 périodes. Elle peut d'ailleurs être éliminée par court-circuit quand l'aiguë est de mauvaise qualité. Cela ne joue d'ailleurs qu'en FM et en PU.

L'alimentation comporte un transformateur qui délivre les diverses tensions alternatives. Le secondaire destiné au chauffage de la valve alimente également les filaments des lampes de la platine FM. Dans la ligne d'alimentation des filaments des tubes EF80, ECH81 et EF89 sont placés des selfs d'arrêts HF et des condensateurs de découplage de 2,2 nF. La valve est une EZ80. Une cellule de filtrage constituée par une self et deux condensateurs électrochimiques de 32 μ F, sert uniquement à l'étage final. Pour le reste, du montage,

EUR AM-FM



filament. Avec des torsades de fil de câblage on relie les cosses CH2 du transfo d'alimentation aux broches 4 et 5 du support EL84, aux broches 3 et 4 du support 6AV6 (2), à un support d'ampoules cadran, et aux cosses extrêmes du potentiomètre loto de 250 Ω. Ces cosses extrêmes sont reliées de la même façon aux cosses a et b du relais A situé sur le dessus du châssis. Ces cosses a et b sont reliées aux broches 3 et 4 du support 6AV6 (1) et aux broches 4 et 5 des supports EF89, ECH81, EF80. Pour le support 6AV6, il s'agit d'une simple torsade. Pour les autres supports, il faut constituer les selfs d'arrêt HF en enroulant sur un crayon le fil de câblage de chaque brin de la ligne de manière à obtenir 25 tours environ. De part et d'autre des selfs d'arrêt, les lignes sont torsadées. On soude des condensateurs de 2,2 nF entre chaque cosse et la patte du relais A. Le curseur du potentiomètre de 250 Ω est soudé au châssis. Les deux supports d'ampoule cadran sont reliés par une ligne torsadée. On pose encore les lignes torsadées qui relient : 1° l'enroulement CH1 du trans-

tion, la paillette a des commutateurs « Ant-Cadre », « Large étroite », arrêt HP statique », la ferrure T de la plaquette A-T, une ferrure de la plaquette « HP statique ».

Avec du fil nu on exécute la ligne HT qui relie les cosses a des relais G, H et I. Sur le bloc on relie : les paillettes 2 et 12A, la paillette 4 à la cosse a du relais K, les paillettes 5, 9 et m3, la paillette 7 à la cosse d du relais J, la paillette 7A à la ligne HT, la paillette 9A à la cosse O du transfo 1V6P. La cosse d du relais J est connectée à la cosse HT de la platine FM.

On soude le réjecteur contre la face interne du châssis. Une autre cosse est réunie à la paillette 46A du bloc. On soude un fil isolé sur la cosse A de la plaquette A-T. A l'autre extrémité de ce fil on soude un condensateur de 100 pF allant à la paillette 23 du bloc et une résistance de 47.000 Ω dont l'autre fil est soudé sur l'armature du bloc. La prise « Antenne FM » est reliée aux cosses « Ant FM » de la platine par du « ruban 300 Ω ».

cet organe on soude : un condensateur de 50 nF et un de 2,2 nF entre la cosse M et le châssis, un condensateur de 4,7 nF entre la cosse + et la paillette 10 du bloc, une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 100 pF entre la cosse O et la cosse M du transfo M108. La cosse + du transfo 1V6P est connectée à la cosse P du transfo M108. Pour ce dernier on soude une résistance de 2.200 Ω entre la cosse + et la ligne HT, un condensateur de 50 nF entre cette cosse + et le châssis. La cosse G est connectée à la broche 2 du support EF89.

Sur le support EF89 on a : des condensateurs de 2,2 nF entre les broches 4 et 5 et le châssis, une résistance de 220 Ω et un condensateur de 50 nF entre la broche 3 et le châssis, une résistance de 47.000 Ω 1 W entre la broche 8 et la ligne HT, une résistance de 3.300 Ω entre cette broche et la cosse a du relais K, un condensateur de 50 nF entre cette broche et le châssis, un condensateur de 2,2 nF entre les broches 3 et 8, la broche 7 reliée à la cosse P du transfo 1V9P. Sur la cosse M de ce transfo

Il représente toute la partie du récepteur qui sera à câbler. La première lampe est une EF80 qui, en réception AM, fonctionne en amplificatrice HF et en premier étage MF en réception FM. Ce tube est polarisé par une résistance de cathode de 390Ω shuntée par un condensateur de 50 nF . Le circuit plaque comporte une résistance de 3.300Ω . Une résistance de 2.200Ω et un condensateur de $4,7 \text{ nF}$ forment une cellule de découplage commune aux circuits plaque et écran. Le condensateur va à la cathode de la lampe. La liaison grille comprend un condensateur de 200 pF et une résistance de fuite de $1 \text{ M}\Omega$. Le condensateur va au commun d'un commutateur contenu dans le bloc de bobinages AM. Ce commutateur relie la grille de la lampe soit à la sortie de la platine FM soit en circuit d'entrée du bloc de bobinages AM. Ce circuit comprend les enroulements POGO du cadre à air ou le bobinage OC, suivant la gamme et une prise antenne. Cette dernière est surtout utile pour les gammes OC et BE.

La platine FM est précâblée, nous signalerons donc seulement qu'elle met en œuvre deux lampes : une 6BQ7A en étage HF et une 6U8 en étage changeur de fréquence.

Outre le circuit d'entrée, le bloc contient les enroulements de liaison HF et les enroulements oscillateurs. Il est accordé par un CV4 $3 \times 490 \text{ pF}$.

La lampe suivante est une ECH81. En position AM, ce tube assure le changement de fréquence tandis qu'en position FM, il fait fonction de second étage MF. Dans ce cas, la partie heptode est seule en service.

L'heptode est polarisée par une résistance de cathode de 220Ω shuntée par un condensateur de 50 nF . La grille écran est alimentée par une résistance de 33.000Ω découplée par 50 nF . Le système de liaison entre la plaque de la EF80 et la grille de l'heptode ECH81 comprend un condensateur de 470 pF , une résistance de fuite de $1 \text{ M}\Omega$ qui aboutit à la ligne VCA. Un second condensateur de 470 pF assure la liaison en réception AM entre la grille de l'heptode et le circuit de liaison HF contenu dans le bloc.

La triode de la ECH81 est montée en oscillateur local. Pour cela, elle est alliée aux bobinages oscillateurs du bloc AM. Vous remarquerez parmi les éléments habituels : dans le circuit grille le condensateur de 47 pF et la résistance de fuite de 47.000Ω , dans le circuit plaque, le condensateur de 470 pF et la résistance d'alimentation de 33.000Ω . Une section du commutateur du bloc coupe, en position AM l'alimentation plaque de cette triode, ce qui supprime l'oscillation locale, et par voie de conséquence, toute réception AM. Par contre, le commutateur établit l'alimentation HT de la platine FM qui entre alors en service.

A la suite de la ECH81, il y a un étage amplificateur moyenne fréquence AM et FM. Cet étage est unique pour la réception AM, est troisième dans la chaîne FM. La lampe est une EF89. Les valeurs de moyenne fréquence utilisées en AM et FM sont très différentes puisées dans le premier cas, il s'agit de 480 kHz et dans l'autre de $10,7 \text{ MHz}$. La liaison entre la plaque ECH81 et la grille EF89 se fait par deux transformateurs différents accordés chacun sur une de ces fréquences. Les enroulements des transformateurs sont placés en série. Par suite de la différence des fréquences d'accord, le transfo 480 kHz n'a aucune action en position FM et inversement. D'ailleurs, pour parfaire cet état de chose, une section du commutateur du bloc court-circuite à la masse le secondaire du transfo 480 kHz en position FM. En position AM, cette section court-circuite par un condensateur de $4,7 \text{ nF}$ le primaire du transfo $10,7 \text{ MHz}$. Notez la présence dans le circuit plaque de la ECH81 d'une cellule de découplage constituée par une résistance de 2.200Ω et un condensateur de 50 nF .

de VCA est prise au sommet du bloc détecteur, elle est transmise aux étages changeurs de fréquence et MF de la chaîne AM par une cellule de constante de temps formée d'une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ et d'un condensateur de 50 nF , doublé par un $2,2 \text{ nF}$.

En FM, on utilise un détecteur de rapport qui met en jeu le secondaire du transfo $10,7 \text{ MHz}$ et deux diodes au germanium 1N48.

Le signal BF mis en évidence par l'un ou l'autre des détecteurs est appliqué à la grille de commande de la triode 6AV6 fonctionnant en préamplificatrice BF. Le système de liaison comprend un condensateur de 50 nF , un potentiomètre de volume de $1 \text{ M}\Omega$, un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de $10 \text{ M}\Omega$. La cathode de la lampe étant à la masse, c'est cette résistance qui, par sa forte valeur, assure la polarisation de la grille. Le commutateur du bloc permet de relier la grille de cette lampe BF soit au détecteur AM, soit au détecteur FM, soit encore à une prise PU. Dans la liaison BF du détecteur AM, il y a une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ dont le rôle est : 1° de réduire le niveau nettement plus élevé qu'en FM, 2° de découpler la MF résiduelle avec la capacité des câbles de liaison, 3° d'augmenter la charge en alternatif du détecteur, ce qui permet de détecter sans distorsion des signaux dont le taux de modulation est important.

La plaque de la triode 6AV6 est chargée par une résistance de 100.000Ω entre laquelle et la ligne HT se trouve une cellule de découplage formée d'une résistance de 47.000Ω et d'un condensateur de $16 \mu\text{F}$.

Le signal BF pris sur la plaque de la triode est transmis par un condensateur de 50 nF à un dispositif de dosage séparé des graves et des aiguës à deux branches. La branche « graves » est constituée par une résistance de 100.000Ω , un potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$, une résistance de 10.000Ω . Entre l'extrémité supérieure du potentiomètre et le curseur, il y a un condensateur de 2 nF et entre le curseur et l'extrémité inférieure un autre de 20 nF . La branche « aiguës » est formée par un condensateur de 200 pF , un potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$ et un condensateur de $4,7 \text{ nF}$. Entre les deux curseurs est placée une résistance de 100.000Ω destinée à éviter la réaction des potentiomètres l'un sur l'autre. Le curseur du potentiomètre « aiguës » attaque la grille d'une seconde 6AV6 qui équipe un second étage amplificateur BF en tension. Cet étage est nécessaire pour permettre de compenser l'atténuation provoquée par le système de dosage et de procurer à ce dernier toute son efficacité. Remarquons que le dispositif de dosage peut, par le jeu d'un commutateur, être shunté par un condensateur de $4,7 \text{ nF}$ réduisant la bande passante du côté « aiguës ». Cette réduction de la bande passante sera provoquée pour l'écoute des disques 78 tours usagés.

La seconde 6AV6 est polarisée par une résistance de cathode de 3.300Ω shuntée par un condensateur de $25 \mu\text{F}$. Un circuit de contre-réaction formée de deux résistances, une de 1.500Ω et une de 150Ω , reporte sur la cathode de cette lampe une fraction de la tension BF prise sur le secondaire d'un transfo de HP. La charge plaque de la triode est une résistance de 220.000Ω .

La lampe finale est une EL84 dont la grille de commande est reliée à la plaque de la triode précédente par un condensateur de 50 nF , une résistance de fuite de 560.000Ω et une résistance de blocage de 4.700Ω . La polarisation est fournie par une résistance de cathode de 150Ω . Cette résistance n'est pas shuntée par un condensateur produisant ainsi un effet de contre-réaction d'intensité qui réduit la distorsion de l'étage.

Ainsi que nous l'avons signalé au début on a prévu sur ce récepteur 4 haut-parleurs ; 3 sont du type dynamique à aimant permanent et le dernier est une cellule statique. Un des dynamiques dont la membrane est elliptique (16×24) sert à la re-

100 μF . Le découplage et le filtrage ont été très poussés pour obtenir d'une part une parfaite stabilité et un fonctionnement très régulier en FM et d'autre part un niveau de ronflement très bas. Celui-ci est dû également au réglage du point milieu sur le circuit filament à l'aide du potentiomètre de 250Ω dont le curseur est à la masse.

L'indicateur d'accord est un EM84 commandé par la composante continue du signal détecté aussi bien en AM qu'en FM. Cet indicateur permet un accord exact en modulation de fréquence, ce qui est pratiquement impossible à l'oreille.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Avant de procéder au câblage, il convient de fixer au châssis les différentes pièces dont l'emplacement peut facilement être repéré sur les plans 2 et 3. Pour cet équipement, il est préférable de commencer par les petites pièces comme les supports de lampe, les relais, les plaquettes de raccordement, etc.

Pour le câblage, on commence par effectuer les mises au châssis des broches et des cheminées des supports de lampes comme il est indiqué sur la figure 2. On réalise également les points de masse sur le bloc de bobinage AM. Rappelons que toutes

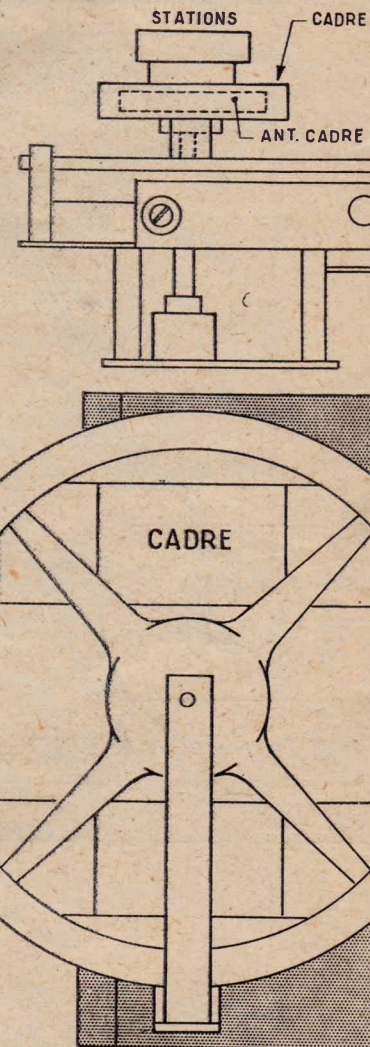


FIGURE 3

les soudures sur la tôle du châssis doivent être faites avec un fer très chaud de manière à obtenir des soudures bien coulées et présentant une adhérence parfaite.

On effectue les liaisons entre le bloc de bobinages et le CV 3 cages (fourchette et lames fixes). Avec du câble coaxial, on relie la sortie de la platine FM à la paillette 1 du bloc de bobinages AM.

On passe ensuite aux lignes d'alimentation

la cosse *r* de ce fils blindés. On choisira de préférence du câble dont le blindage est recouvert d'une gaine isolante. Le blindage de ces câbles sera relié au châssis. Une première connexion blindée relie la cosse *a* du relais C à la cosse *a* du relais D; une deuxième, la cosse 3A du bloc, aux cosses 53A et 54A. Une troisième, la cosse *a* du relais E, à la broche 1 du support 6AV6 (2). Les gaines des deuxième et troisième connexions sont reliées à la cosse 54 du bloc. Une quatrième connexion blindée relie la cosse 3 du bloc à la cosse *c* du relais D, une cinquième la cosse 4A du bloc à la cosse *a* du relais F. Un fil blindé est soudé sur la cosse 52A du bloc. A son autre extrémité on soude une résistance de 560.000 Ω et une de 33.000 Ω qui vont chacune à une des ferrures de la plaquette PU. La ferrure qui reçoit la résistance de 3.000 Ω est reliée au châssis et à la gaine du cadre blindé.

On relie au châssis : le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimenta-

5 et le châssis, une résistance de 220 pF entre la broche 2 et la cosse 1A du bloc, une résistance de 1 MΩ entre cette broche et le châssis, une résistance de 390 Ω et un condensateur de 50 nF entre la broche 1 et le châssis, une résistance de 2.200 Ω entre la broche 8 et la ligne HT, une résistance de 3.300 Ω entre les broches 7 et 8, un condensateur de 4.7 nF entre les broches 3 et 8, un condensateur de 470 pF entre la broche 7 et la broche 2 du support de ECH81.

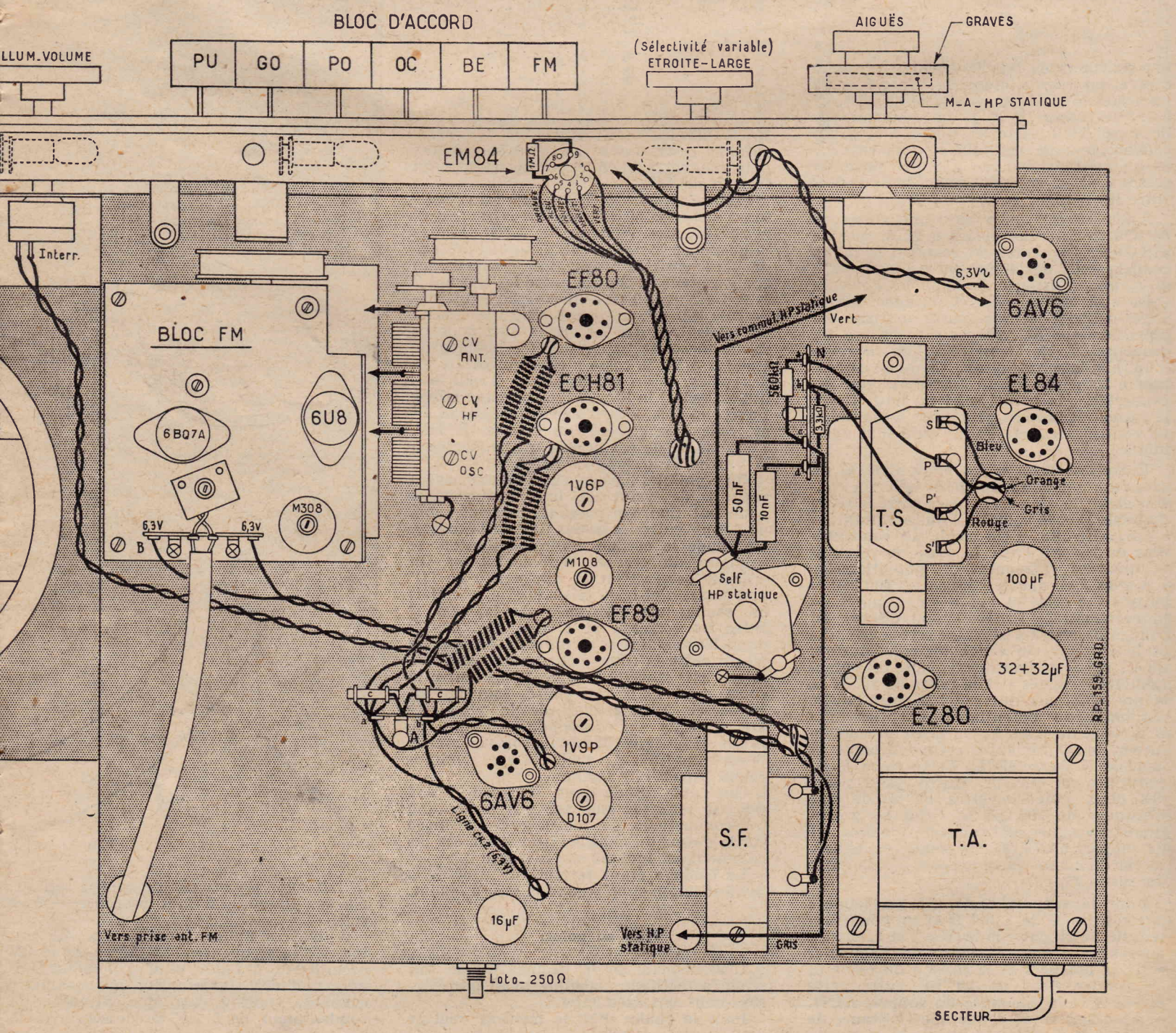
On passe au support ECH81 pour lequel on dispose une courte connexion entre les broches 7 et 9, un condensateur de 470 pF entre la broche 2 et la paillette 16A du bloc, une résistance de 1 MΩ entre la broche 2 et la cosse M du transfo 1V6P, des condensateurs de 2,2 nF entre les broches 4 et 5 et le châssis, une résistance de 220 Ω et un condensateur de 50 nF entre la broche 3 et le châssis, une résistance de 47.000 Ω entre les broches 3 et 9, une résistance de 82 Ω en série avec un condensateur de 47 pF entre la broche 7 et la paillette 18A du bloc, une résistance de 33.000 Ω 1 W entre la broche 8 et la paillette 8 du bloc, un condensateur de 470 pF entre la broche 8 et la paillette 19A du bloc, une résistance de 33.000 Ω 1 W entre la broche 1 et la ligne HT, un condensateur de 50 nF entre cette broche et le châssis. La broche 6 est connectée à la cosse *p* du transfo 1V6P. Pour

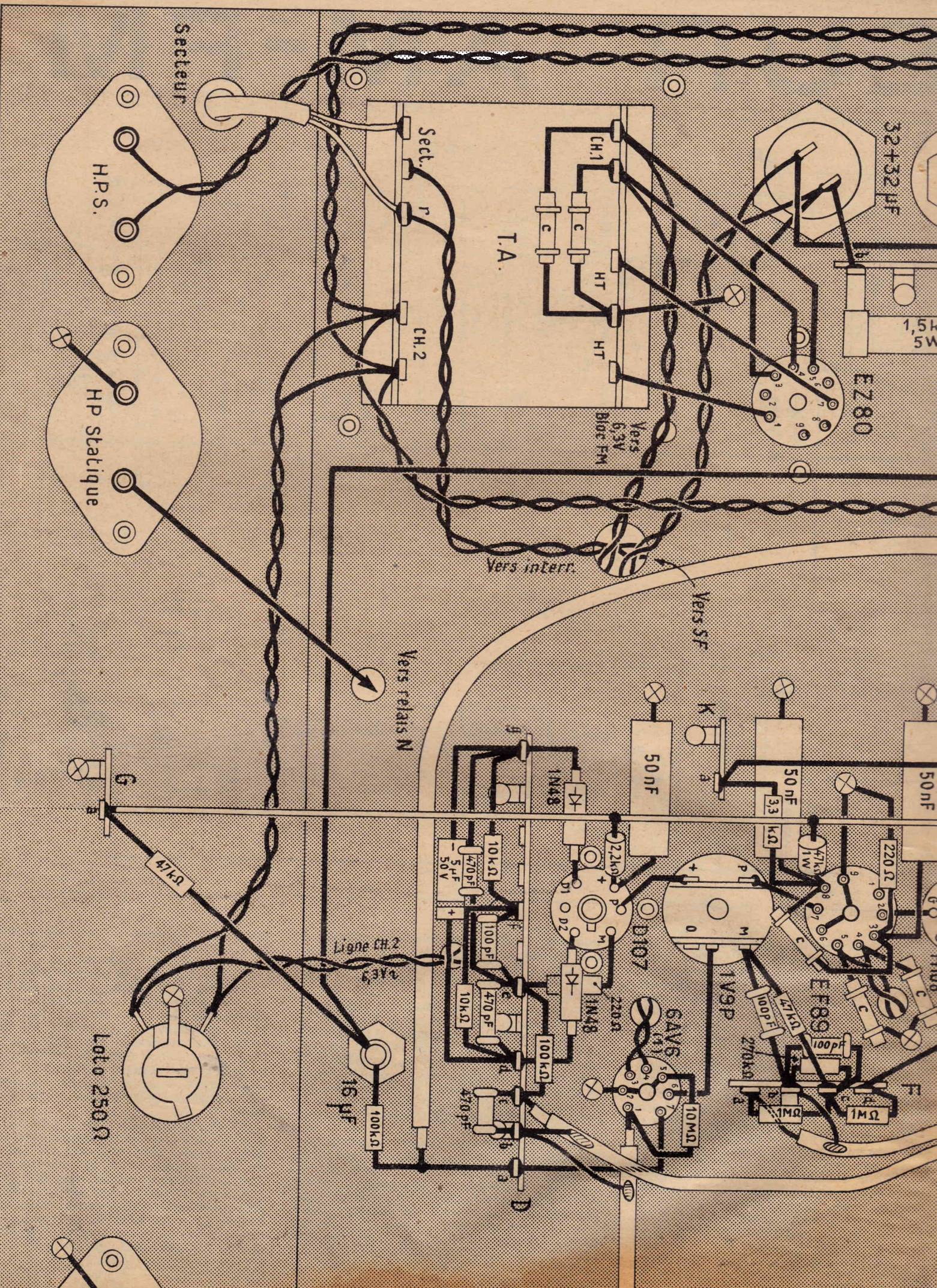
de 100 pF qui va à la patte *b* de ce relais. Sur le relais on soude : une résistance de 270.000 Ω et un condensateur de 100 pF entre les cosses *c* et *b*, une résistance de 1 MΩ entre les cosses *a* et *c* et une de même valeur entre les cosses *c* et *d*. La cosse *d* est connectée à la cosse M du transfo 1V6P. Revenons à 1V9P pour relier la cosse O à la broche 6 du support 6AV6 (1) et la cosse + à la cosse P du transfo D107.

Sur le support 6AV6 (1) on soude : une résistance de 10 MΩ entre les broches 1 et 5, on relie la broche 7 à la cosse *a* du relais D et on soude une résistance de 100.000 Ω entre cette cosse *a* et le condensateur de 16 μF. On dispose une résistance de 47.000 Ω entre ce condensateur et la cosse *a* du relais G. Enfin, il est relié à la cosse *a* du relais L.

On soude une résistance de 2.200 Ω entre la cosse + du transfo D107 et la ligne HT, un condensateur de 50 nF entre cette cosse et le châssis. On dispose une résistance de 220 Ω entre la cosse M et la cosse *a* du relais D. Entre la cosse D1 et *g* du relais D d'une part, et entre la cosse D2 et *d* du relais D d'autre part on soude les diodes au germanium 1N48 en respectant rigoureusement les polarités indiquées sur le plan.

Sur le relais D on soude : un condensateur de 470 pF entre les cosses *b* et *c*,





32+32 μF

1,5k
5W

EZ80

T.A.

Vers
6,3V
Blaie FM

Vers intern.

Vers 5F

Vers relais N

Ligne CH.2
6,3V

Loto 250Ω

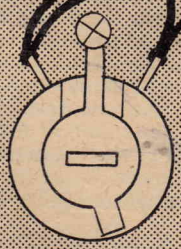
Secteur

H.P.S.

HP Statique

G

47kΩ



16 μF

100kΩ

470 pF

270 pF

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

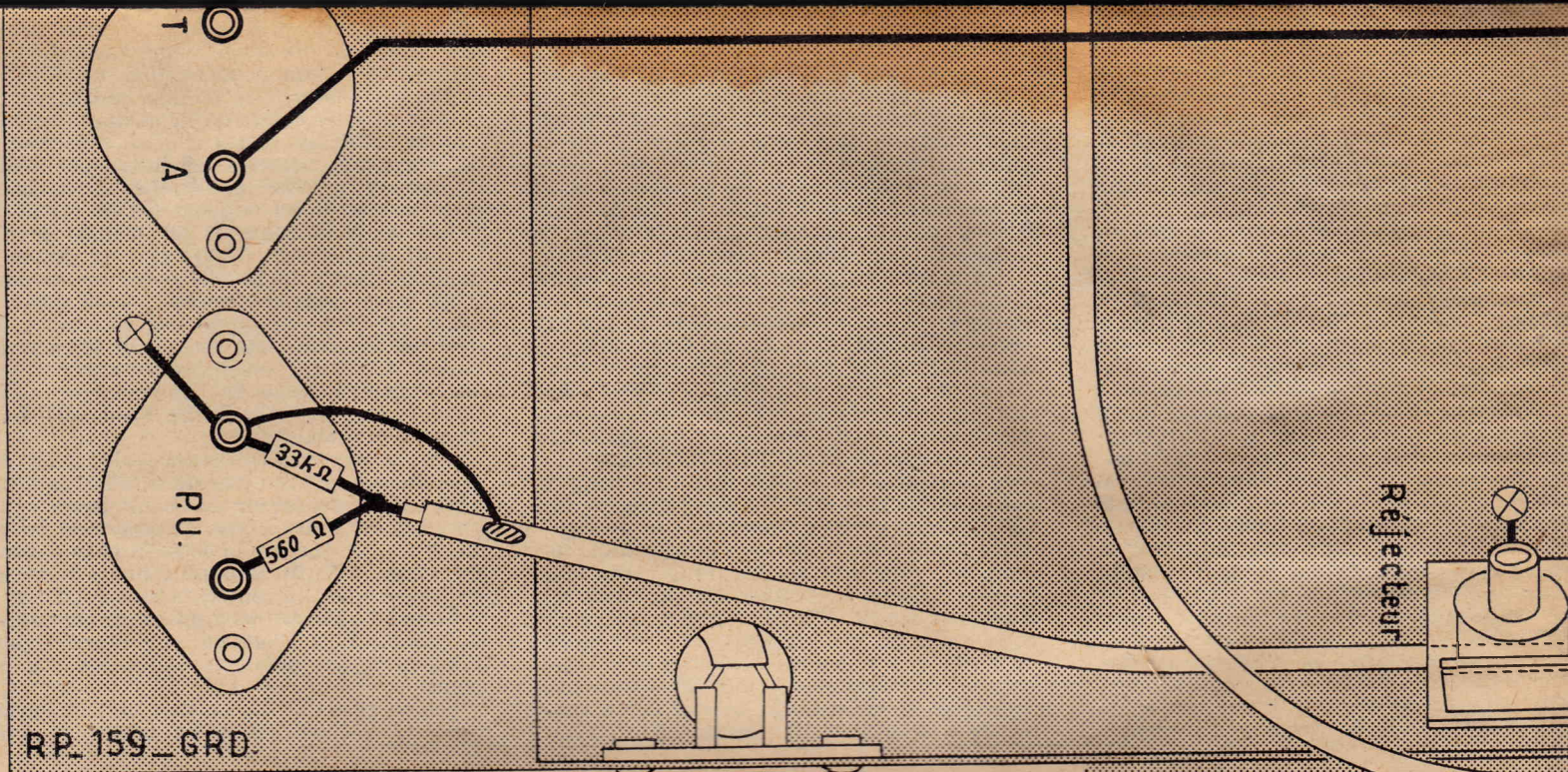
100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ

100kΩ



une résistance de 100.000Ω entre les cosses *c* et *e*, un condensateur de 470 pF entre les cosses *d* et *e*, une résistance de 10.000Ω entre les cosses *d* et *f*, un condensateur de $5 \mu\text{F}$ 50 V entre les cosses *d* et *g*, un condensateur de 100 pF entre les cosses *f* et *g* et un condensateur de 470 pF entre les cosses *e* et *g*, une résistance de 10.000Ω entre les cosses *f* et *g*.

Sur le relais *J* on soude : une résistance de 470Ω entre les cosses *a* et *b*, une de 47.000Ω 2 W entre les cosses *a* et *d*, un condensateur de 50 nF entre les cosses *b* et *e*, une résistance de $2,2 \text{ M}\Omega$ entre la cosse *e* et la paillette 53 du bloc. Entre cette paillette et une cosse extrême du potentiomètre de volume on dispose un condensateur de 50 nF , que l'on recouvre d'un blindage en laiton. Ce blindage est relié à la masse. L'autre cosse extrême est connectée à la paillette 54 du bloc. Entre le curseur et la cosse *a* du relais *E* on soude un condensateur de 10 nF qu'il faut aussi blinder.

Entre les cosses *a* des relais *C* et *M* on soude un condensateur de 50 nF . Un condensateur de $4,7 \text{ nF}$ est placé entre la cosse du relais *M* et la paillette *b* du commutateur « Large-Etroite ». On soude un condensateur de 200 pF entre la cosse du relais *M* et une des extrémités du potentiomètre « Aiguës » et une résistance de 100.000Ω entre cette cosse et une des extrémités du potentiomètre « Graves ». On dispose un condensateur de $2,2 \text{ nF}$ entre cette extrémité et le curseur. On soude un condensateur de $4,7 \text{ nF}$ entre l'autre extrémité du potentiomètre « Aiguës » et la patte du relais *L*, et une résistance de 10.000Ω entre l'autre extrémité du potentiomètre « Graves » et la patte du relais *L*. On place un condensateur de 20 nF entre cette extrémité et la cosse *b* du relais *L*. Cette cosse *b* est connectée au curseur. Entre les curseurs des deux potentiomètres on soude une résistance de 100.000Ω . Celui du potentiomètre « aiguës » est connecté à la broche 1 du support 6AV6 (1). On soude un condensateur de $2,2 \text{ nF}$ entre la cosse *a* et la patte du relais *H*.

Pour le support 6AV6 (2) on soude : une résistance de 3.300Ω et un condensateur de $25 \mu\text{F}$ entre la broche 2 et la cosse *d* du relais *L*, une résistance de 220.000Ω entre la broche 7 et la cosse *a* du relais *L*, un condensateur de 50 nF entre cette broche 7 et la cheminée du support EL84. Sur le relais *L* on soude une résistance de

150Ω entre les cosses *c* et *d* et une de 1.500Ω entre les cosses *d* et *e*. Ces cosses sont reliées à la plaquette HPS et au secondaire du transfo de HP.

Pour le support de EL84 on a : une résistance de 560.000Ω entre la cheminée et le châssis, une résistance de 4.700Ω entre la cheminée et la broche 2, une résistance de 150Ω entre la broche 3 et le châssis, un condensateur de $2,2 \text{ nF}$ entre les broches 7 et 9. La broche 9 est connectée au condensateur de $100 \mu\text{F}$, lui-même relié à la cosse *a* du relais *I*. Entre les cosses *a* et *b* de ce relais on soude une résistance bobinée de 1.500Ω 5 W , la cosse *b* est connectée à un des pôles + du condensateur $2 \times 32 \mu\text{F}$, qui est relié à la broche 3 du support EZ80. Le second pôle + du condensateur $2 \times 32 \mu\text{F}$ est relié à la cosse *P* du transfo de HP. La cosse *P'* de cet organe est connectée à la broche 7 du support EL84.

On établit les liaisons entre les broches du support de valve et le transformateur d'alimentation. On passe les condensateurs de $2,2 \text{ nF}$ entre les cosses CH1 et la masse. On soude le cordon d'alimentation sur le primaire du transfo d'alimentation. On relie les cosses *P* et *P'* du transfo de HP aux cosses *a* et *b* du relais *N*. Sur ce relais on soude une résistance de 560.000Ω entre les cosses *a* et *c*, une de 3.300Ω entre les cosses *b* et *d*, un condensateur de 50 nF entre la cosse *c* et une extrémité de la self HP statique, un de 10 nF entre la cosse *d* et cette extrémité, laquelle est connectée à la ferrure de la plaquette HP statique ». La seconde extrémité de la self est reliée au châssis. La cosse *c* du relais *N* est connectée à la paillette *b* du commutateur Arrêt HP statique.

On câble l'indicateur d'accord EM84 qui est relié au montage par un cordon à 5 conducteurs. On met le cadre en place sur le dessus du châssis et on soude ces fils comme il est indiqué sur la figure 2.

Le câblage étant terminé on procède à sa vérification et on passe à la mise au point.

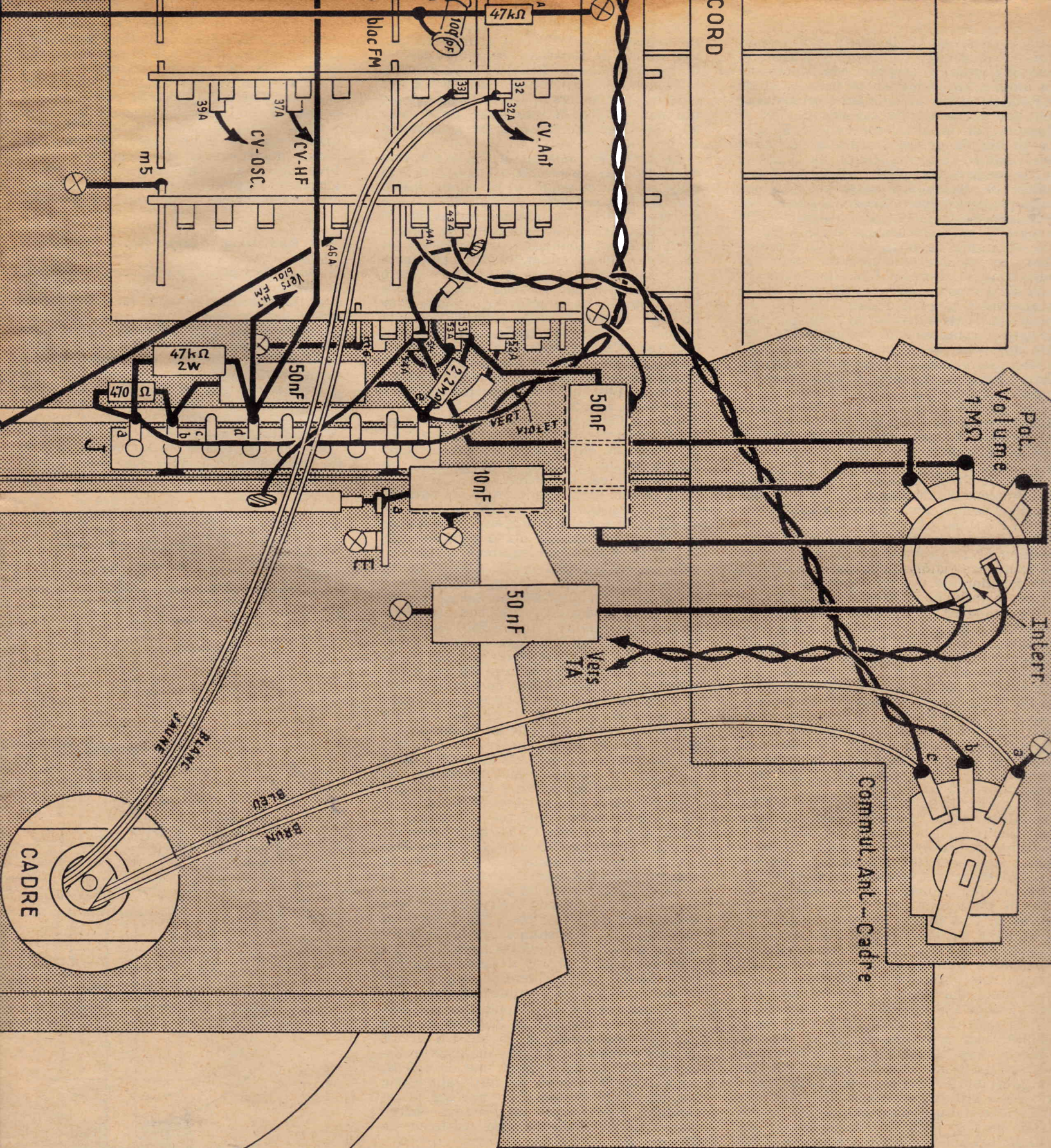
Mise au point.

L'alignement de la chaîne AM se fait selon la méthode classique aussi n'insistons-nous pas à ce sujet.

Pour la chaîne FM, le meilleur réglage

se fait avec un traceur de courbe série. En son absence, il faut procéder comme suit.

A travers un condensateur de $4,7 \mu\text{F}$ injecter la fréquence $10,8 \text{ MHz}$ sur le accord FM à l'aide d'un générateur non modulé. On branche un voltmètre à lampes, continu, entre une extrémité du condensateur de $5 \mu\text{F}$ de détection et



châssis du transfo D107 pour obtenir une tension nulle. Une rotation du noyau doit donner une tension positive dans un sens et négative dans l'autre sens. On reporte le voltmètre à lampes sur le condensateur de $5 \mu\text{F}$ et on reprend le réglage de tous les circuits sauf du précédent.

On retouche ensuite le dernier circuit comme ci-dessous pour obtenir une tension continue nulle sur la sortie BF-FM. Le réglage MF est alors terminé.

Un câblage défectueux produisant des réactions MF ne permet pas d'obtenir un réglage correct même s'il n'y a pas d'accrochage. Le défaut de réglage se traduit par

une distorsion dans les « forte » de modulation.

Il peut être utile de retoucher le circuit d'accord FM sur émission. Dans ce cas, il faut agir uniquement sur le trimmer.

Pour l'indicateur d'accord EM84, le repère doit être posé de la façon suivante. On passe sur la gamme FM. On retire la lampe EF89. On colle un ruban adhésif dont le bord coïncide avec l'extrémité d'une des deux plages lumineuses. A l'accord exact l'étendue des plages lumineuses est la même. Un décalage en avant ou en arrière indique un accord défectueux.

A. BARAT.

masse. On règle tous les enroulements moyenne fréquence FM au maximum de déviation (suivant le sens de branchement, la tension est négative ou positive), y compris le transfo 308 qui est monté sur la platine FM.

Ensuite, on branche le voltmètre à lampes, sans toucher au générateur, sur la sortie BF FM. On règle le noyau en dessous du

CHANGEUR DE FRÉQUENCE

3 lampes + indicateur d'accord + valve

ALIMENTATION SUR ALTERNATIF

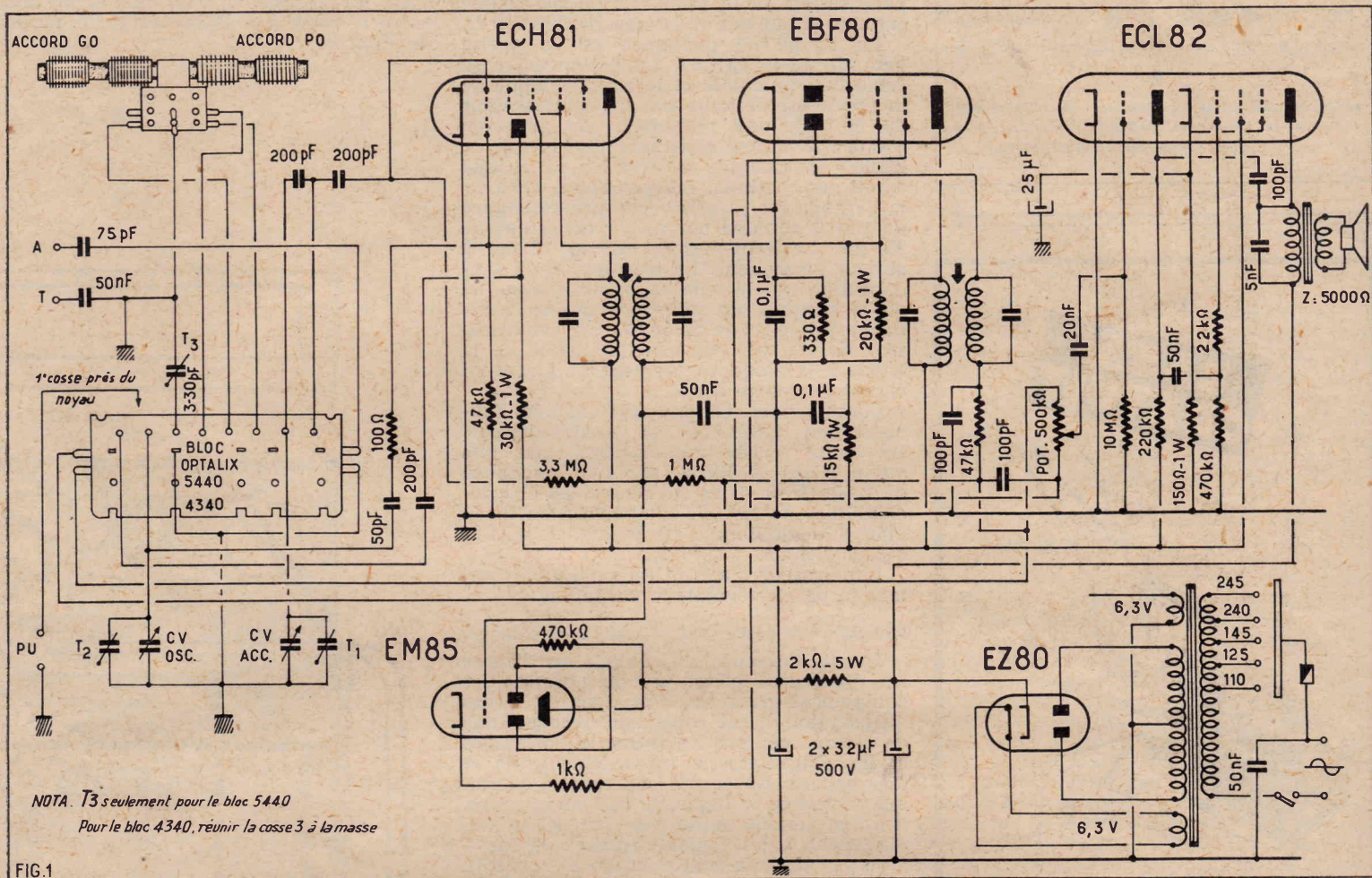


FIG.1

NOTA. T3 seulement pour le bloc 5440
Pour le bloc 4340, réunir la cosse 3 à la masse

Pour ce récepteur à faible nombre de lampes et partant économique, nous n'avons pas cherché une miniaturisation excessive. Il s'agit en fait d'un appareil de dimensions moyennes pouvant constituer un excellent poste de chevet. Etant donné que la place n'était pas limitée il a été possible de le doter d'une alimentation à transformateur nettement préférable à l'alimentation directe par le secteur (on a coutume de dire tous courants). Cet appareil est prévu pour les gammes PO,

GO, OC et BE. Bien entendu le collecteur d'ondes principal est un cadre à noyau de ferrocube. Toujours en raison de la place disponible ce cadre a pu être choisi de grande longueur (20 cm) ce qui contribue à procurer une très grande sensibilité.

Bien que 3 lampes seulement soient mises en œuvre tous les étages d'un super normal sont représentés, car il s'agit de lampes doubles comme le confirmera l'examen du schéma.

Examen du schéma (fig. 1).

A la partie gauche de ce schéma vous voyez le cadre et le bloc de bobinages représentés sous leur forme réelle. Le bloc est un Optalix n° 5440 ou 4340. Ce bloc est accordé par un CV 2 x 490 pF. On a prévu une prise de terre reliée à la masse par un condensateur de 50 nF et une prise antenne reliée à la prise antenne OC du bloc. Cette antenne est nécessaire en OC. Le condensateur ajustable 3-30 pF est un trimmer relatif à la gamme PO. La lampe changeuse de fréquence est une ECH81. La grille de son heptode est reliée au circuit d'entrée par un condensateur de 200 pF. La tension de régulation anti-fading est transmise à cette électrode par une résistance de 3,3 MΩ. La cathode de la ECH81 est directement à la masse. Sa section triode est utilisée pour produire l'oscillation locale. Pour cela elle est associée

aux bobinages oscillateurs contenus dans le bloc. Nous retrouvons pour cette partie les éléments habituels, à savoir : dans le circuit grille le condensateur de liaison de 47 pF en série avec une résistance de 100 Ω, la résistance de fuite de 47.000 Ω, dans le circuit plaque le condensateur de liaison de 200 pF et la résistance d'alimentation de 30.000 Ω. Revenons à la section heptode pour remarquer que l'alimentation de de l'écran est commune avec celle de la lampe MF. La tension est abaissée par un pont formé d'une résistance de 15.000 Ω côté HT et d'une autre de 20.000 Ω côté masse. Ce pont est découplé par un condensateur de 0,1 μF. La liaison entre la plaque de l'heptode et la grille de la lampe MF se fait bien entendu à l'aide d'un transformateur accordé sur 455 kHz. La lampe de l'étage MF est la partie pentode d'une EBF80. La tension VCA

atteint la grille de cette lampe à travers le secondaire du transfo de liaison. La ligne VCA contient une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 1 MΩ et d'un condensateur de 50 nF. Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 330 Ω shuntée par un condensateur de 0,1 μF. Un transformateur accordé sur 455 kHz assure la liaison entre le circuit plaque de la pentode MF et une diode contenue dans la EBF80. Cette diode produit la détection. Le circuit de détection contient une cellule de blocage HF formée d'une résistance de 47.000 Ω et d'un condensateur de 100 pF. La tension BF apparaît aux bornes d'un potentiomètre de 0,5 MΩ shunté par un condensateur de 100 pF. Ce potentiomètre sert de volume contrôlé. Sa liaison avec la cellule de blocage se fait à travers un commutateur contenu dans le bloc de bobinages. Ce commutateur permet de

Pour le support ECH81 on a : les broches 7 et 9 reliées ensemble, une résistance de $2,2\text{ M}\Omega$ entre la broche 2 et la cosse — de MF1, la broche 1 reliée à la broche 1 du support de EBF80, un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ entre cette broche 1 et le châssis, une résistance de $47.000\ \Omega$ entre la broche c et le châssis, un condensateur de $50\ \text{pF}$ en série avec une résistance de $100\ \Omega$ entre la broche 8 et la cosse a du bloc, une résistance de $30.000\ \Omega\ 1\ \text{W}$ entre la broche 8 et la cosse + de MF1. Sur la broche 6 on soude le fil P de MF1. Le fil G de cet organe

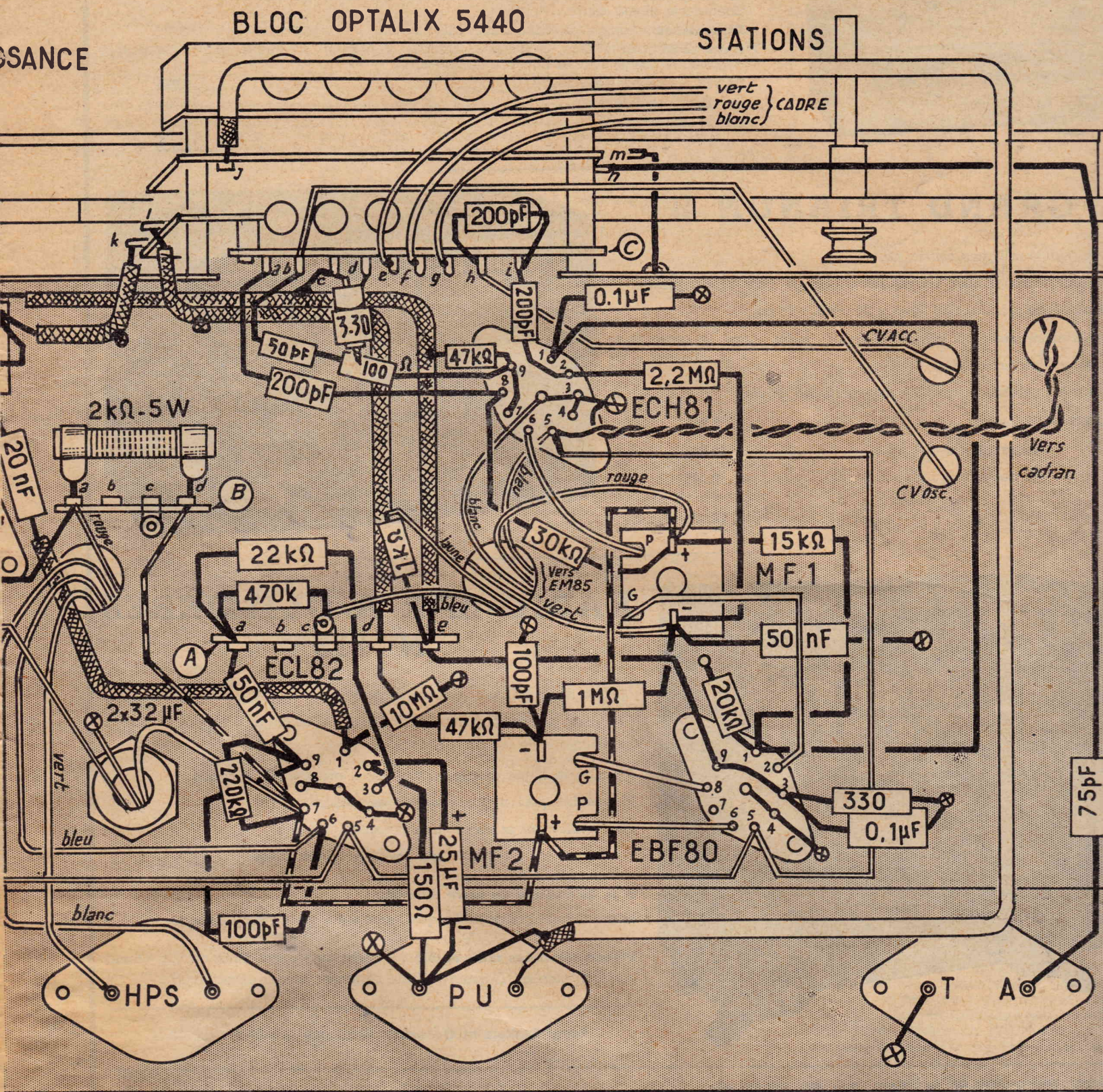
est soudé sur la broche 2 du support de EBF80. Entre les broches — des deux transfos MF on soude une résistance de $1\ \text{M}\Omega$. Entre la cosse — de MF1 et le châssis on soude un condensateur de $50\ \text{nF}$. Pour MF2 entre cette cosse et le châssis on dispose un condensateur de $100\ \text{pF}$.

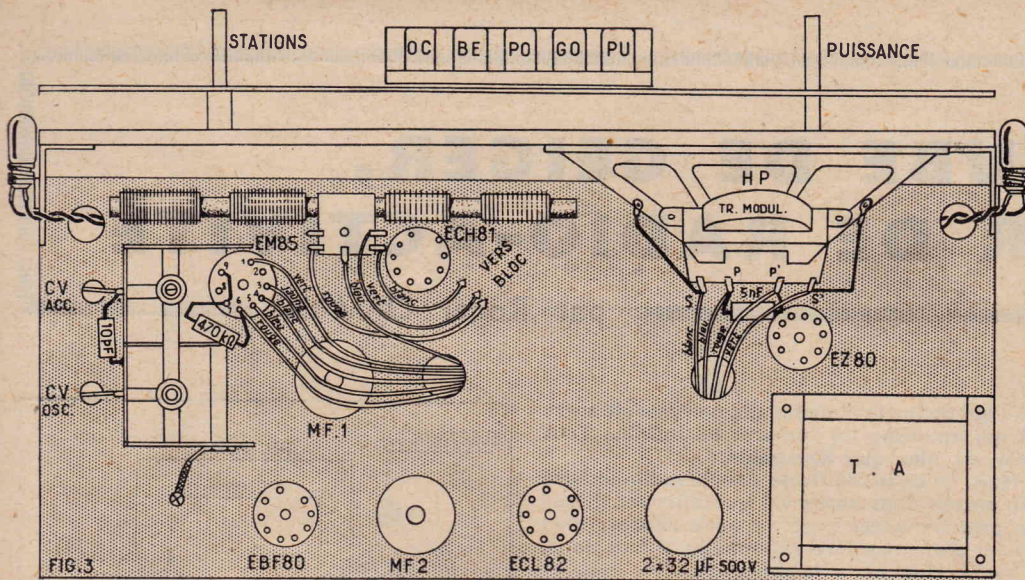
Sur le support EBF80 on réunit les broches 3 et 9. Entre la broche 3 et le châssis on dispose une résistance de $330\ \Omega$ et un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$. Sur la broche 1 on soude une résistance de $15.000\ \Omega\ 1\ \text{W}$ qui va au châssis et une de $20.000\ \Omega\ 1\ \text{W}$

qui aboutit à la cosse + de MF1. La broche 9 est reliée à la cosse e du relais A. Sur la broche 6 on soude le fil P de MF2 et sur la broche 8 le fil G du même organe.

Entre la cosse — de MF2 et la cosse du relais A on dispose une résistance de $47.000\ \Omega$. On soude un condensateur $100\ \text{pF}$ entre les extrémités du potentiomètre de puissance.

Passons maintenant au support ECL82. On soude : une résistance de $10\ \text{M}\Omega$ entre la broche 1 et le châssis, une résistance de $150\ \Omega\ 1\ \text{W}$ et un condensateur de $25\ \mu\text{F}$





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

Vous y auriez vu notamment :

N° 134 DE DÉCEMBRE 1958

- Branchement d'un tube cathodique dans un téléviseur.
- L'effet photo-électrique dans les semi-conducteurs.
- Choix et branchement des microphones.
- Premiers essais de l'oscilloscope.
- Amplificateur haute fidélité à deux canaux ECC82 (2) - EL84 (3) - ECC82 - EL84 (2) - ECC82.
- Electrophone portable ECC82 - EL84 - EZ80.
- Deux récepteurs à transistors inédit :
1 changeur de fréquence à quatre transistors.
1 changeur de fréquence à cinq transistors avec un étage final push-pull.

N° 133 DE NOVEMBRE 1958

- Le son de la télévision.
- Enregistreur magnétique ECH81 - EL84 - EZ80.
- Récepteur AM FM - EF85 (2) - ECH81 - EABC80 - EM85 - ECC83 - (2) ECC82 - EL84.
- Les cellules photoélectriques.
- Récepteur 4 lampes ECH81 - EBF80 (2) - EL84 - EM85 - EZ80.
- L'effet Zener et ses applications.

N° 132 D'OCTOBRE 1958

- Qu'est-ce qu'un décibel ?
- Etude d'un oscilloscope.
- Téléviseur 43 cm.
- Un magnétophone haute fidélité.
- Récepteur à 6 transistors OC44 - OC45 (2) - OA85 - OC81 - OC72 (2).
- Amplificateur haute fidélité ECC81 - ECL82 (4).
- Principe des servo-mécanismes.

N° 131 DE SEPTEMBRE 1958

- La pratique du câble de descente.
- Le FUG-10 reconconditionné.
- Récepteur universel à transistors (T761R (1), GT760 (2) - OA51 - GT81R (1) - GT109R (2)).
- Téléviseur multicanal.
- Notation scientifique des nombres.
- Emploi de l'oscilloscope en radio.
- Electrophone portable.
- Récepteur original à 4 transistors (OC44 (1) - OC71 (1) - OC72 (2)).
- Base de temps lignes.
- Les semi-conducteurs et les tubes subminiatures.

N° 130 D'AOUT 1958

- Changeur de fréquence 5 lampes + la valve (EF85 (2) - ECH81 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80). Amplificateur haute fidélité (ECC83 (2) - EF86 - EL84 (2) - EF86).
- Lutte contre les parasites.
- Filtres basse fréquence pour récepteurs de trafic.
- Déetectrice à réaction EF80.
- Générateur BFEF86 - 6AQ5 - 12AU7 (2) - 6X4.

100 F le numéro

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

A. BARAT.

STATIONS

OC BE PO GO PU

PUISSANCE

CV ACC
CV OSC

EM85

ECH81

V.C. BLOC

MF.1

HP

TR. MODUL.

EZ80

T. A

FIG. 3

EBF80

MF2

ECL82

2x32 µF 500V

entre la broche 2 et la masse, une résistance de 220.000 Ω entre les broches 7 et 9, un condensateur de 50 nF entre la broche 9 et la cosse a du relais A. Sur ce relais on soude une résistance de 22.000 Ω entre la broche 3 et la cosse a du relais A, un condensateur de 100 pF entre les broches 6 et 9. Sur le relais A on dispose une résistance de 470.000 Ω entre la cosse a et la patte de fixation c.

Le fil — du condensateur électrochimique 2 x 32 µF est soudé au châssis, un fil + sur la broche 7 du support ECL82 et l'autre sur la broche 3 du support de EZ80. Cette broche 3 est connectée à la cosse a du relais B. Entre les cosses a et d de ce relais on soude une résistance bobinée 5 W de 2.000 Ω.

Les broches 1 et 7 du support EZ80 sont reliées aux extrémités de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. Une des cosses de l'interrupteur du potentiomètre est connectée à une cosse « secteur » du transfo. Le cordon d'alimentation est

branché entre la seconde cosse de l'interrupteur et la seconde cosse « secteur ». On soude un condensateur ajustable de 30 pF entre les cosse c et d du bloc de bobinages.

On fixe le HP sur le baffle du cadran du CV et on monte ce dernier sur le châssis. Les cosses P et P' du transfo de HP sont reliées à la broche 6 du support ECL82 et à la cosse a du relais B. Entre les cosses P et P' on dispose un condensateur de 5 nF. Les cosses S et S' qui sont reliées à la bobine mobile sont connectées à la prise HPS.

Un des supports d'ampoule d'éclairage de la glace est branché sur l'enroulement « CH.L. » du transfo d'alimentation et l'autre sur les broches 4 et 5 du support ECH81.

On câble le support d'indicateur d'accord EM85. Pour cela on réunit les broches 7 et 9, et on soude une résistance de 470.000 Ω entre les broches 6 et 7. A l'aide d'un cordon à 5 conducteurs on relie : la broche 6 à la cosse + de MF1, la broche 5 à la broche 5 du support ECH81, la broche 4 à la cheminée du support ECH81, la broche 3 à la cosse e du relais A par l'intermédiaire d'une résistance de 1.000 Ω et la broche 1 à la cosse — de MF1.

On fixe le cadre sur le baffle du cadran. Son fil bleu est soudé sur la patte de fixation du relais A. Son fil vert sur la cosse e du bloc, son fil rouge sur la cosse f et son fil blanc sur la cosse g. Pour terminer on soude un condensateur de 50 nF entre une cosse « secteur » du transfo d'alimentation et le châssis.

Alignement.

Après vérification du câblage et essai sur stations on passe à l'alignement. Ce dernier se fait suivant la méthode classique. On retouche les transfos MF sur 455 kHz. Ensuite on règle les trimmers du CV le trimmer PO du bloc, les noyaux et les enroulements du cadre sur les fréquences indiquées sur la notice qui accompagne le bloc. Ces réglages se font d'abord pour la gamme PO, puis pour la gamme GO et enfin pour la gamme OC. Sur toutes les gammes il est recommandé de commencer par le trimmer ou l'enroulement oscillateur de la gamme considérée. En effet ce réglage est beaucoup plus pointu que celui des circuits accord et, en outre, il permet d'amener exactement l'aiguille du cadran en face des noms des stations.

Dans les Sélections de «Système D»

Voici deux titres qui vous intéressent :

N° 25 REDRESSEUR de COURANTS

DE TOUS SYSTÈMES

où vous trouverez les descriptions de 7 modèles faciles à réaliser ainsi que celle d'un DISJONCTEUR et de 2 modèles de MINUTERIE

PRIX : 60 F

N° 27

LA SOUDURE ELECTRIQUE

Postes par points et à arc

PRIX : 60 F

Ajoutez pour frais d'expédition 10 francs pour une brochure et 5 francs par brochure supplémentaire à note chèque postal (C.C.P. 259-10), adressé à SYSTÈME D, 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Ou demandez-les à votre libraire qui vous les procurera. (Exclusivité HACHETTE).

LE TUBE DE GEIGER, DÉTECTEUR DE RADIO-ACTIVITÉ

par Roger DAMAN

La question de la radio-activité et des radiations en général est tout à fait d'actualité...

Ce n'est plus un problème réservé strictement aux savantes revues spécialisées : la grande presse s'en est emparé. Presque chaque jour, les quotidiens y consacrent quelques lignes, parfois quelques colonnes... Il faut, d'ailleurs, ajouter que cette vulgarisation est — trop souvent — accompagnée d'erreurs massives...

Certains n'hésitent pas à accuser la radio-activité d'être à l'origine de tous nos maux : c'est à cause d'elle s'il pleut exagérément en un endroit ou s'il fait trop sec ailleurs. C'est

elle qui donne la maladie aux pommes de terre et qui empêche les tomates de mûrir... Tout cela est plus que discutable.

Mais, qu'on le veuille ou non, la radio-activité est entrée dans notre vie quotidienne. Il faut en prendre notre parti et nous efforcer d'en parler d'une manière rationnelle. Il faut donc, d'abord, chercher à la connaître...

Or, la radio-activité ne se voit pas... Il faut utiliser des détecteurs de radiations. Parmi ceux-ci, le plus connu, sans doute, est le tube ou compteur de GEIGER-MULLER.

C'est de ce merveilleux instrument qu'il sera question dans l'article qu'on lira ci-dessous.

Qu'est-ce que la radio-activité ?

Avant de montrer comment on peut en déceler la présence, il est évidemment nécessaire de définir avec précision en quoi consiste la radio-activité... Cela n'offre, d'ailleurs, aucune difficulté.

La radio-activité des éléments naturels, comme les minerais d'uranium ou, ce qui revient à peu près au même, de radium est caractérisée par l'émission spontanée de radiations et de rayonnements divers. On sait, depuis les travaux classiques et magistraux de Pierre et Marie Curie, qu'on peut distinguer trois rayonnements différents :

1. Rayons alpha, désignés par la lettre grecque α ;

2. Rayons bêta, désignés par la lettre grecque β ;

3. Rayons gamma, désignés par la lettre grecque γ .

La séparation de ces rayonnements est facile. On peut se servir par exemple, du champ électrique créé en appliquant une différence de potentiel entre deux armatures (fig. 1). Les rayons α sont déviés vers l'armature négative, les rayons β vers l'armature positive. Quant aux rayons gamma, ils ne sont pas déviés du tout.

Un résultat analogue serait obtenu en remplaçant le champ électrique par un champ magnétique.

De ces expériences, complétées par d'autres, on peut déduire les faits essentiels suivants :

Rayons alpha.

Les rayons α sont constitués par des charges positives. Ce sont des rayons corpusculaires. En d'autres termes, il s'agit de minuscules projectiles positifs dont les vitesses sont de l'ordre de 20.000 kilomètres à la seconde.

Leur trajet dans l'air ne dépasse pas quelques centimètres à la pression atmosphérique normale. Une feuille de papier à cigarette suffit à les arrêter. Une analyse précise montre qu'ils sont constitués, en fait, par des atomes d'hélium complètement ionisés, c'est-à-dire qui ont été privés de leur deux électrons planétaires (fig. 2).

L'atome d'hélium comporte un noyau constitué par la réunion de deux noyaux d'hydrogène ou protons qui portent chacun une charge positive élémentaire et de deux neutrons. Les deux charges positives sont neutralisées par deux électrons négatifs planétaires.

Si les deux électrons sont arrachés, l'atome complètement ionisé est réduit à l'état de noyau positif porteur de deux charges. On dit encore qu'il s'agit d'un hélium... ou d'un corpuscule alpha.

Rayons bêta.

Ils sont tout simplement constitués par des électrons négatifs animés de vitesse qui peuvent prendre toutes les valeurs

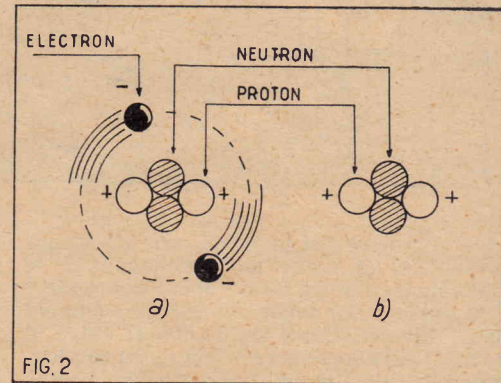


FIG. 2

FIG. 2. — a) Atome d'hélium normal comportant deux électrons planétaires et un noyau constitué par la réunion de deux protons portant une charge positive de même grandeur absolue que celle de l'électron, mais de signe contraire, et deux neutrons présentant sensiblement la même masse que les protons, mais ne portant aucune charge.

b) Si les deux électrons sont arrachés par ionisation, on obtient une particule alpha.

inférieures à celle de la vitesse de la lumière.

Ce sont donc encore des rayons corpusculaires, c'est-à-dire constitués par des projectiles... Mais, en moyenne, ceux-ci sont beaucoup plus rapides ; certains peuvent atteindre 97 % de la vitesse de la lumière.

En somme, on peut dire que les rayons bêta sont tout à fait comparables à des rayons cathodiques.

Rayons gamma.

Il s'agit de tout autre chose. Ces rayons ne sont déviés ni dans un champ magnétique, ni dans un champ électrique, parce qu'ils sont de même nature que la lumière. Il s'agit seulement d'une lumière à longueur d'onde beaucoup plus courte que celle de la lumière visible. Elle se situe bien au-delà de l'ultraviolet, au-delà même des rayons X. On pourrait dire, en somme, qu'il s'agit de rayons ultra-X.

Les rayons gamma sont extraordinairement pénétrants : beaucoup plus encore que les rayons X. Ils traversent des épaisseurs considérables des métaux les plus lourds, comme le plomb... Ce sont eux, sans aucun doute, qui font le plus de victimes dans une explosion de bombe atomique...

**

En règle générale, un corps radio-actif supposé pur, émet soit des rayons alpha, soit des rayons bêta. Mais la radio-activité s'accompagne d'une transmutation, c'est-à-dire d'un changement de nature des corps. Il en résulte que si un corps radio-actif est rigoureusement pur à un moment

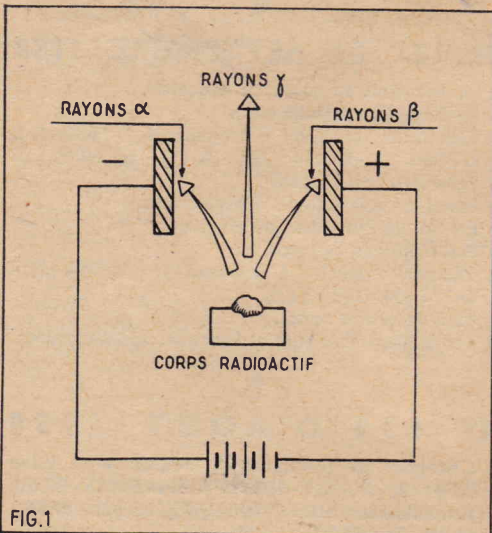


FIG. 1

FIG. 1. — Un corps radio-actif naturel est généralement caractérisé par l'émission de trois rayonnements.

Les rayons α sont constitués par des charges positives lourdes (noyau d'hélium portant deux charges élémentaires). Les rayons β sont des électrons présentant un spectre de vitesse très étendu. Ils sont par conséquent négatifs et déviés en sens inverse des rayons.

Les rayons γ ne sont pas déviés : ils sont constitués par une lumière à très courtes longueurs d'onde.

donné, il cesse presque immédiatement de l'être... Parmi les produits de la transformation radio-active se trouvent pratiquement toujours des émetteurs de rayons alpha et bêta...

Tous les corps radio-actifs, même ceux qui font partie des radio-éléments dits *artificiels*, émettent des rayons gamma. Nous nous bornons à citer le cas sans insister sur le mécanisme de cette émission.

Il y a d'autres rayonnements.

Mais il existe également d'autres rayonnements dont la présence doit pouvoir être révélés. Nous citerons, par exemple, les fameux rayons cosmiques...

Il est bien difficile de définir en quelques lignes ces messagers mystérieux... Affirmons d'abord qu'on ne sait rien sur le mécanisme de leur production. On ne sait même pas s'il s'agit d'une matière qui se crée ou d'atomes qui se détruisent. Ils viennent des espaces cosmiques. Leur puissance de pénétration est fantastiquement élevée. Certains d'entre eux peuvent traverser plusieurs centaines de mètres de croûte terrestre. L'atmosphère nous protège contre leur action directe et ralentit leur agressivité. Ce qu'on peut affirmer aujourd'hui, c'est qu'il s'agit encore d'un rayonnement corpusculaire. Les projectiles qui les composent sont des « particules instables », généralement plusieurs centaines de fois plus lourdes que les électrons.

La particule la plus célèbre est le *meson*, dont on a découvert aujourd'hui un grand nombre de variétés (Meson Pi, meson Mu, etc...)

L'explosion spontanée de ces *mesons* donne naissance à des neutrons, à des protons, à des électrons positifs et négatifs. Autant de particules que doivent pouvoir détecter les dispositifs que nous étudions aujourd'hui.

Principe des tubes « compteurs ».

D'abord, pourquoi ces tubes sont-ils dits *compteurs* ? Tout simplement parce qu'ils permettent de compter les particules ionisantes qui traversent leur atmosphère. Leur sensibilité est telle qu'on peut facilement détecter le passage d'un seul électron !

Ils sont très simplement constitués par un fil métallique très fin (*fig. 3*) tendu dans l'axe d'un cylindre conducteur qui constitue la *coque*. Le fil est tendu entre deux bouchons isolants et hermétiques pour maintenir l'atmosphère interne dont la pression est plus basse. Nous reviendrons plus loin sur cette très importante question du gaz de remplissage.

Si nous appliquons une différence de potentiel entre le fil (c'est-à-dire l'anode) et la coque (c'est-à-dire la cathode), nous ferons naître un champ électrique à l'intérieur du compteur.

La disposition interne du dispositif fait que ce champ n'est pas uniforme. Il s'en faut même de beaucoup. On peut reprendre cette variation de champ comme nous l'avons fait sur la figure 4.

L'intensité est relativement faible au voisinage de la coque. Elle croît lentement, d'abord, quand on se rapproche du centre, puis de plus en plus rapidement pour atteindre des valeurs considérables au voisinage immédiat du fil.

Régime d'ionisation simple.

Réalisons le montage de la figure 5, avec une tension V très faible, de l'ordre

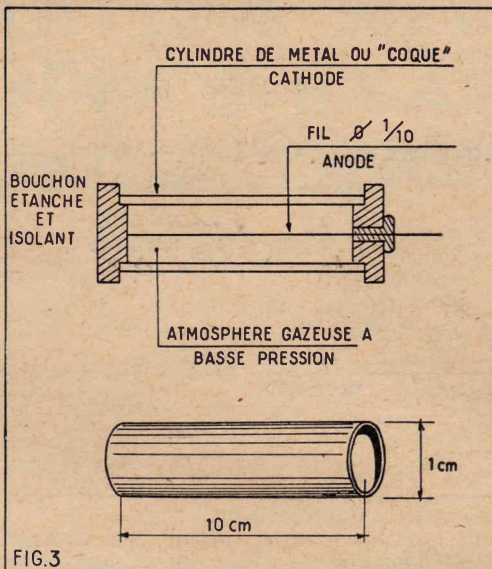


FIG. 3

FIG. 3. — Principe des tubes compteurs. Ils comportent un fil fin (1/10 mm) tendu dans l'axe d'un cylindre métallique. Les dimensions indiquées ne sont qu'un ordre de grandeur correspondant à des modèles usuels. Certains tubes pour applications spéciales peuvent avoir des dimensions très différentes.

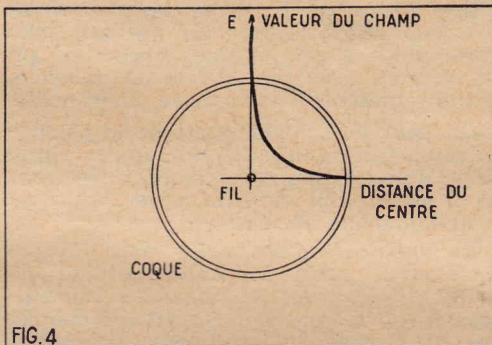


FIG. 4

FIG. 4. — Courbe de répartition du champ entre la coque et le fil. La valeur de l'intensité de champ devient d'autant plus considérable au voisinage du fil que le diamètre de ce dernier est plus petit.

d'une dizaine de volts au maximum. Supposons qu'une radiation ionisante traverse le compteur. Dans son parcours, en passant au voisinage immédiat de quelques molécules du gaz de remplissage, elle va provoquer leur *ionisation*. Il faut entendre

par là qu'elle arrache un des électrons gravitant autour du noyau.

Libérés, ces électrons vont se mouvoir dans le champ. Ils se dirigeront, par conséquent, vers le fil, puisqu'ils sont négativement électrisés. Ils se déplaceront lentement, d'abord, puis de plus en plus rapidement, à mesure qu'ils s'approcheront du fil, dans la région où le champ est plus intense. Cette vitesse ne sera jamais très considérable, parce que la tension est faible.

Si la particule ionisante a rencontré deux molécules, c'est deux électrons qui arriveront sur le fil. Ils donneront ainsi naissance à une impulsion de courant. Toutefois, celle-ci serait tellement faible qu'il faudrait des méthodes tout à fait spéciales pour en révéler l'existence. C'est le régime d'ionisation simple.

Régime de multiplication proportionnelle.

Considérons le même montage, mais portons maintenant la tension à environ 500 V.

Supposons encore qu'il y ait deux chocs ionisants.

Les électrons libérés sont maintenant beaucoup plus accélérés que dans le cas précédents puisque la tension atteint 500 V. Tout spécialement au voisinage du fil, leur vitesse deviendra assez grande pour qu'ils deviennent, à leur tour, ionisants. Chacun d'eux libérera ainsi un autre électron, lesquels à son tour, ionisera d'autres molécules... Nous avons ainsi, au voisinage du fil, déclenché une véritable réaction en chaîne. C'est ce que les physiciens nomment une *avalanche de Townsend*, du nom du savant qui a, le premier, étudié ce phénomène.

La multiplication ainsi obtenue peut atteindre cent. Ainsi, le fil ne recevra pas deux électrons, mais deux cents. Si cinq électrons avaient été libérés par la particule ionisante, c'est cinq cents électrons que le fil aurait reçu...

C'est le régime de multiplication proportionnelle.

On saisit l'intérêt de ce mode de fonctionnement : d'après l'intensité du courant observé, on peut connaître exactement le nombre d'ions créé par le projectile ou la radiation ionisante.

Régime de GEIGER.

Considérons le même montage, mais portons, cette fois, la tension à 1.000 ou

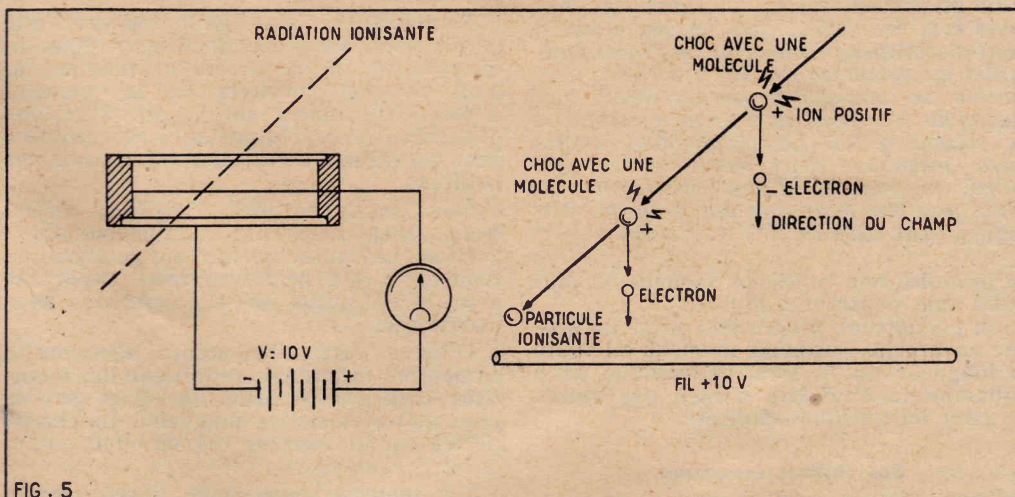


FIG. 5

FIG. 5. — Régime d'ionisation simple. Chaque électron libéré par le choc du projectile ionisant se déplace dans le champ électrique et atteint le fil du compteur.

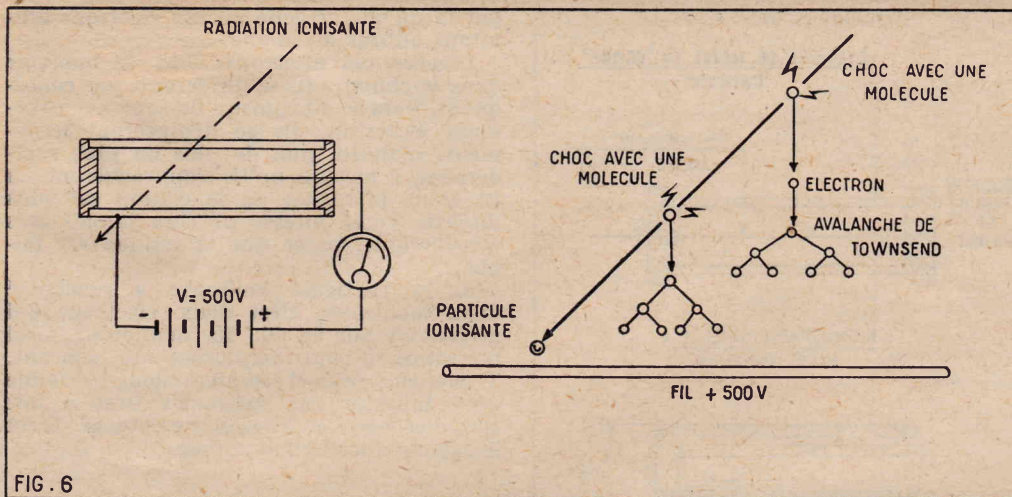


FIG. 6

FIG. 6. — Régime de multiplication proportionnelle.

Chaque électron libéré prend au voisinage du fil une vitesse assez grande pour devenir ionisant à son tour. Il y a, ainsi, production d'une ionisation en chaîne ou avalanche de premier ordre. La quantité d'électricité qui atteint le fil se trouve ainsi multipliée par un coefficient fixe qui dépend de la tension.

1.200 V... Nous allons assister à une autre modification du phénomène.

Rien n'est changé à l'amorçage. L'ionisation est l'origine d'une multiplication. Chaque électron libéré provoque la naissance d'une avalanche. Celle-ci est cependant plus dense, parce que la tension est plus élevée. Mais les choses n'en restent pas là.

En effet, les ions positifs résultant de l'arrachement d'électrons au voisinage du fil sont, dans le champ, très intense, placés dans l'état d'excitation. Leur retour à l'état normal s'accompagne de l'émission d'un rayonnement ultraviolet qui est, lui-même, ionisant. Les électrons ainsi arrachés deviennent l'origine d'une seconde avalanche, au voisinage de la première, c'est-à-dire, le long du fil... Et cette seconde avalanche

instantanés. La constitution de l'avalanche centrale s'effectue en 10^{-8} seconde, c'est-à-dire un centième de microseconde. Le long du fil se produisent, en moyenne, une centaine d'avalanches par centimètre de longueur. On peut donc en déduire que l'inflammation se propage le long du fil à une vitesse de 1 centimètre par microseconde... c'est-à-dire, un utilisant une unité plus usuelle, à une vitesse de 10^6 ou un million de centimètres par seconde, ce qui représente 10 kilomètres par seconde.

On peut dire, qu'en pratique le passage de la particule ionisante se traduira par la chute d'un nombre considérable d'électrons sur le fil au bout d'un temps de l'ordre de 1 millionième de seconde.

La quantité d'électricité ainsi libérée correspond, pour un tube normal, de 10^9 à 10^{11} électrons (1 milliard à 100 milliards). Ainsi, dans ce dispositif très simple, un seul électron ionisant peut faire apparaître 100 milliards d'électrons le long du fil... En d'autres termes, il réalise la fantastique amplification de 100 milliards!

Encore des chiffres...

Nous venons de voir que le fil central, après la réaction en chaîne qui s'est produite sur toute sa longueur, a reçu plus d'un milliard d'électrons. Mais ceux-ci ne sont pas immédiatement disponibles. Ils sont, en effet, maintenus sur place par la charge d'espace positive résultant de la présence d'une gaine d'ions autour du fil.

Toutefois, ces ions positifs, repoussés par le fil, vont s'écarter et diffuser dans la direction de la coque. A ce moment-là, nous pourrions disposer de la quantité d'électricité libérée sur le fil. Essayons d'en déterminer l'importance en utilisant des grandeurs auxquelles nous sommes habitués.

Nous avons, en effet, 1 milliard d'électrons... Bien que ce chiffre soit devenu d'utilisation courante, même en matière de finance, il est beaucoup trop important pour qu'on puisse se le représenter avec exactitude.

D'autre part, circonstance aggravante, ce nombre formidable représente des quantités d'électricité beaucoup trop petites pour qu'on puisse les imaginer... La charge portée par un électron est, en effet, de $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb.

La quantité d'électricité libérée sur le fil est de $1,6 \times 10^{-19} \times 10^9$, ce qui fait $1,6 \times 10^{-10}$ coulomb.

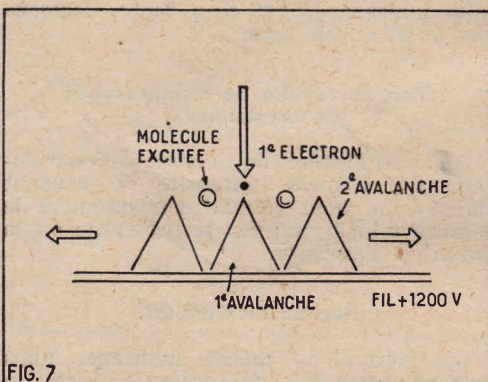


FIG. 7

FIG. 7. — Régime de Geiger.

La tension est encore plus élevée. Les électrons sont ionisants, mais les molécules, à l'état d'excitation, deviennent également ionisantes au voisinage du fil. Ainsi, des avalanches se produisent successivement tout le long du fil. On dit qu'il s'agit d'avalanche de second ordre. La propagation s'effectuera jusqu'aux deux extrémités du fil. Ainsi, la quantité d'électricité libérée au début peut être multipliée par le chiffre fantastiquement élevé de cent milliards ?

en produira une troisième, laquelle en produira une quatrième, etc...

Le phénomène progressera ainsi de proche en proche, jusqu'au moment où toute la longueur du fil sera, en quelque sorte enflammée... Peut-être n'est-il pas inutile de citer ici quelques chiffres...

Des chiffres étonnants.

Les phénomènes d'ionisation sont, certes, très rapides, ils ne sont cependant pas

Réalisons maintenant le montage indiqué sur la figure 7. L'anode est alimentée à travers une résistance élevée.

La capacité du fil par rapport à la cathode est de l'ordre de 10 pF dans le tube de Geiger normal. A cette capacité, il faut ajouter celles du montage, des connexions, etc. Doublons donc cette valeur pour en tenir compte très largement. Cherchons quelle variation de potentiel se produira au point A, quand le fil aura recueilli tous les électrons disponibles.

Nous appliquerons tout simplement la formule bien connue :

$$Q = CV, \text{ c'est-à-dire } V = Q/C.$$

Nous aurons donc dans le cas présent

$$V = \frac{1,6 \times 10^{-10}}{20 \times 10^{-12}} \text{ c'est-à-dire } 80 \text{ V.}$$

Ainsi, nous arriverons à cet extraordinaire résultat que le passage d'un seul électron dans le compteur fait apparaître une impulsion de 80 V au point A!

Remarquons d'ailleurs que l'impulsion aurait la même amplitude s'il s'agissait au départ de 2,3 ou 1 millions d'électrons, puisque l'amplification s'effectue par une contagion d'ionisation tout le long du fil.

Ajoutons, toutefois, que notre raisonnement demeure théorique. Nous examinerons plus loin comment les choses s'arrangeront en pratique. Il n'en est pas moins vrai, d'ailleurs, que l'ordre de grandeur calculé, est vérifié par la réalité.

La décharge est entretenue.

Nous avons expliqué plus haut que la pluie d'électrons sur le fil était due à l'action ionisante des molécules du gaz de remplissage.

Quand le compteur fonctionnait en régime proportionnel, il y avait production d'une avalanche de Townsend dite de premier ordre. Mais celle-ci n'est pas réversible. Cela veut dire, qu'en général, quand le phénomène est amorcé, il ne cesse pas de lui-même. Le compteur peut donc signaler le passage d'une particule, mais il est incapable d'en compter une seconde, à moins de couper le courant pour remettre les choses dans l'état primitif. C'est un inconvénient extrêmement grave.

Compteur auto-coupeur.

Heureusement, une solution [extrêmement simple a été trouvée par les physiciens (Trost en 1937). Au lieu de mettre un gaz quelconque dans le tube, on constitue l'atmosphère intérieure par un gaz inerte (argon, par exemple) mélangé avec une vapeur organique (alcool, éther, etc...). La pression totale est de 10 centimètres de mercure environ, la tension de la vapeur organique étant de l'ordre de 1 centimètre.

Dans ces conditions, on constate que si la tension appliquée n'est pas excessive (de 900 à 1.500 V) la décharge se désamorce spontanément après s'être étendue sur toute la longueur du fil. Le compteur redevient apte à compter de nouveau après un intervalle qui est de l'ordre de 1 millièbre de seconde.

Plus récemment, on a découvert qu'on pouvait remplacer la vapeur organique par un halogène (chlore, brome, iode, etc...). Le plus intéressant semble être le brome. Une tension de vapeur d'halogène de 1/10 de millimètre de mercure est alors suffisante.

Forme réelle de l'impulsion

Reprenons maintenant le montage représenté sur la figure 8. Nous avons déterminé plus haut que la charge de la capacité

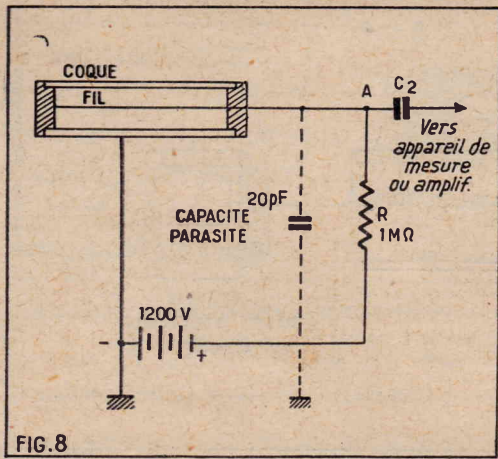


FIG. 8. — Montage réel d'un tube de Geiger. La présence inévitable de la résistance R_1 provoque une modification de la forme de l'impulsion.

C_1 , par la pluie d'électrons, pouvait produire une variation de tension de 80 V. Mais cela suppose évidemment que la résistance R est infiniment grande. Or, en pratique, il est impossible qu'il en soit ainsi, puisque l'anode est portée à un potentiel positif précisément à travers cette résistance.

En pratique, les charges électriques s'écouleront à travers R_1 à mesure qu'elles seront recueillies par le fil. Au lieu d'obtenir la courbe théorique I (qui est une courbe dite exponentielle) (fig. 8), nous obtiendrons le tracé indiqué en II, par exemple... La forme réelle de l'impulsion et son amplitude dépendront de la valeur adoptée pour la résistance R .

On pourrait être tenté de croire qu'il est intéressant de prendre une très grande résistance. C'est aien ainsi qu'on obtiendrait le maximum d'amplitude, mais on augmenterait ainsi la constante de temps. Le compteur serait alors paralysé pendant longtemps après le passage d'une impulsion et la détection d'une autre particule serait impossible.

Caractéristiques d'un tube compteur.

On peut résumer une grande partie de ce qui précède en traçant la courbe caractéristique d'un tube compteur.

On peut, par exemple, mesurer le courant qui résulte du passage d'un seul électron dans le compteur en fonction de la tension appliquée entre cathode (coque) et anode (fig 9). Cela revient d'ailleurs à tracer la courbe du pouvoir multiplicateur. Sur le graphique ainsi obtenu (fig. 10), on distingue très nettement les trois régimes de fonctionnement.

Une autre courbe, encore plus intéressante peut être obtenue en disposant une source de radio-activité à une certaine distance d'un tube compteur. On compte le nombre d'impulsions produites par unité de temps, en fonction de la tension appliquée au tube compteur.

Pendant cette opération, il faut évidemment que la position de la source, dont l'activité est constante et celle du tube demeurent rigoureusement invariables.

On obtient, par exemple, un diagramme comme celui que nous avons représenté sur la figure 11. On voit que le nombre de coups ne varie que très peu entre 900 et 1.400 V. C'est ce qu'on nomme le palier de la caractéristique.

Un tube idéal aurait un palier parfaitement horizontal, c'est-à-dire que, dans la zone de fonctionnement normal, le pouvoir multiplicateur serait tout à fait constant.

Quelques définitions.

Nous pouvons maintenant donner quelques définitions très importantes :

Seuil.

C'est la tension pour laquelle le palier s'amorce.

Dans l'exemple de la figure II, le seuil est situé à environ 900 V. C'est la tension de seuil normale pour un compteur à vapeur d'alcool.

Dans un compteur à halogène, le seuil est généralement situé vers 300 V.

Longueur du palier.

Elle est définie d'une part par la tension de seuil et, d'autre part, par la tension pour laquelle la courbe remonte brusquement. Dans l'exemple de la figure 11, le palier s'étend de 990 à 1.425 V environ.

S'il s'agissait d'un compteur à halogène, le palier s'étendrait d'environ 300 à 550 V.

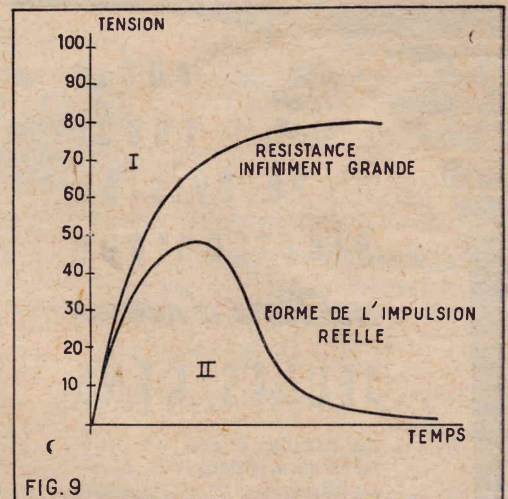


FIG. 9. — Forme de l'impulsion obtenue après le passage d'une particule ionisante.

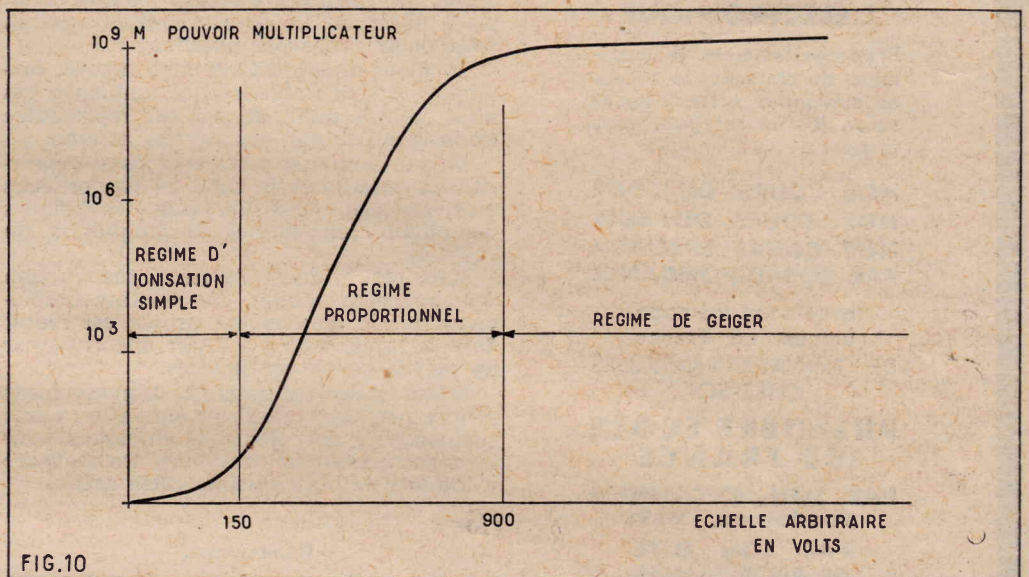


FIG. 10. — Diagramme donnant le pouvoir multiplicateur en fonction de la tension. On notera que ce pouvoir est presque invariable dans le régime de Geiger.

des compteurs modernes présente encore une certaine inclinaison ou pente sur l'horizontale qui s'exprime par la variation du taux de comptage (exprimé en pour cent pour une variation de 100 V. La pente des très bons tubes modernes est de l'ordre de 1 %.

Pente.

Un compteur parfait aurait un palier rigoureusement horizontal ; c'est-à-dire dont la pente serait nulle. D'énormes progrès ont été réalisés depuis la construction des premiers compteurs. Toutefois, le palier

FIG. 11. — Diagramme obtenu en plaçant une source ionisante d'activité constante à une distance fixe d'un tube compteur et en faisant varier la tension appliquée.

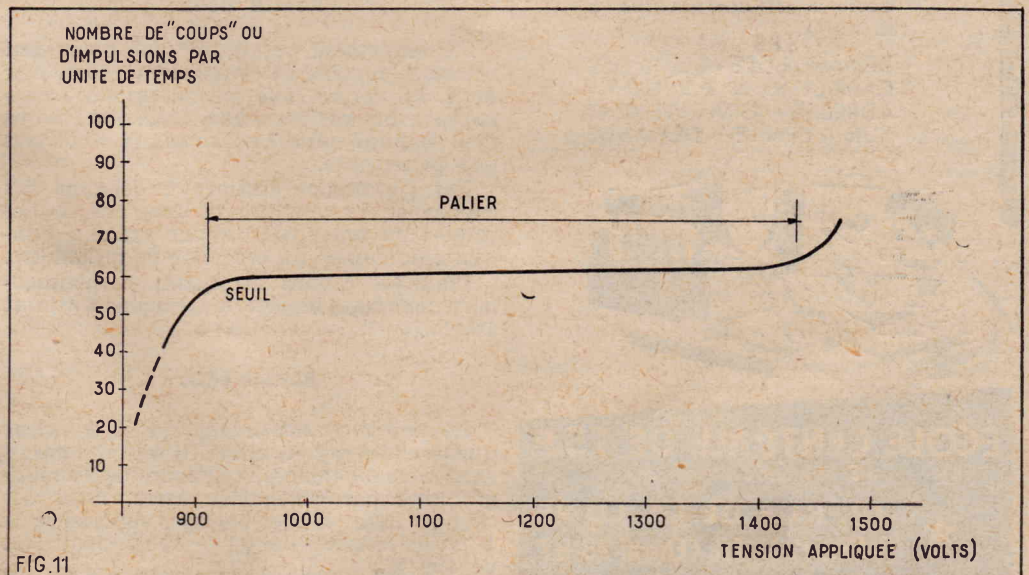


FIG. 11



radio
radar
télévision
électronique
métiers d'avenir
JEUNES GENS

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

LA RADIO ET L'ÉLECTRONIQUE

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

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

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

**PREMIÈRE ÉCOLE
DE FRANCE**

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

**PAR SON ELITE
DE PROFESSEURS**

**PAR LE NOMBRE
DE SES ÉLÈVES**

PAR SES RÉSULTATS

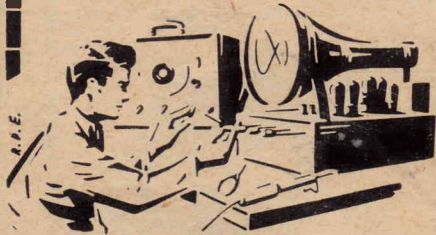
Depuis 1919 **71%** des élèves
reçus aux

EXAMENS OFFICIELS
sortent de notre école

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

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

DEMANDEZ LE «GUIDE DES CARRIÈRES» N° PR 901
ADRESSÉ GRATUITEMENT
SUR SIMPLE DEMANDE



ÉCOLE CENTRALE DE T.S.F.
et d'électronique

★ **12, RUE DE LA LUNE
PARIS (2^e) - Tél. CENTral 78-87**

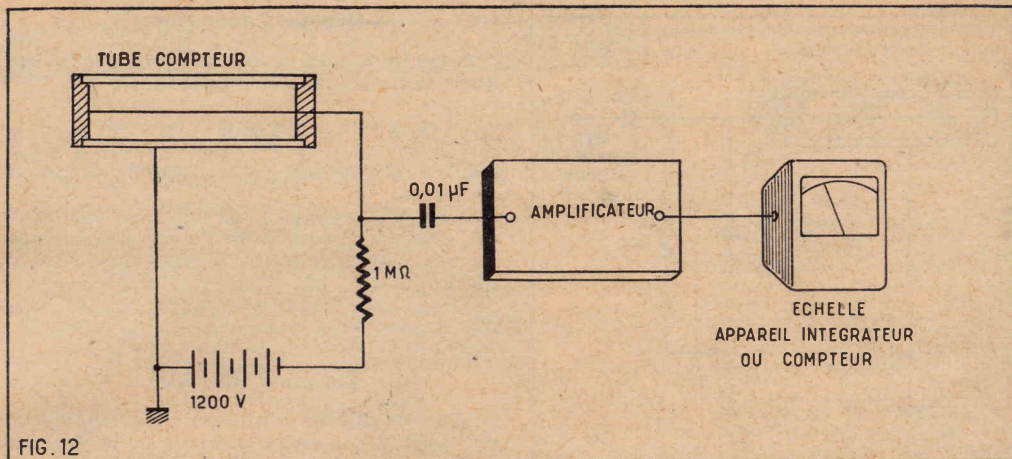


FIG. 12

Mouvement propre.

Même en l'absence d'une source radioactive au voisinage du tube compteur on peut observer la présence d'un certain nombre de coups par minute.

Ce mouvement est dû aux rayons cosmiques et à la radio-activité ambiante qui n'est jamais nulle et qui est représentée exclusivement par des rayons gamma.

On peut éliminer cette composante parasite en enfermant le tube de Geiger dans une enceinte constituée par des briques de plomb (en termes techniques : un *château*).

Mais ces briques n'évitent pas l'action des rayons cosmiques. On constate simplement que le mouvement propre est réduit dans le rapport de 4 à 1 par une épaisseur de plomb de 10 centimètres.

Il faut également noter que le mouvement propre peut être aussi dû en partie à une radioactivité des éléments employés pour la construction du compteur. On s'efforce d'éliminer le plus possible cette action.

Rendement.

C'est le rapport entre le nombre de particules ionisantes qui pénètrent dans l'atmosphère du compteur, et le nombre d'impulsions observées. Il ne suffit pas, en effet, qu'un projectile traverse le compteur, il faut encore qu'il laisse derrière lui un sillage d'ions. Le rendement dépend, pour un compteur donné, de la nature et de la vitesse du corpuscule ionisant...

Rendement pour diverses radiations.

Rayons alpha.

Le rendement serait de cent pour cent s'il était possible de construire un compteur dont la coque soit parfaitement transparente aux rayons alpha. Or, nous l'avons déjà indiqué plus haut, ceux-ci sont très peu pénétrants.

Les compteurs destinés à détecter des rayons alpha sont prévus avec des coques présentant une fenêtre d'une extrême minceur : de l'ordre du centième de millimètre.

Pour les rayons attaquant perpendiculairement cette fenêtre le rendement atteint 100 %.

Rayons bêta.

Le problème est pratiquement le même que pour les rayons alpha. Il faut des parois extrêmement minces, de l'ordre de 30 milligrammes par centimètre carré. Pour des rayons bêta d'une énergie supérieure à 1 méga-électron-volt, le rendement est de 100 %.

Rayons gamma.

Les rayons gamma, qui ne sont pas des projectiles (*voir plus haut*) sont très peu ionisants. Ici, il n'y a pas de problème de pénétration... toutes les parois étant parfaitement transparentes. Toutefois, le rendement ne dépasse jamais 1 %. Il faut d'ailleurs faire intervenir la fréquence ou la longueur d'onde.

Rayons X

L'action est la même que pour les rayons gamma. Toutefois, l'ionisation se produisant dans des meilleures conditions, on peut, suivant la dureté des rayons, atteindre des rendements compris entre 1 et 10 %.

Rayons cosmiques.

100 %.

Neutrons.

On peut rendre les compteurs sensibles aux neutrons qui ne sont pas ionisants en ajoutant certains composés au gaz de remplissage. Ce sera de l'hydrogène pour les neutrons rapides et du bore pour les neutrons lents.

Les rendements sont inférieurs à 1 %.

Utilisation pratique.

Peut-être aurons-nous l'occasion de revenir sur cette question. En pratique, l'impulsion est transmise à la grille d'entrée d'un amplificateur au moyen d'un condensateur de liaison (C2, fig. 7).

Les courants de sortie de l'amplificateur peuvent agir sur un appareil de mesure fonctionnant comme un intégrateur. Le courant moyen donne ainsi une mesure de la radio-activité.

On peut aussi utiliser une échelle de comptage qui enregistre toutes les impulsions.

Les tubes de Geiger peuvent avoir des applications si nombreuses, qu'il n'est pas question de les passer en revue ici.

Ils servent à mesurer l'activité des sources de rayonnements. Ils permettent également de localiser avec précision une source. C'est de cette manière qu'ils sont employés pour la prospection des minerais d'uranium. Par tâtonnement, on peut déterminer l'emplacement exact d'un filon de minerai et sa richesse. Ils sont également utilisés pour le traçage de la radio-activité quand on emploie la méthode des atomes marqués.

Dans un prochain article, nous étudierons un autre détecteur fort intéressant : le *scintillomètre*.

ANTENNE D'ÉMISSION ET DE RÉCEPTION

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

Nous avons vu dans de précédents articles la façon de produire de la haute fréquence, de la moduler, et aussi de la recevoir. Mais, ces opérations ne s'effectuent pas seules, il faut, un organe de rayonnement et de captation pour pouvoir émettre ou recevoir. Dans notre cas ce sera l'antenne. Qu'est-ce qu'une antenne ?

Notre but n'étant pas d'exposer la théorie complète des antennes (ceci nous entraînerait trop loin), mais de parler des types les plus utilisés par les amateurs au cours de leurs liaisons, voyons ceux-ci.

L'antenne Hertz.

La plus connue des antennes utilisées par les amateurs est sans conteste l'antenne Hertz, Conrad Windon. La grande vogue de cette antenne est due au fait qu'elle peut fonctionner sur plusieurs bandes de fréquences avec un très bon rendement qui ne varie pas ou peu d'une bande à l'autre. Une antenne prévue pour la bande 40 m peut très bien fonctionner sur la bande 80, 40, 20, 15, 10 m. Toutefois il n'est pas conseillé de calculer une antenne Hertz pour la bande 10 m et d'attendre un bon rendement sur la bande 80 m, le contraire étant d'une façon générale plus normal.

Le calcul est très simple, la longueur mécanique est donnée par la formule : $L = \frac{142,5}{F}$ L étant exprimé en mètres et F en mégahertz. Comme on le voit sur la figure 1 la prise du feeder se trouve à 0,36 m d'une des extrémités, certains préconisant la prise au tiers. Les essais ont été faits à des emplacements différents et peu de différences ont été mises en évidence par le contrôleur de champ, étant bien entendu que le couplage et le réglage de l'émetteur étaient refaits à chaque essai pour obtenir une charge correcte au tube final utilisé. Le couplage de l'antenne à l'émetteur se réalise de la façon indiquée à la figure 2. En A le feeder est adapté par un filtre en P1 plus communément appelé filtre Jones, qui peut être le circuit final du TX ou être relié à l'émetteur par une ligne à basse impédance. En B, le feeder est adapté par un circuit oscillant qui est couplé à l'émetteur, par une self de quelques spires et par une ligne à basse impédance, coaxiale ou twin lead. En C, le feeder est directement piqué sur la self du PA, qui, pour la circonstance est un circuit parallèle, ce qui évite de faire se promener la HT dans

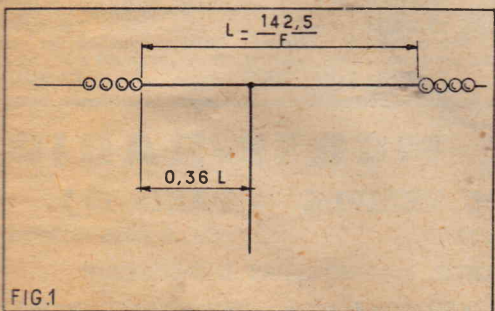


FIG. 1

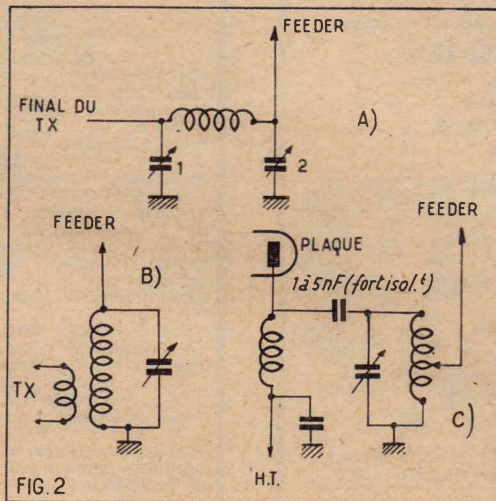


FIG. 2

l'antenne. Cette solution toutefois n'est pas à recommander aux amateurs habitant les villes ou les lieux sujets au QRM, BCL et TVI. Le couplage étant trop serré, les harmoniques et les fréquences parasites sont transmises dans leur intégralité et provoquent des protestations légitimes des voisins. Les différents réglages de ces circuits d'accord sont les suivants :

A) Fermer le condensateur 2 à fond, maximum de capacité, tourner le condensateur 1 pour trouver un accord minimum au mili plaque, ouvrir le condensateur 2 de quelques degrés, cette manœuvre ayant pour but de coupler l'antenne, réaccorder le condensateur 1 toujours au minimum, ouvrir le condensateur 2 de quelques degrés, réaccorder le condensateur 1, répéter la manœuvre jusqu'à l'obtention du débit normal du tube final, mais toujours terminer par l'accord du condensateur 1.

B) Le circuit oscillant est réglé au maximum du débit de la plaque du circuit final, en déplaçant la prise d'antenne pour obtenir une charge compatible avec le

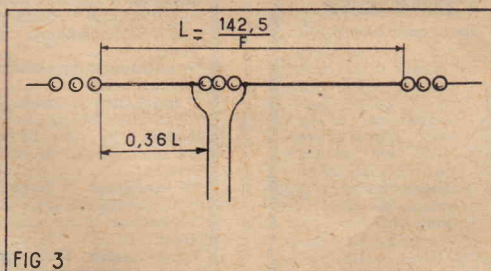


FIG. 3

tube final. Si le couplage de la ligne au circuit final est normal, il n'y a pas lieu de retoucher le condensateur variable du PA.

C) Déplacer la prise du feeder sur la self pour obtenir une charge normale, en conservant un débit toujours en rapport avec la lampe utilisée.

Un inconvénient de cette antenne, autres que ceux cités plus haut (TVI-BCI) est d'avoir un feeder à ondes stationnaires rayonnant (il existe des feeders à ondes stationnaires qui ne sont pas rayonnants

ou tout'au moins pas trop), de cette façon ; le rayonnement se fait sentir sur le VFO, les étages HF quels qu'ils soient et sur le modulateur, ceci est grave parce qu'il est très difficile de se débarrasser sur un modulateur des retours HF qui entraînent souvent une déformation de la modulation. Cet inconvénient peut cependant être évité en éloignant le feeder de l'émetteur, en utilisant le système A ou B (fig. 2), et, en couplant le système d'adaptation à l'émetteur par une ligne à basse impédance.

L'antenne MD2AC.

Le nom de cette antenne dérivée de l'antenne Hertz est l'indicatif de son promoteur. Son calcul est le même que celui de l'antenne précédente, la prise variant de très peu suivant les utilisateurs. Certains ont prétendu que la longueur du feeder influait sur le comportement de l'antenne. Nous n'avons rien constaté de tel si ce n'est que le réglage du circuit final est différent suivant la longueur du feeder, ce qui s'explique très bien si l'on tient compte encore une fois que le feeder travaille en ondes stationnaires. Le feeder est constitué par du twin lead 300 Ω (fig. 3). Le couplage à l'émetteur peut s'effectuer par quelques spires, façon de procéder qui est la plus simple et donne d'excellents résultats dans la plupart des cas. La seule précaution à observer est de garder un nombre de spires de couplages raisonnable permettant une charge normale de la lampe finale. Au besoin faire varier le nombre de ces spires jusqu'à obtenir un résultat, sans cependant coupler trop serré les deux selfs, celle du PA et celle de l'antenne. Comme l'antenne Hertz, la MD2AC travaille sur plusieurs bandes de fréquences celles qui tombent en harmonique évidemment avec la longueur de l'antenne.

L'antenne long fil.

Cette antenne (fig. 4) est l'aérien idéal pour les amateurs de la campagne qui ont de grands espaces libres pour pouvoir mettre du fil dehors. La longueur est presque sans importance quoique, s'il est possible, l'antenne sera égale à la longueur électrique de la bande la plus basse en fréquence, qui sera utilisée par l'amateur. Ce calcul est donné par la formule :

$$\frac{\text{Longueur d'onde en mètres}}{2} \times 0,95 = \text{longueur mécanique en mètres.}$$

Un inconvénient de cette antenne peut être sa directivité dans le sens du fil, incon-

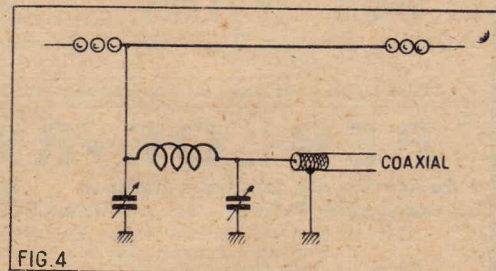


FIG. 4

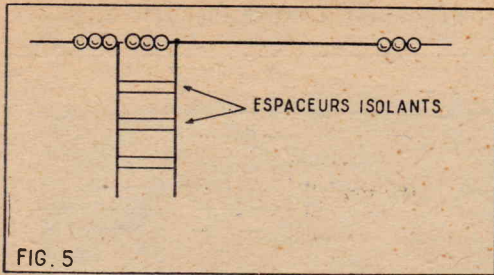


FIG. 5

venient qui peut servir dans le cas d'une station qui rechercherait le contact avec un point quelconque de la terre. Comme dans le cas de l'antenne Hertz le feeder ou descente rayonne de la HF qui peut gêner. Il y a donc lieu de prévoir d'éloigner cette descente, des appareils susceptibles d'être influencés par elle. Le couplage à l'émetteur est le même que pour l'antenne Hertz (fig. 2) (ABC).

L'antenne zeppelin ou End Feed (fig. 5).

Voici encore une antenne avec feeder à ondes stationnaires mais cette fois le rayonnement de la descente se fera moins sentir. Les deux fils parallèles étant à peut de distance l'un de l'autre, les deux rayonnements s'annulent partiellement sans égaler l'atténuation d'un feeder à ondes progressives. L'amélioration est cependant sensible dans bien des cas de retour HF récalcitrant. Le calcul de la longueur de cette antenne est le même que pour l'antenne précédente, et là encore, la longueur électrique sera celle de la bande la plus basse employée. Certains ne tiennent pas compte de la longueur du feeder, mais il a été constaté que le rendement maximum était obtenu avec des feeders accordés sur un multiple ou un sous-multiple de la longueur d'onde utilisée.

Nous verrons plus loin quelques longueurs pratiques. L'espacement entre les deux fils constituant le feeder a toujours été très controversé. Pour les mathématiciens, nous livrons la formule de calcul suivante : $Z_s = 276 \text{ LOG } \frac{2s}{10d}$, dans laquelle S est la distance exacte entre les centres des fils et d le diamètre du fil. Etant donné que $2s/d$ n'exprime qu'un rapport, les unités de mesure peuvent être quelconques. Ceci ne change en rien le résultat du moment que les unités sont les mêmes pour les deux mesures. Certains préconisent l'espacement de seize fois le diamètre du fil mais si l'on fait le calcul on s'aperçoit que pour une ligne 200 Ω, l'écartement est de 5,3 fois le diamètre du fil, ce qui n'est pas beaucoup. On voit que le diamètre du fil joue un grand rôle et que l'on a avantage à prendre un diamètre assez gros pour avoir une bonne rigidité de la ligne, évitant les courts-circuits qui seraient les plus mal venus pendant la transmission ou la réception. Nous donnons figure 6, un exemple de feeder 600 Ω servant à alimenter une antenne ZEP. Deux accords sont possibles avec ce système d'aérien figure 7. A) L'accord parallèle. B) L'accord série qui sont utilisés suivant la bande travaillée. Quelquefois dans le système

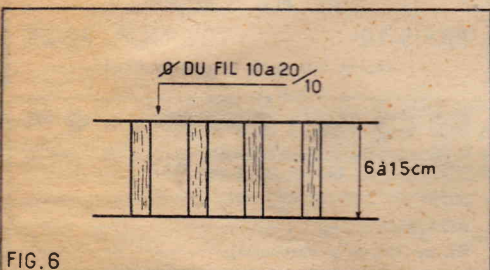


FIG. 6

série un seul condensateur est utilisé en série dans le feeder relié à l'antenne. Les deux systèmes nous ont donné de bons résultats, mais dans certains cas les deux condensateurs sont préférables, par le seul fait que le deuxième brin du feeder est plus ou moins actif.

Voici quelques longueurs d'antennes et de feeders, ainsi que la façon de les accorder :

Longueur de l'antenne : 41,80 m, longueur du feeder 14 m, bandes de fréquence avec utilisation de l'accord série : 80, 40, 20, 15 m, bandes de fréquences avec accord parallèle : 10 m.

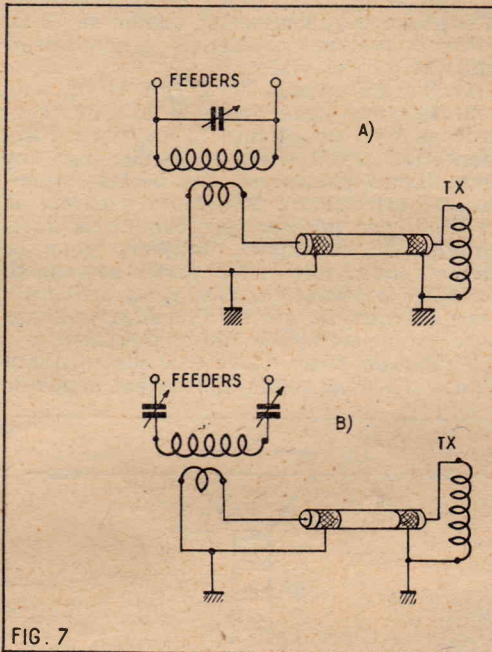


FIG. 7

Longueur de l'antenne 20,70 m, longueur du feeder 14 m, bandes avec utilisation d'un accord série : 40, 20, 15 m. Bandes avec utilisation d'un accord parallèle : 10 m. Il est bien évident que la self doit être changée pour chaque bande ou posséder des prises permettant le réglage sur les fréquences de travail. Le réglage de ce circuit est très simple : le circuit étant couplé à l'émetteur par quelques spires et une ligne à basse impédance (soit du twin lead, du coaxial ou encore une ligne en fil torsadé). 1° Découpler les spires côté émetteur en les écartant de la self du PA. 2° Accorder au minimum de débit plaque le circuit du final à l'aide du condensateur variable. 3° Coupler légèrement en rapprochant la boucle de la self du PA. 4° Rechercher un maximum avec le ou les condensateurs variables du circuit d'antenne, si le débit plaque de la lampe n'est pas suffisant, recoupler en rapprochant les deux selfs, répéter la même manœuvre jusqu'à l'obtention du débit désiré dans le circuit du tube final. Les résultats obtenus avec cette antenne bien accordée sont excellents, des DX très intéressants ont été réalisés avec 1 à 2 W et dans des conditions très bonnes en considérant la puissance mise en jeu.

L'antenne Levy ou Center Feed (fig. 8).

Cette antenne a connu et connaît encore une grande vogue parmi les amateurs du fait qu'elle fonctionne sur plusieurs bandes de fréquences avec un rendement excellent. Comme la précédente, elle utilise un feeder 600 Ω. Sa longueur de l'antenne sera autant que possible celle de la bande la plus basse utilisée, et sera calculée par la formule : $\frac{\text{longueur d'onde en mètres}}{2} \times 0,95 = \text{longueur mécanique de l'antenne en mètres.}$

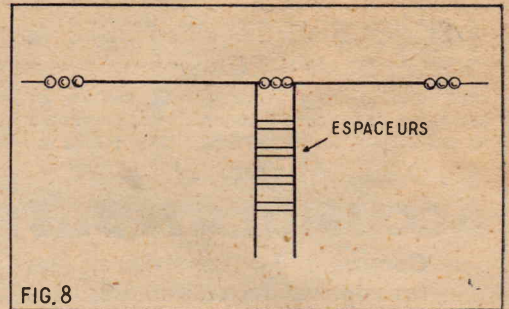


FIG. 8

L'accord sur la bande de fréquences utilisée sera réalisé par un circuit d'accord, qui, comme pour l'antenne précédente, pourra être en série ou en parallèle suivant les bandes et la longueur du feeder. Voici quelques exemples :

Longueur de l'antenne 40,50 m ; longueur du feeder 13 m, bandes accordées avec un circuit parallèle 80,15 m, bandes accordées avec un circuit série, 10 m.

Longueur de l'antenne 40,50 m, longueur du feeder 24 m, bandes accordées avec un circuit parallèle 80,10 m.

Longueur de l'antenne 20,70 m, longueur du feeder 14 m, bandes accordées avec un circuit parallèle 80 m, bandes accordées avec un circuit série 40,10 m.

Longueur de l'antenne 20,70 m, longueur du feeder 20,15 m, bandes accordées avec un circuit parallèle 80, 20, 10 m, bandes accordées avec un circuit série 40, 15 m. Le seul inconvénient de ces deux antennes est qu'il oblige l'OM à construire le feeder, qui demande de grands soins, tant au point de vue mécanique, qu'au point de vue électrique. L'isolant des deux feeders doit avoir de très bonnes qualités électriques, il est nécessaire d'utiliser de la bakélite HF, du trolitul ou tout autre très bon isolant, l'écartement des deux fils doit être respecté sur toute la longueur.

Toutes les antennes que nous venons de voir sont des antennes multibandes, elles sont pratiques pour les OM qui ne peuvent faire qu'une seule installation d'antenne.

Nous allons voir maintenant d'autres types d'antennes fonctionnant sur une seule bande ou ne donnant que des résultats passables sur les autres bandes.

L'antenne Doublet (fig. 9).

Cette antenne est très facile à installer et à mettre au point. La seule précaution à prendre concerne l'attache du feeder sur l'antenne. Etant pendu dans le vide au centre de l'antenne, ce feeder a souvent

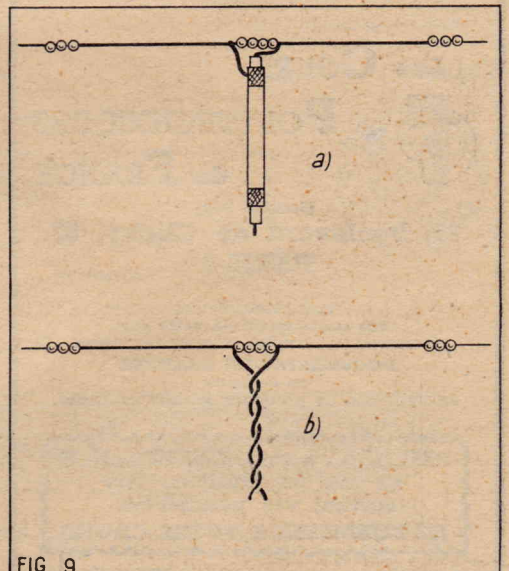


FIG. 9

SI VOUS AVEZ UN POSTE A ACCUS

vous pourrez vous éviter d'avoir recours au technicien pour vous dépanner, si vous lisez notre « Sélection de **SYSTÈME D** » N° 2 :

LES ACCUMULATEURS

Comment les construire, les réparer, les entretenir.

PRIX : 60 francs.

Ajoutez la somme de 10 francs pour frais d'expédition et adressez commande à la **SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION**, 43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e, par versement à notre compte chèque postal (C.C.P. 259-10), ou demandez-la à votre marchand de journaux qui vous la procurera.

On recherche des techniciens

43 Radio-Elec. Techniciens
 ALIGN. DEPAR. RADIO
 TECHNIQUE
 DEPANN. URS
 INGEN. ELEC. TECHNIQUE
 ELECTRICIEN H.O.
 DIPLOMES E.M. BACC. TE.

EN ÉLECTRONIQUE...

Grâce aux nouveaux cours CPF mis au point par **Fred KLINGER** DEVEZ-VOUS AUSSI **UN VRAI TECHNICIEN RADIO et BF**

- **PAR L'ÉTUDE**
 ● Plus de 300 pages de texte,
 ● Des centaines de figures claires et détaillées
 ● De nombreux schémas pratiques.
- **PAR LE MONTAGE**
 Au cours de vos études vous réaliserez sous notre direction avec le maximum de détails **5 MONTAGES DIFFÉRENTS dont un ampli BF HI-FI**

VOS PROFESSEURS RESTENT A VOTRE DISPOSITION

Pour toutes explications complémentaires par les corrigés personnels. Pour la vérification et la mise au point de vos montages.

Les COURS POLYTECHNIQUES de FRANCE
 (Service 109)
 67, boulevard de Clichy, 67 PARIS-9^e

vous renseignerez sans engagement de votre part demandez tout simplement notre importante **DOCUMENTATION GRATUITE en couleurs** accompagnée de plusieurs extraits du Cours.

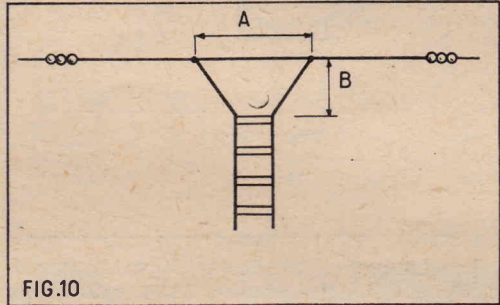
PAIEMENT à votre CONVENANCE en une ou plusieurs fois suivant vos possibilités. (12 FORMULES A VOTRE CHOIX)

GALLUS-PUBLICITÉ

tendance à se couper, ce qui est pour le moins désagréable, surtout si l'aérien est assez difficile à descendre. Donc prendre toutes précautions utiles concernant l'attache, et au besoin confectionner une pièce en bon isolant qui tienne le feeder sur l'antenne. La longueur de cette antenne est calculée par la formule : $L = \frac{142,5}{F} \cdot L$ étant exprimé en mètres et F en mégacycles. L'antenne doublet est en quelque sorte l'antenne fondamentale, par rapport à laquelle ont été faites toutes les mesures de gain d'antenne. Cette antenne peut être adaptée par plusieurs lignes d'alimentation suivant la méthode que l'on veut utiliser. L'impédance du centre est voisine de 72 Ω.

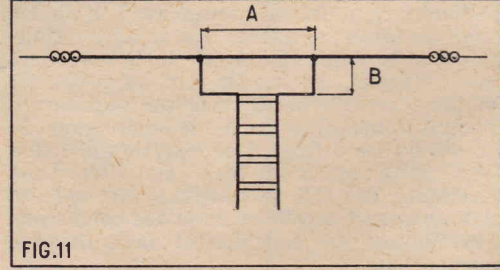
Voici quelques méthodes d'adaptation utilisées par les OM :

- 1° Par du coaxial 72 Ω (fig. 9a) ;
- 2° Par une ligne genre fil lumière, torsadé ou bien du fil sindex. Ce genre d'alimentation n'est pas à conseiller car ces deux lignes présentent des pertes importantes surtout aux fréquences élevées. Il ne faut pas utiliser des longueurs trop grandes de ces lignes, toujours pour la même raison, une faible partie seulement de la HF produite par l'émetteur arriverait sur l'antenne, ce qui serait catastrophique avec un émetteur de faible puissance ;
- 3° Par du twin lead 75 Ω. Ce système d'adaptation est celui qui convient le mieux



à ce type d'antenne, quand on ne veut pas utiliser de système dit transformateur d'impédance. Malheureusement cette ligne est assez difficile à trouver en France, mais il n'est pas impossible de trouver du coaxial 75 Ω bifilaire dans les maisons de surplus, ce qui évite les ennuis d'un passage asymétrique/symétrique, pour les fréquences élevées et qui limite les pertes toujours gênantes quand on utilise du coaxial ordinaire ;

- 4° Par du twin lead 300 Ω en utilisant une adaptation, delta T match, ou gamma match ;



- 5° Par une ligne 600 Ω avec un système d'adaptation que nous allons voir.

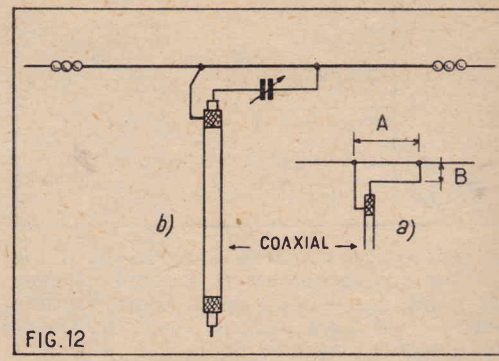
Le delta match (fig. 10).

A remarquer que le fil constituant l'aérien n'est pas coupé. Les valeurs sont données pour une ligne 600 Ω. Jusqu'à 28 MHz

(10 m) A en mètres = $\frac{38}{F \text{ en MHz}}$ au-dessus de 28 MHz A en mètres = $\frac{33}{F \text{ en MHz}}$

B en mètres = $\frac{47}{F \text{ en MHz}}$

Le T match (fig. 11).



La figure donne elle-même les explications. Voici donc les calculs des éléments.

A en mètres = $\frac{58}{F \text{ en MHz}}$

B en mètres = $\frac{3,2}{F \text{ en MHz}}$

Le gamma match (fig. 12 a et b).

Les calculs sont les mêmes que pour le système précédent.

Le système (a) peut être simplifié par l'adjonction d'un condensateur variable qui permet le réglage de l'adaptation sans avoir à déplacer ou couper le gamma match, l'accord étant obtenu par variation du condensateur.

Nous verrons dans un prochain article d'autres systèmes d'aérien et d'autres systèmes d'adaptation.

A. CHARCOUCHET.
F.9.R.C.

DISPONIBLE

LE NOUVEAU CATALOGUE GÉNÉRAL

MABEL-RADIO

- NOUVELLE PRÉSENTATION
 - NOUVELLE FORMULE
- Il comprend :
- ★ Une liste de pièces détachées, appareils de mesures, à des prix très étudiés, etc...
 - ★ Une collection des principaux modèles en pièces détachées :
- Téléviseurs - Radio - Tuner FM - Électrophones - Portatifs, etc...** avec devis - Schémas de principe - Plans de câblage,
- ...ET NOS POSTES EN ORDRE DE MARCHÉ**



RADIO-TÉLÉVISION

35, rue d'Alsace
 PARIS-10^e TÉL. NOR. 88-25
 Métros : Gare de l'Est et du Nord

à découper

BON R.P. 159

Veillez m'adresser votre NOUVEAU CATALOGUE GÉNÉRAL Ci-joint 140 F pour frais

NOM

ADRESSE

RC ou RM (Si professionnel)

ÉLECTROPHONE SIMPLE A 2 CANAUX OU PARTIE BF D'UN RÉCEPTEUR ASSEZ ORIGINAL ET DE CONCEPTION TRÈS SIMPLE

par R. GUIARD

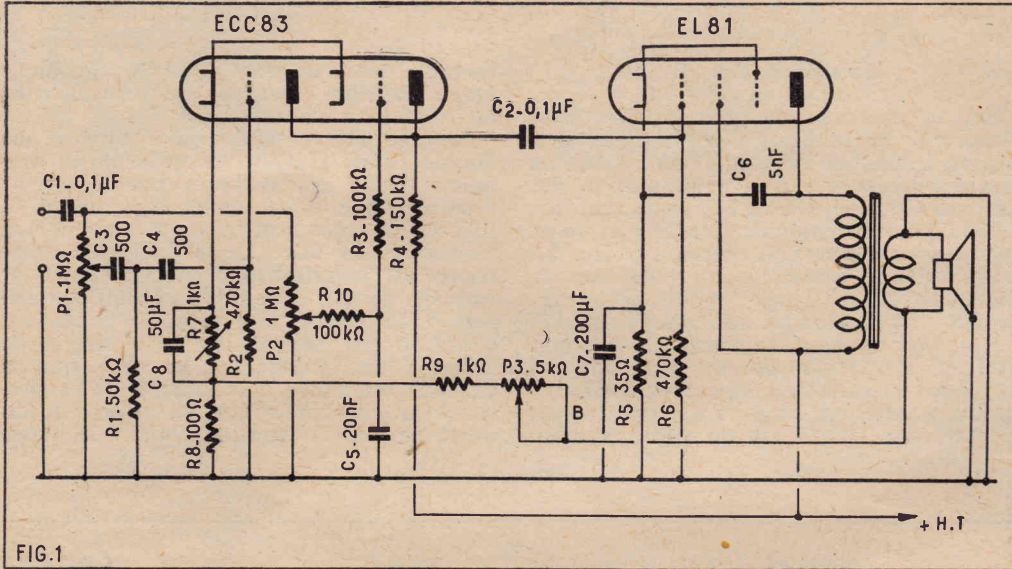


FIG.1

La partie alimentation n'offrant rien de particulier n'a pas été représentée.

Cette réalisation ne prétend pas procurer une puissance considérable, mais bien obtenir une musicalité aussi bonne que possible eu égard à la simplicité de réalisation et à l'économie du matériel mis en œuvre.

La réalisation d'un ampli BF à deux canaux est souvent délicate à mener à bien et nécessite un nombre de tubes plus important lorsque la séparation se prolonge jusqu'au bout de la chaîne ; avec au moins deux lampes de puissance (pour graves et aigus).

Ici la séparation — ou plutôt le dosage — est réalisé dans la seule lampe double utilisée en préamplificatrice ; graves et aigus se trouvant réunis à la sortie de l'étage.

Raison du choix des lampes.

Les bons résultats souhaités dans tous les montages dépendent de plusieurs facteurs.

1° Du choix d'un schéma logique. Plus complexe sera celui-ci, plus le coût de l'ensemble des pièces sera élevé, évidemment, du moins en théorie, une juste mesure n'étant pas à dédaigner.

2° Du soin apporté à la réalisation.

3° Et surtout des tubes utilisés. N'oublions pas, en effet, que ce sont à peu près les seules pièces qui vieillissent, avec les condensateurs de filtrage, dans tous les postes, à telle enseigne qu'au bout de quelques centaines d'heures d'écoute, la caractéristique la plus intéressante des tubes (la pente) diminue parfois de moitié.

Raison de plus pour attacher une grande importance à la pente des tubes utilisés.

A un autre facteur également : la résistance interne qui sera aussi élevée que possible en haute fréquence, aussi basse que possible en basse fréquence.

La multiplication de ces deux indices constituant un critérium appelé coefficient d'amplification.

Dans notre schéma, que voyons-nous ? Une ECC83 choisie pour son fort coefficient d'amplification (100).

(On pourrait aussi bien employer deux lampes 6AV6).

En préamplificatrice une triode est plus fidèle qu'une penthode, bien que susceptible de l'effet Miller.

Une EL81. Nous pourrions tout aussi bien employer la classique EL84 qui donnerait une amplification plus importante ou une 6V6 (ou 6AQ5 en miniature) qui est une tétrode.

Mais nous avons choisi une EL81 à cause de sa faible résistance interne pour une penthode. Celle-ci se rapproche ainsi des excellentes caractéristiques des triodes, rarement utilisées en lampes de puissance car elles nécessitent une énorme amplification en tension, c'est-à-dire en préamplification, l'emploi de plusieurs tubes réunis en push-pull.

Examen du schéma.

Ainsi que nous l'avons dit précédemment le dosage des fréquences graves et aiguës s'effectue par deux lampes triodes réunies en une seule (ECC83) c'est la raison pour laquelle nous n'avons prévu :

1° Ni potentiomètre de volume contrôle puisque le dosage aux deux extrémités est tel, qu'il peut être réduit à zéro lorsque l'un ou l'autre des potentiomètres se trouve du côté masse ;

2° Ni contre-réaction compensée (graves, aigus) pour la même raison. Un seul potentiomètre dosera la proportion de contre-réaction désirable sur l'ensemble du montage.

Diamètre du HP. Si possible double membrane concentrique.

Sinon diamètre moyen 17 cm minima à 22 cm. Bien.

Le saladier métallique sera relié à la masse.

Valeurs en contre-réaction. R8 sera aussi faible que possible par rapport à R7, car on introduit ainsi une contre-réaction d'intensité, quelquefois intéressante, mais diminuant l'amplification.

R9 vaudra environ dix fois plus que R8.

L'ensemble R8 + P3 vaudra (en ohms) quarante à cinquante fois plus que R8. La contre-réaction améliore la musicalité, mais il faut le dire : un peu au détriment de l'amplification.

Plus le curseur de P3 se rapproche du point B plus cette contre-réaction diminue (le volume augmente donc).

Polarisation des tubes. Vous remarquerez les valeurs plutôt faibles des résistances comparativement à d'autres tubes.

Alimentation. Attention à la consommation des filaments (en parallèle) !

Il faut que le secondaire de votre transfo d'alimentation soit prévu pour un ampérage assez substantiel.

Le filament de la EL81 réclame à lui seul plus d'un ampère.

Tolérances. Aucune des valeurs (tant en résistances que condensateurs) n'est absolument critique. Vous pouvez vous en écarter parfois dans d'assez grandes proportions sans dommage. Ceci vous permettra le cas échéant d'utiliser certaines valeurs approchantes, voir même de faire certains essais comparatifs sans dommage.

Résultats. Ne vous attendez pas à obtenir en puissance d'amplification ou sensibilité les mêmes résultats qu'avec une EL84 précédée d'une penthode préamplificatrice (voir même sous alimentée), telle qu'on la rencontre dans de nombreux schémas.

Ces qualités seront légèrement diminuées, mais au profit d'une musicalité meilleure dans le timbre des instruments, joint à une grande souplesse de manœuvre. Le tout pour une dépense très raisonnable.

TOUS LES
DISQUES
AU PRIX DE
GROS

TOUTES LES MARQUES
TOUS LES GENRES
(Classique, Variétés, Jazz, Folklore, etc.)
16 - 33¹/₃ - 45 et 78 tours
et même

LES DISQUES STÉRÉOPHONIQUES

**CONTRE LA SOMME
DE 2.000 F**

vous recevrez

♦ 4 DISQUES 45 TOURS de votre
choix (valeur 2.600 F).

♦ ET LE CATALOGUE GÉNÉRAL
de toutes les grandes marques de disques (valeur 450 F).
Ainsi que tous conseils et renseignements dont vous
pourriez avoir besoin.

Demandez également nos conditions pour MEUBLE
RADIO-PHONO avec FM d'importation allemande. —
ÉLECTROPHONES et CHANGEURS DE DISQUES avec
tête stéréophonique.

**CLUB DES DISQUES
DE PARIS**

50, RUE DES MARTYRS, PARIS (9^e)
Métro : N.-D.-de-Lorette et Pigalle. Autobus 67 et 31
C.C.P. PARIS 6875.91

orsque l'on veut accroître la sensibilité n récepteur on place devant l'étage changeur de fréquence un étage d'amplification HF. Généralement cet étage est équipé d'une pentode car la faible capacité de la plaque d'une telle lampe évite les accrochages qui ne manqueraient pas de produire avec une triode. Cependant le procédé présenté l'inconvénient de donner un bruit de souffle relativement important ce qui nuit à la pureté de l'audio. En télévision ce souffle étant particulièrement gênant a amené les techniciens à chercher un autre système d'amplification HF et c'est ainsi qu'est né le montage cascade utilisant non pas une pentode mais deux triodes. Cette disposition étant très favorable à la suppression du souffle il était logique qu'on l'utilise sur les appareils de radio où il se révèle très efficace. L'emploi d'un tel étage HF constitue la grande particularité du montage que nous vous proposons ici. Le récepteur comporte en outre un cadre à air, un bloc à touches 4 gammes, un réglage de tonalité par contre-réaction et une cellule électrostatique pour la production des sons aigus il est inutile de souligner la classe exceptionnelle de cet appareil.

CHANGEUR de FRÉQUEN

+ la valve et l'indicateur

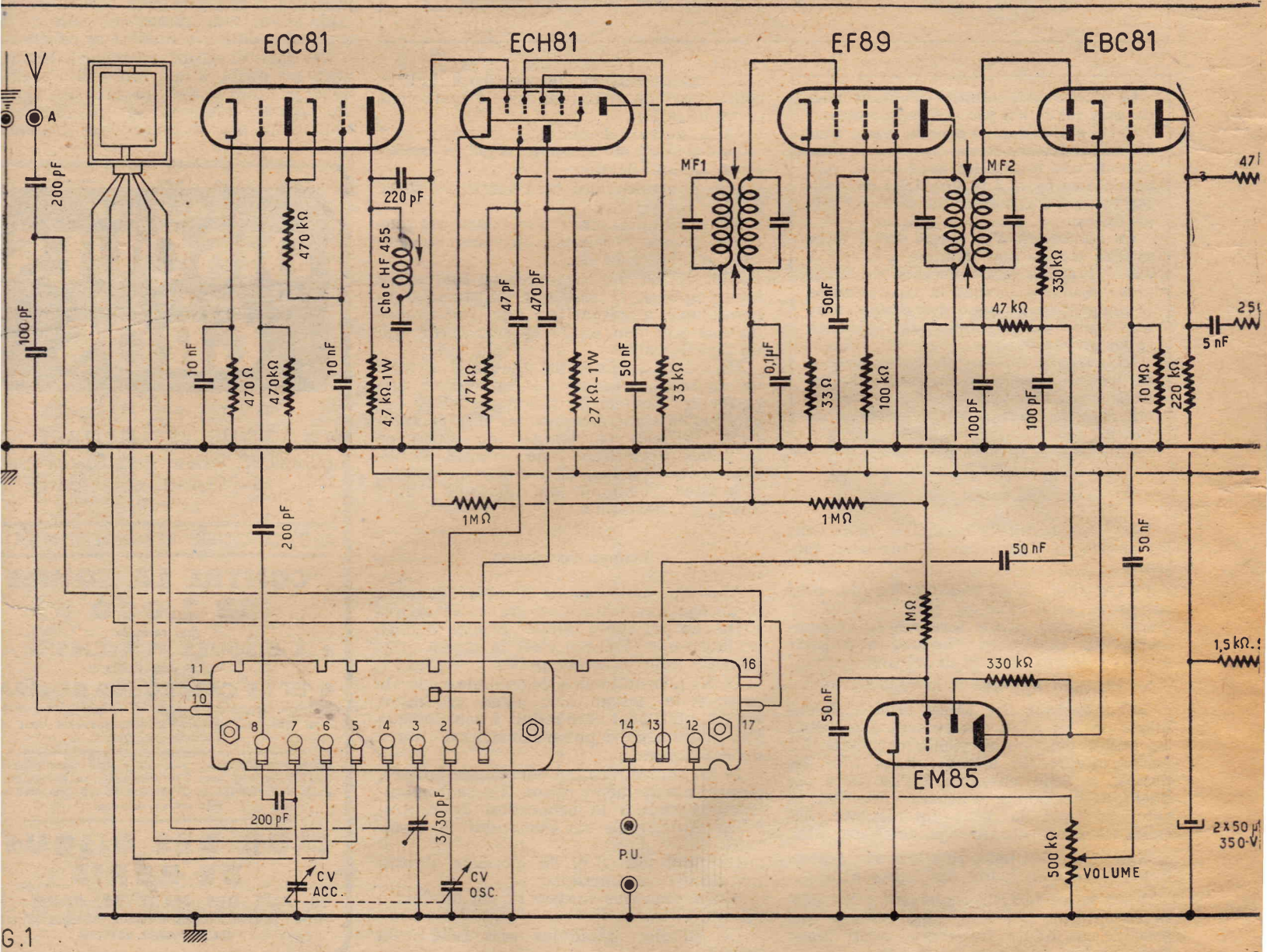
avec étage HF cas

Le schéma (fig. 1).

Sur ce schéma vous remarquerez tout d'abord le cadre à air Optalix type SP2, le bloc à touches type 7425 qui, outre les touches nécessaires à la commutation des gammes GO, PO, OC et BE comprend une touche pour la commutation P.U. et deux autres pour l'inversion Antenne-cadre. La prise antenne est reliée au bloc par un condensateur de 200 pF et un de 100 pF. Le bloc de bobinages est allié à un CV 2 x 490 pF dont une cage accorde le circuit d'entrée (bobinage OC ou enroulements du cadre suivant la gamme) et l'autre le circuit oscillateur local. Le condensateur ajustable de 30 pF est un trimmer addi-

tionnel pour la gamme PO. Signalons qu'en position « cadre » la prise antenne est mise à la masse.

L'étage HF cascade est équipé d'une double triode ECC81. La grille de la première triode est attaquée par le circuit d'entrée, que nous avons déjà défini, à travers un condensateur de 220 pF et une résistance de fuite de 470.000 Ω. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 470 Ω shuntée par un condensateur de 10 nF. La seconde triode est attaquée par sa cathode et non par sa grille. Vous remarquerez, en effet, que sa cathode est reliée à la plaque de la première triode tandis que sa grille est, du point de vue des courants HF, à la masse



CE 5 LAMPES

r d'accord code _____

par un condensateur de 10 nF. La résistance de 470.000 Ω placée entre la grille et la cathode sert à fixer l'un par rapport à l'autre les potentiels de ces deux électrodes. La plaque de la seconde triode est chargée par une résistance de 4.700 Ω qui va à la ligne HT. En somme les deux triodes sont alimentées en série en ce qui concerne la tension plaque et on peut considérer que la seconde sert d'impédance de charge à la première. Entre la plaque de la seconde triode et la masse vous remarquerez un circuit formé d'une self et d'un condensateur en série. Il s'agit d'un réjecteur accordé sur 455 kHz valeur de la moyenne fréquence. Ce réjecteur a pour but d'éviter les sifflements d'interférence

que peut provoquer la réception de stations travaillant au voisinage de cette fréquence.

Le signal amplifié par l'étage cascode est transmis à la grille modulatrice de la ECH81 changeuse de fréquence par un condensateur de 220 pF. La tension VCA est amenée à cette électrode par une résistance de 1 M Ω . L'écran de l'heptode modulatrice est alimenté à travers une résistance de 33.000 Ω découplée par un condensateur de 50 nF. La cathode de cette lampe est reliée à la masse. Le montage de la triode oscillatrice est classique, la liaison entre la grille et le bobinage correspondant du bloc se fait par un condensateur de 47 pF et une résistance de fuite de 47.000 Ω . La liaison entre la plaque et le bobinage d'entretien contenu dans le bloc utilise un condensateur de 470 pF. L'alimentation de cette plaque se fait par une résistance de 27.000 Ω .

L'étage MF est équipé par une EF89 dont la grille est reliée à la plaque de la ECH81 par un transformateur accordé sur 455 kHz. Dans le circuit de cathode de cette lampe une résistance de 33 Ω non découplée concourt à la polarisation et introduit de plus un effet de contre-réaction d'intensité qui améliore la stabilité de l'étage. La polarisation convenable de la grille est complétée par la composante continue de la tension de VCA qui est appliquée à la base du secondaire du transfo MF par une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 1 M Ω et d'un condensateur de 0,1 μ F. L'écran de la EF89 est alimenté à travers une résistance de 100.000 Ω découplée par 50 nF.

De la plaque de la EF89 le signal MF est transmis aux diodes d'une EBC81 par le second transfo MF. Le circuit de détection qui met en œuvre ces diodes contient une cellule de choc HF constituée par une résistance de 47.000 Ω et un condensateur de 100 pF et le bloc de détection dont les éléments sont une résistance de 330.000 Ω et un condensateur de 100 pF. Le signal BF est aiguillé sur le commutateur radio PU contenu dans le bloc de bobinage par un condensateur de 50 nF.

Ce signal BF ou celui issu d'un pick-up est transmis à la grille de la triode EBC81 par un potentiomètre de 0,5 M Ω formant volume contrôle, un condensateur de 50 μ F et une résistance de fuite de 10 M Ω . La cathode de la lampe étant à la masse c'est cette résistance de 10 M Ω qui assure la polarisation de la grille de commande. Le circuit plaque de la EBC81 est chargé par une résistance de 220.000 Ω .

La lampe finale est une EL84. Le système de liaison entre sa grille de commande et la plaque de la EBC81 est constitué par une résistance de 47.000 Ω , un condensateur de 0,1 μ F et une résistance de fuite de 470.000 Ω . Cette liaison est compliquée par un circuit de contre-réaction venant de la plaque et qui constitue le dispositif de réglage de tonalité. Ce dispositif comporte une résistance de 150.000 Ω , un condensateur de 1 nF, un potentiomètre de 250.000 Ω , un condensateur de 5 nF en série entre la plaque EL84 et la plaque EBC81. Le curseur du potentiomètre est à la masse. De plus le point de liaison de la résistance de 150.000 Ω et du condensateur de 1 nF est relié au point de jonction de la résistance de 47.000 Ω et du condensateur de 0,1 μ F du système de liaison par une résistance de 1 M Ω en série avec un condensa-

teur de 2 nF. En raison de la présence de condensateurs ce dispositif a pour but de procurer un taux de contre-réaction plus important pour les fréquences aigües que ce qui a pour conséquence de favoriser les fréquences graves, cet effet étant suivi par la position du curseur du potentiomètre. Il est maximum lorsque le curseur est tourné à fond du côté du condensateur de 5 nF. De plus le condensateur étant alors relié à la masse dérive celle-ci une partie importante des fréquences aigües du signal BF apparaissant aux bornes de la résistance de charge de la EBC81; ce qui renforce la prédominance d'une tonalité « grave », surtout lorsque le curseur est tourné du côté du condensateur de 1 nF c'est ce qui a pour effet de réduire le taux de contre-réaction pour les fréquences aigües. Cette position du curseur du potentiomètre donne une tonalité intermédiaire entre les deux extrêmes que nous venons de voir.

La EL84 est polarisée par une tension de cathode de 220 Ω découplée par un condensateur de 100 μ F. Le bobinage de la plaque contient le transfo qui sert à l'alimentation du haut-parleur dynamique à aimant permanent et qui a une impédance primaire de 5.000 Ω . Un inverseur coupe la liaison entre la bobine mobile de ce HP et le secondaire du transfo mettant alors au service une prise HPS. Ainsi l'utilisation du HP indépendant du récepteur ne modifie pas l'impédance primaire du transformateur reste ainsi parfaitement adaptée à la lampe finale.

Le HP statique qui améliore la reproduction des notes aigües est relié à la plaque de la EL84 par un filtre composé par deux condensateurs de 2 et 10 nF et une résistance de 22.000 Ω en dérivation vers la masse. La polarisation de ce HP est assurée par une résistance de 1 M Ω allant à la ligne HT.

L'indicateur d'accord est un EM85 alimenté par la tension de VCA. L'alimentation comprend un transformateur portant 2 x 300 V 75 mA à la HT, une valve EZ80 et une cellule de filtres composée d'une résistance de 1.500 Ω et de deux condensateurs électrochimiques de 50 μ F. La tension plaque de la EL84 est prise avant filtrage.

Réalisation pratique (fig. 2, 3 et 4)

Le montage de cet appareil peut grandement être facilité par l'emploi d'une platine pré-câblée représentée figure 3 et qui contient la plupart des circuits à réaliser. Dans ce cas les seules connexions à effectuer sont représentées sur les figures 2 et 3. Cependant certains de nos lecteurs voudront câbler eux-mêmes cette platine pour cette raison nous allons commencer par sa description.

La platine.

Sur cette platine on fixe les cinq supports de lampes, les deux transfo, le condensateur 2 x 50 μ F, 350 V, le filtre MF (choc MF) et les relais A, B, C et D. Le filtre et les relais sont évidemment montés sur la face qui sera à l'extérieur du châssis principal.

On passe ensuite au câblage. On commence à la tôle : le blindage central et la broche du support ECC81, le blindage externe et les broches 3 et 4 du support ECC81, le blindage central et les broches 1, 2, 8 et 9 du support EF89, les broches 3, 4 et 5 du support EBC81, la broche 4 du support EL84. Sur le support ECC81 on relie ensemble les broches 4 et 5 et les broches 8 et 9.

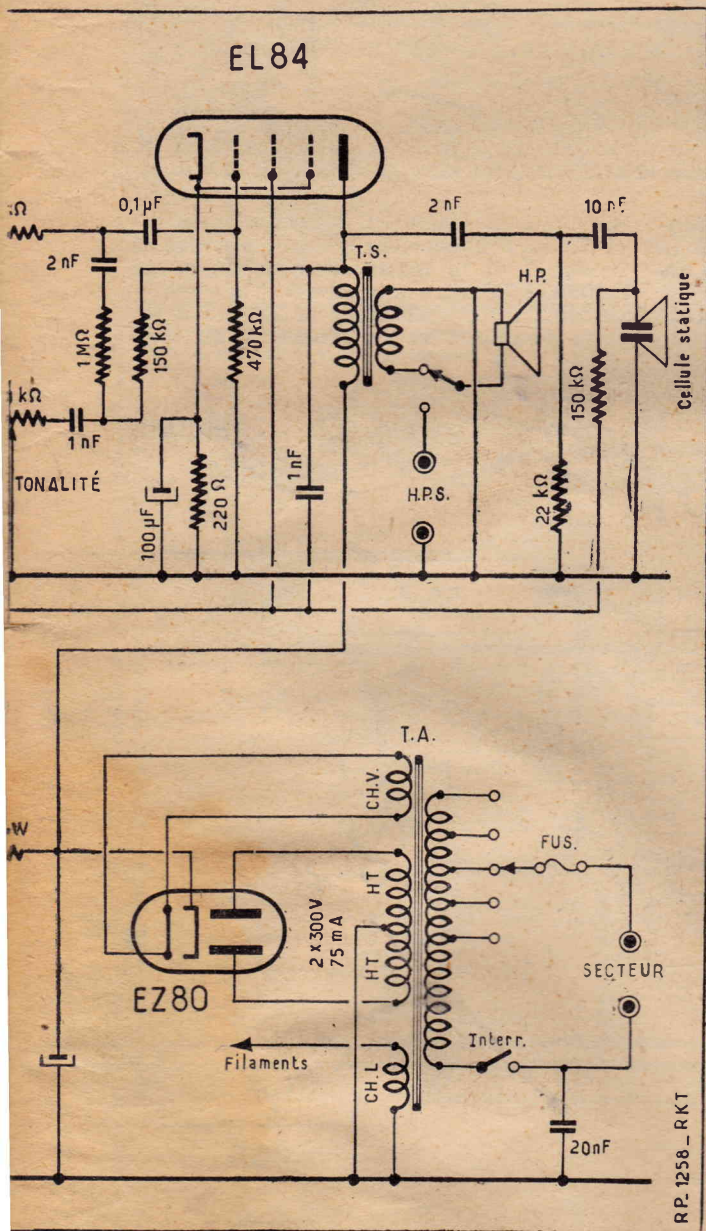
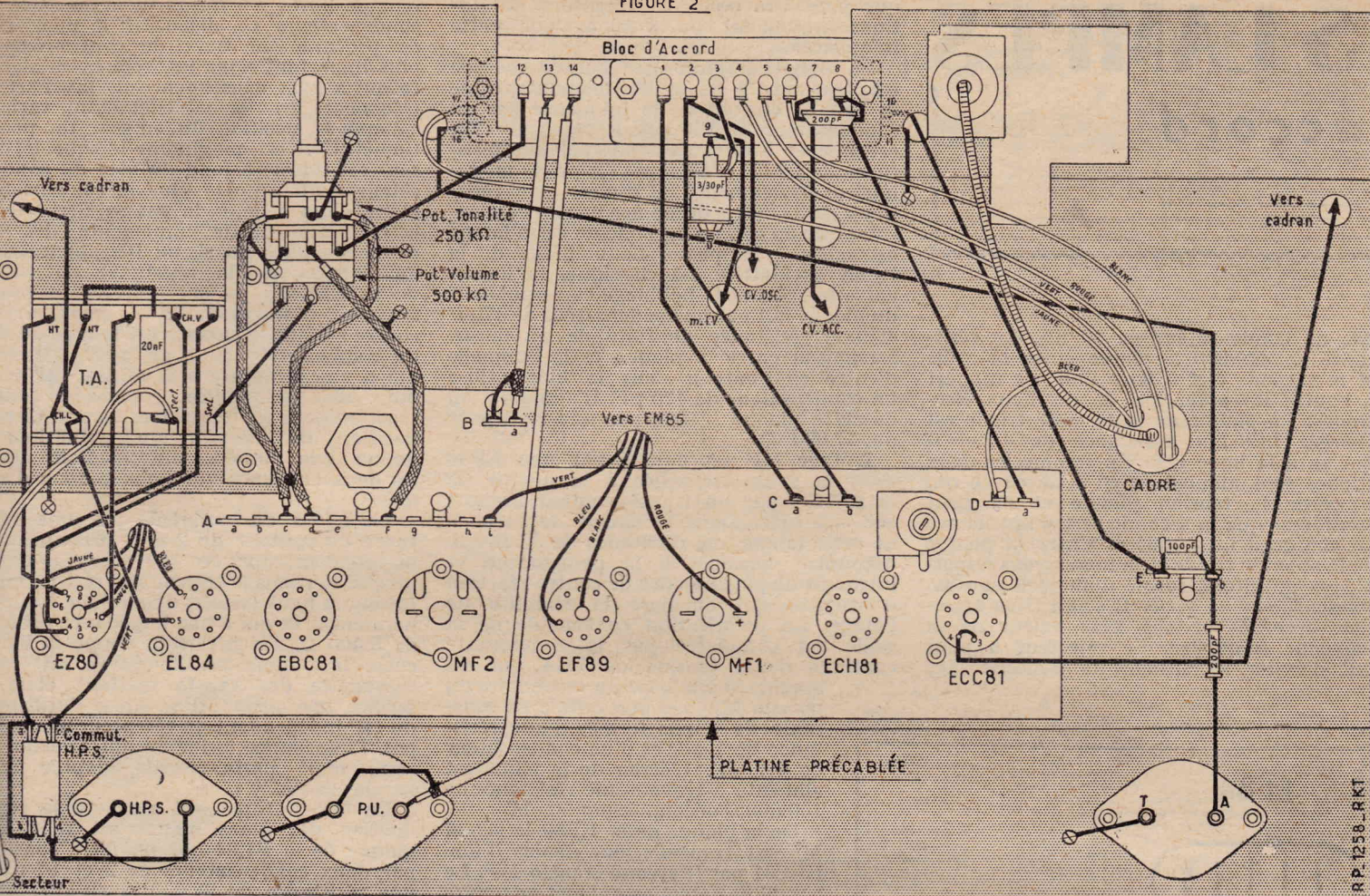


FIGURE 2



Avec du fil de câblage isolé on réalise ligne d'alimentation des filaments qui unit : la broche 4 du support ECC81, broches 5 des supports ECH81, EF89, C81 et EL84.

On exécute aussi avec du fil de même ure la ligne HT qui relie : la broche 9 support de EL84 et la cosse + des nsfos MF. On soude : le fil P du transfo 1 sur la broche 6 du support ECH81, fil G sur la broche 2 du support EF89, fil P de MF2 sur la broche 7 du sup- t EF89 et le fil G sur les broches 6 et 8 support EBC81.

Pour le support ECC81 on a : un condensateur de 220 pF entre la broche 2 et la cosse a du relais D, une résistance de 470.000 Ω entre cette broche et la masse, une résistance de 470 Ω et un condensateur de 10 nF entre la broche 3 et la masse, une

résistance de 470.000 Ω entre les broches 1 et 7, un condensateur de 10 nF entre la broche 7 et la masse, une résistance de 4.700 Ω 1 W entre la broche 6 et la cosse + de MF1, un condensateur de 220 pF entre cette broche 6 et la broche 2 du sup-

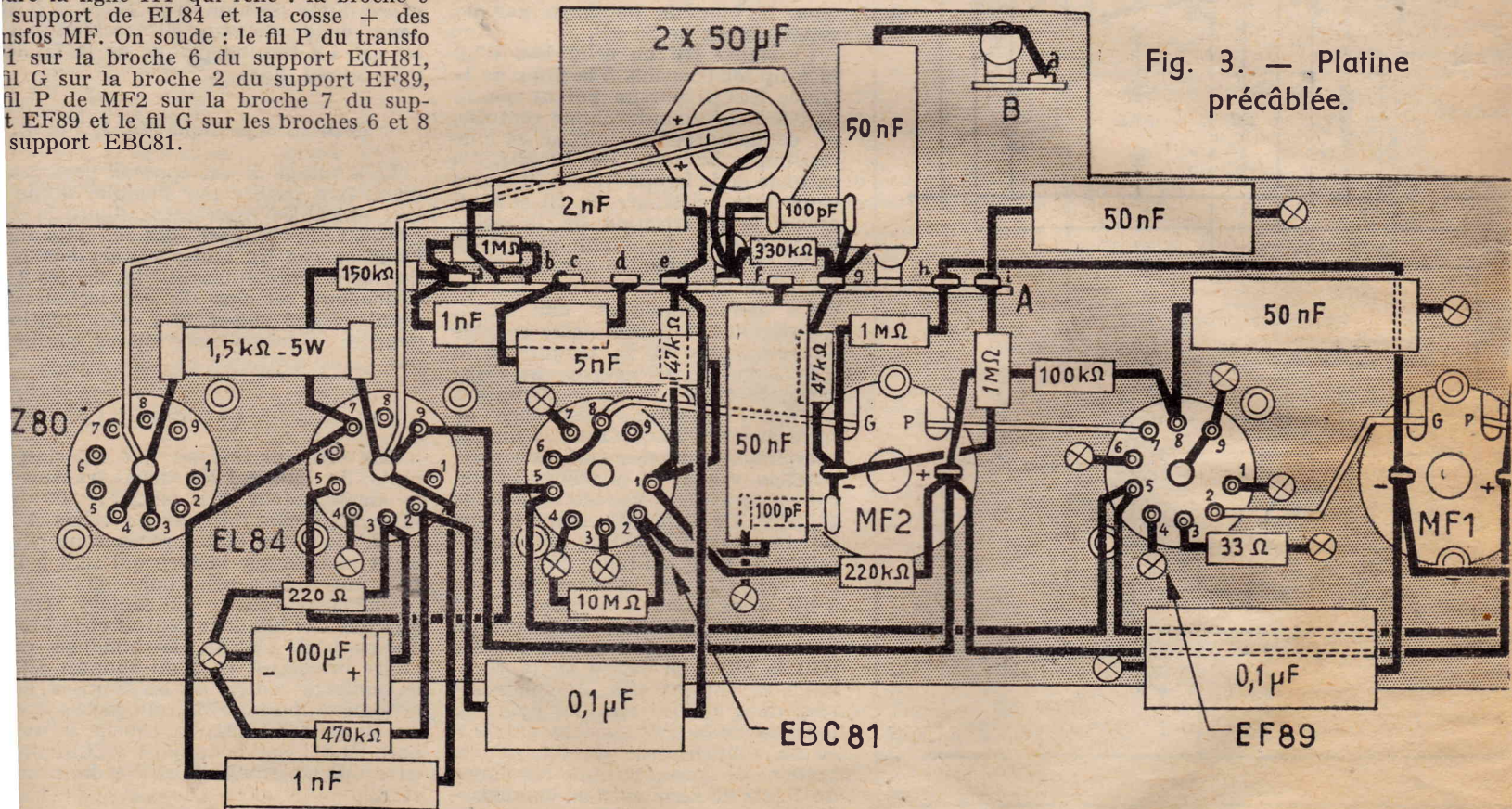


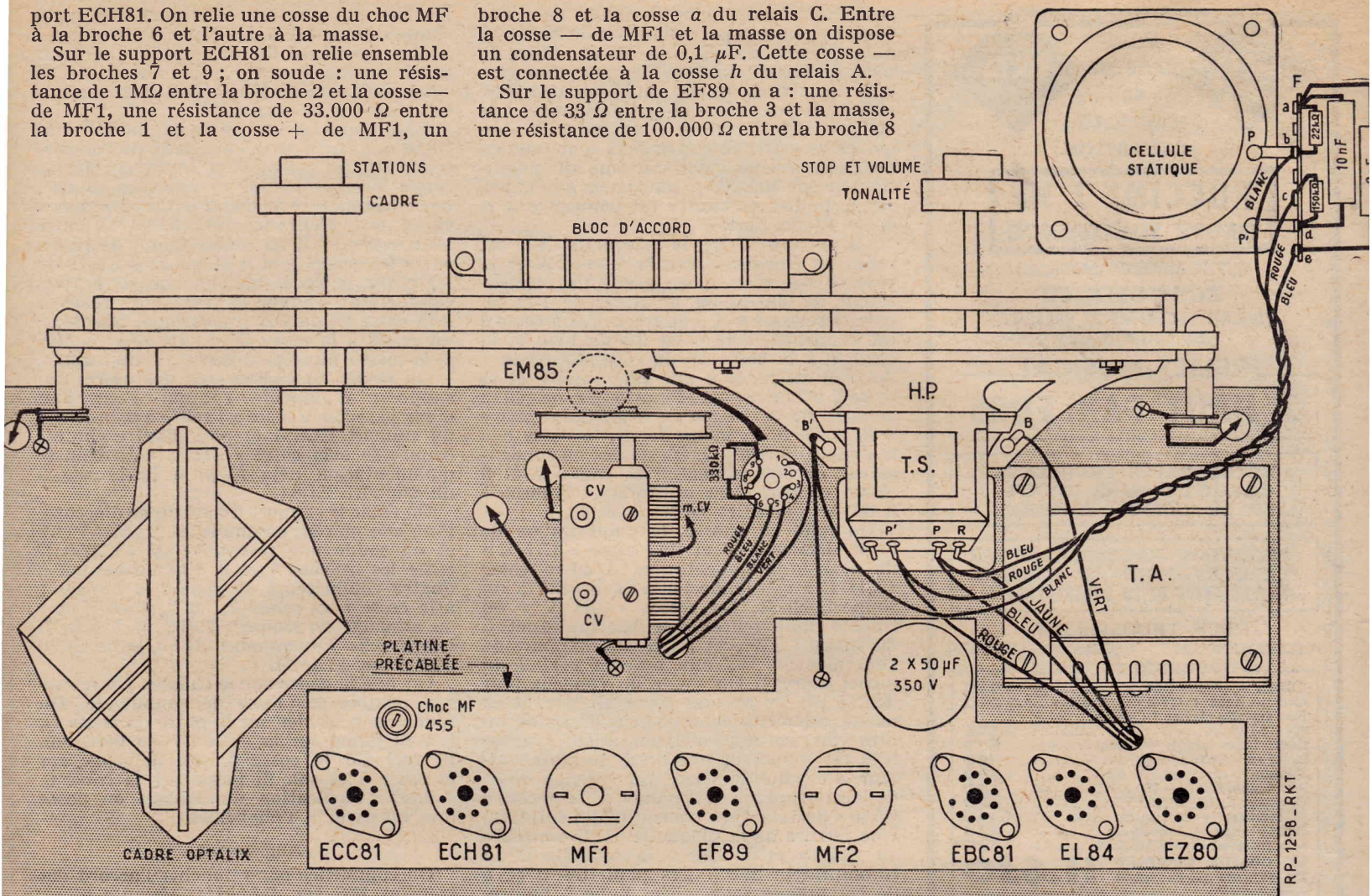
Fig. 3. — Platine précâblée.

port ECH81. On relie une cosse du choc MF à la broche 6 et l'autre à la masse.

Sur le support ECH81 on relie ensemble les broches 7 et 9 ; on soude : une résistance de $1\text{ M}\Omega$ entre la broche 2 et la cosse — de MF1, une résistance de $33.000\ \Omega$ entre la broche 1 et la cosse + de MF1, un

broche 8 et la cosse *a* du relais C. Entre la cosse — de MF1 et la masse on dispose un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$. Cette cosse — est connectée à la cosse *h* du relais A.

Sur le support de EF89 on a : une résistance de $33\ \Omega$ entre la broche 3 et la masse, une résistance de $100.000\ \Omega$ entre la broche 8



3.4

condensateur de $50\ \text{nF}$ entre cette broche et la masse, un condensateur de $47\ \text{pF}$ entre la broche 9 et la cosse *b* du relais C, une résistance de $47.000\ \Omega$ entre la broche 7 et la masse, une résistance de $27.000\ \Omega$ $1\ \text{W}$ entre la broche 8 et la cosse + de MF1, un condensateur de $470\ \text{pF}$ entre cette et la cosse + de MF2, un condensateur

de $50\ \text{nF}$ entre cette broche et la masse.

Sur la cosse — de MF2 on soude : une résistance de $47.000\ \Omega$ qui va à la cosse *e* du relais A, une résistance de $1\ \text{M}\Omega$ allant à la cosse *h* du même relais, un condensateur de $100\ \text{pF}$ mis à la masse et une résistance de $1\ \text{M}\Omega$ qui aboutit à la cosse *i* du relais. Entre cette cosse *i* et la masse on dispose un condensateur de $50\ \text{nF}$.

Entre la cosse *g* du relais et la patte de fixation la plus proche on soude une résistance de $330.00\ \Omega$ et un condensateur de $100\ \text{pF}$. Cette cosse *g* est reliée à la cosse *a* du relais B par un condensateur de $50\ \text{nF}$.

On soude un condensateur de $50\ \text{nF}$ entre la cosse *f* du relais A et la broche 2 du support de EBC81. Pour ce support on a : une résistance de $10\ \text{M}\Omega$ entre la broche 2 et la masse, une résistance de $220.000\ \Omega$ entre la broche 1 et la cosse + de MF2, une résistance de $47.000\ \Omega$ entre cette broche 1 et la cosse *e* du relais A ; un condensateur de $5\ \text{nF}$ entre la même broche et la cosse *c* du relais. Sur le relais A on soude : un condensateur de $2\ \text{nF}$ entre les cosses *b* et *e*, une résistance de $1\ \text{M}\Omega$ entre les cosses *a* et *b*, et un condensateur de $1\ \text{nF}$ entre les cosses *a* et *d*. On dispose une résistance de $150.000\ \Omega$ entre la cosse *a* du relais et la broche 7 du support de EL84 et un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ entre la cosse *e* du relais et la broche 2 du même support.

Pour le support de EL84 on a : la broche 9 reliée au blindage central,

une résistance de $470.000\ \Omega$ entre la broche 2 et la masse, une résistance de $220\ \Omega$ et un condensateur de $100\ \mu\text{F}$ entre la broche 3 et la masse, un condensateur de $1\ \text{nF}$ entre la broche 7 et le blindage central.

On soude une résistance de $1.500\ \Omega$ $5\ \text{W}$ entre le blindage central du support EL84 et celui du support de EZ80. Ce dernier blindage central est relié aux broches 3 et 4. On soude un des fils positifs du condensateur électrochimique $2 \times 50\ \mu\text{F}$ sur le blindage du support de EL84 et l'autre sur le blindage du support de EZ80, le fil négatif est soudé sur la patte de fixation du relais A.

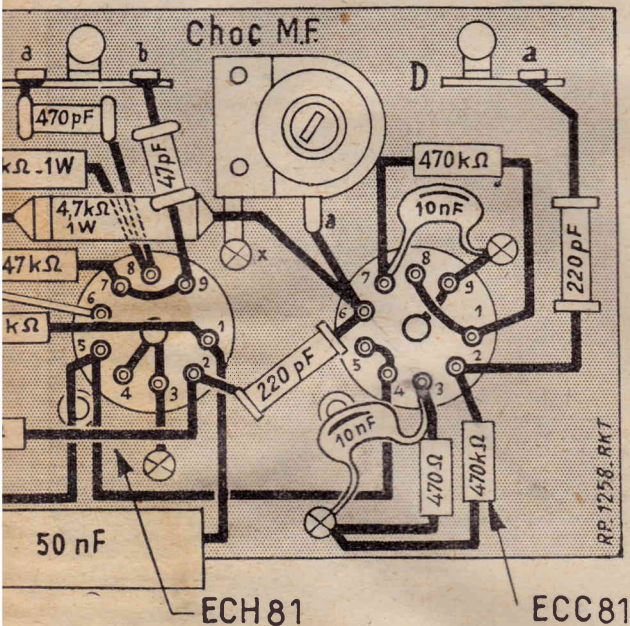
Le châssis principal (fig. 2 et 4).

Les opérations que nous allons décrire doivent être réalisées même dans le cas où on utilise une platine précablée.

Sur le châssis principal on monte : les plaquettes HPS, PU et AT (face arrière) le commutateur HPS, le potentiomètre double, le bloc de bobinages, la commande de rotation du cadre (face avant), le CV et la platine que nous venons de câbler. Contre la face interne on soude le relais E.

Pour le câblage on relie à la masse la cosse 11 du bloc et le curseur du potentiomètre $250.000\ \Omega$. On relie la cosse 9 du bloc à la fourchette du CV, la cosse de l'axe de ce dernier est reliée au châssis.

On pose les fils blindés : on relie la cosse *a* du relais B à la cosse 13 du bloc. Sa gaine est soudée sur la patte du relais B. Un autre relie une ferrure de la prise PU à la cosse 14 du bloc. Sa gaine est réunie à l'autre ferrure de la plaquette laquelle est



VOUS PROPOSE SA NOUVELLE RÉALISATION

PUCCINI 7 HF HAUTE FRÉQUENCE

SUPER-MÉDIUM MUSICAL ÉCONOMIQUE
(DÉCRIT CI-CONTRE ET PRÉSENTÉ EN COUVERTURE)

RELIEF MUSICAL 2 HAUT-PARLEURS

ÉTAGE HAUTE FRÉQUENCE CASCODE SANS SOUFFLE ET DE GRANDE SOUPLESSE

ÉLIMINATION D'ACCROCHAGE PAR FILTRE ET CONTROLE TONALITÉ PAR VARIATION DE LA CONTRE-RÉACTION

PEU ENCOMBRANT PRÉSENTATION CHIC - FACILEMENT LOGEABLE

COMPOSITION DU CHASSIS

Châssis + platine (HF).....	1.080
Cadran Arena + CV 2x49 + glace...	2.270
Bloc Optalix clavier 7 touches + 2 MF 455 Kc FV.....	2.620
Cadre haute impéd. + Cont.....	970
Piège anti-morse (Orega).....	160
Transfo 75 mA / 2x6,3 V AP.....	1.590
Pot. double 500 k + 250 k A.I.....	380
Condens. 2x50 MF / 350 V.....	420
24 condens. + 23 résistances.....	1.140
Supp. : 6 nov. + 1 moulé.....	240
Petit matériel divers.....	780
LE CHASSIS COMPLET EN PIÈCES DÉTACHÉES	11.650

Toutes les pièces peuvent être vendues séparément

Jeu tubes : ECC81, ECH81, EF89, EBC81, EL84, EM85, EZ80 (au lieu de 5.100 détail) **4.060**
Deux H.P. : A) 17 cm Ticonal grande marque 5.000 ohms..... **1.690**
 B) Cellule statique + Acc. : 2 condensateurs + 2 résistances..... **1.150**

Habillement :
Ébénisterie élégante et sobre « ANDRÉAS »
 (45 x 25 x 22)..... **3.990**
 Cache luxe + Décor œil + Cache cel. + Dos **1.570**

Pour constituer un radiophonon :
 Très élégant combiné radiophonon « FAUTEUIL »
 (54 x 37 x 40) noyer ou chêne clair verni. **9.950**

Pour travail rapide, facile et précis :
LA PLATINE EXPRESS!!
 Confection de la PLATINE EXPRESS PRÉRÉGLÉE
 Prix..... **1.350**
 L'achat de la PLATINE est facultatif, car vous pouvez la câbler.)

VOUS POUVEZ FINIR LE MONTAGE SANS SOUCIS

GRACE A NOTRE PLATINE EXPRESS PRÉCABLÉE

procédé breveté S.G.D.G. (1.009.486) depuis 1949
QU'EST-CE QUE LA PLATINE EXPRESS ?

PLATINE comporte presque toutes les résistances et condensateurs, les supports des tubes, MF et les chimiques. Plus de fil de masse. Le tout est fixé avec 4 vis. Vous pouvez obtenir la Platine Express câblée avec MF préréglée. Il ne vous reste presque rien à câbler.

SANS D'ERREUR POSSIBLE! SUCCÈS ASSURÉ AVEC LES SCHÉMAS RECTA
 inutile d'avoir recours à un laboratoire.
TOUT EST FACILE, RAPIDE ET SUR

SOCIÉTÉ RECTA

S.A.R.L. au capital d'un million.
 avenue Ledru-Rollin - PARIS (XII^e)
 Perrot 84-14 C.C.P. PARIS 6963-99

reliée au châssis. Un fil blindé relie une cosse extrême du potentiomètre de 250.000Ω à la cosse c du relais A et un autre, la seconde cosse extrême du potentiomètre à la cosse d du relais. Enfin un troisième réunit le curseur de potentiomètre de 500.000 Ω et la cosse f du relais A. Les gaines de ces trois connexions sont soudées au châssis. Une cosse extrême du potentiomètre de 500.000 Ω est soudée à la masse sur le boîtier et l'autre est connectée à la cosse 12 du bloc.

La ferrure T de la plaquette AT est reliée au châssis. Entre la ferrure A et la cosse b du relais E on soude un condensateur de 200 pF et un autre de 100 pF entre les cosses a et b du relais E. La cosse a est connectée à la cosse 10 du bloc et la cosse b à la cosse 16 du bloc. La cosse 7 du bloc est reliée à une cage du CV et la cosse 2 à l'autre cage. Pour le bloc on relie : la cosse 1 à la cosse a du relais C, la cosse e à la cosse b du même relais, la cosse 8 à la cosse a du relais D. On soude : un condensateur de 200 pF entre les cosses 7 et 8 et un condensateur ajustable « Transco » 3/30 pF entre les cosses 3 et 9.

On relie au châssis le point milieu de l'enroulement HT et une cosse « CH L » du transfo d'alimentation. L'autre cosse « CH L » est connectée à la broche 5 du support EL84, les cosses « CH V » du transfo sont reliées aux broches 4 et 5 du support EZ80 et les cosses extrêmes de l'enroulement HT aux broches 1 et 7 du même support. On soude un condensateur de 20 nF entre une cosse secteur et la masse. Sur cette cosse secteur on soude un brin du cordon d'alimentation, l'autre brin est soudé sur une cosse de l'interrupteur du potentiomètre. La seconde cosse de l'interrupteur est réunie à la seconde cosse « Secteur » du transfo d'alimentation. Une ferrure de la plaquette HPS est reliée au châssis et l'autre à la paillette d du commutateur HPS. Les paillettes a et b de cet organe sont reliées l'une à l'autre.

On fixe le HP sur le baffle du cadran et on monte ce dernier sur le châssis. Le branchement du HP se fait par un cordon à quatre conducteurs. Le fil bleu de ce cordon relie la broche 7 du support EL84 à la cosse P du transfo d'adaptation ; le fil rouge, le blindage central du support EZ80 à la cosse P', le fil vert, la cosse B de la bobine mobile à la paillette c du commutateur HPS, le fil jaune, la cosse R du

transfo d'adaptation à la paillette a du commutateur HPS. La cosse R correspond à une extrémité du secondaire qui, pour la circonstance a été déconnectée de la cosse B. La cosse B' de la bobine mobile est réunie à la masse.

Expliquons le branchement du HP statique qui sera fixé à l'intérieur de l'ébénisterie. Sur les prises P et P' de ce HP on soude le relais F. Sur ce relais on soude : une résistance de 22.000 Ω entre les cosses a et b, une résistance de 15.000 Ω entre les cosses c et d, un condensateur de 10 nF entre les cosses a et d et un de 2 nF entre les cosses a et e. Par un cordon à trois conducteurs on relie la cosse b du relais F à la cosse B' du PH dynamique, la cosse c du relais à la cosse P' du transfo de HP, et la cosse e du relais à la cosse P du transfo.

On soude au châssis une des cosses des supports d'ampoule cadran. Pour l'un d'eux la seconde cosse est reliée à la broche 4 du support ECC81 et pour l'autre elle est connectée à la cosse « CH L » du transfo d'alimentation déjà réuni à la broche 5 du support EL84.

On câble le support d'indicateur d'accord. Pour cela on relie ensemble les broches 7 et 9 et on soude une résistance de 330.000 Ω entre les broches 6 et 9. Par un cordon à quatre conducteurs on relie : la broche 1 à la cosse i du relais A, les broches 3 et 4 au blindage du support EF89, la broche 5 à la broche 5 du support EF89, la broche 6 à la cosse + de MF1.

On fixe le cadre sur le châssis. On monte son flexible sur l'axe de commande. On soude : son fil bleu sur la patte du relais D, son fil jaune sur la cosse 17 du bloc, son fil vert sur la cosse 4, son fil rouge sur la cosse 5 et son fil blanc sur la cosse 6.

Après vérification du câblage on passe aux essais et à l'alignement.

Alignement.

On commence par retoucher l'accord des transfos MF sur 455 kHz. Ensuite :

Sur 1.400 kHz (PO) on règle le trimmer du CV accord et l'ajustable transco du bloc.

Sur 574 kHz (PO) on retouche le noyau oscillateur PO et le noyau du cadre.

Sur 200 kHz (GO) on règle le noyau oscillateur GO du bloc.

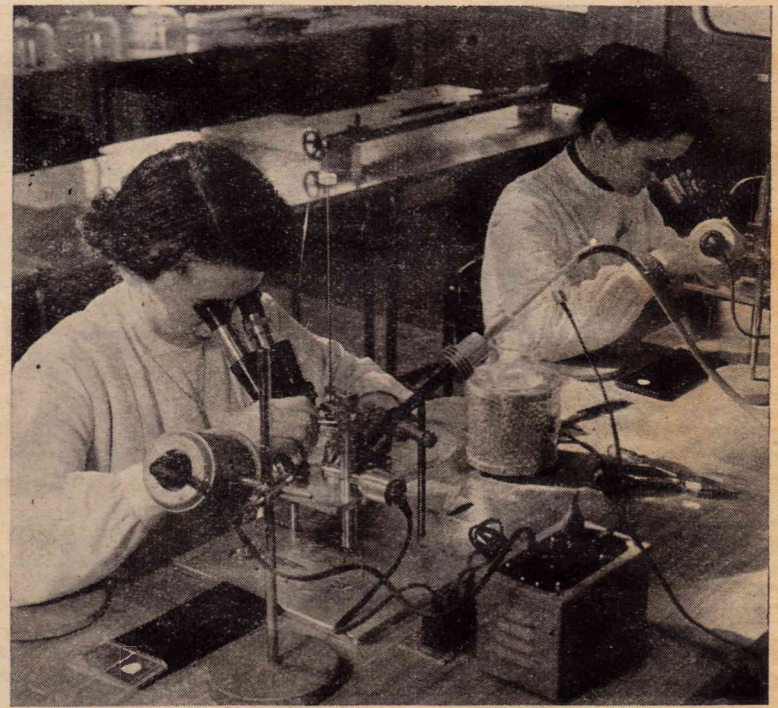
Sur 6,1 mHz (BE) on ajuste les noyaux oscillateur et accord OC du bloc.

Sur 18 MHz (OC) on retouche le trimmer du CV oscillateur. **A. BARAT.**

LES TRANSISTORS



Soudure sous « binoculaire » des connexions sur les trois éléments du transistor.



COMPARAISON DE DEUX FRÉQUENCES ACOUSTIQUES

par la méthode du

DOUBLE BALAYAGE CIRCULAIRE INVERSÉ

Pour comparer deux fréquences acoustiques, la méthode classique de Lissajous, employée à l'oscilloscope cathodique, n'est pas toujours très pratique. Quand les fré-

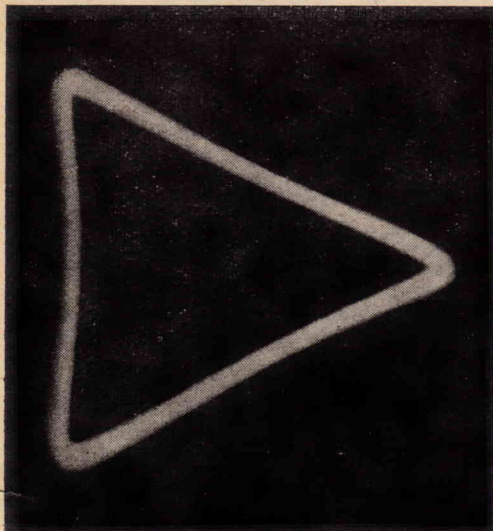


PHOTO 1 : Rapport 1/2.

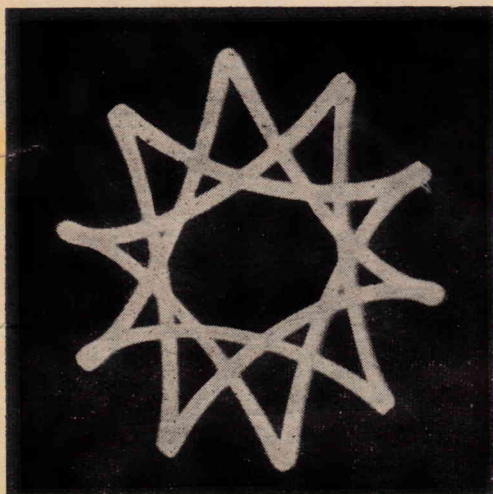


PHOTO 2 : Rapport 3/6.

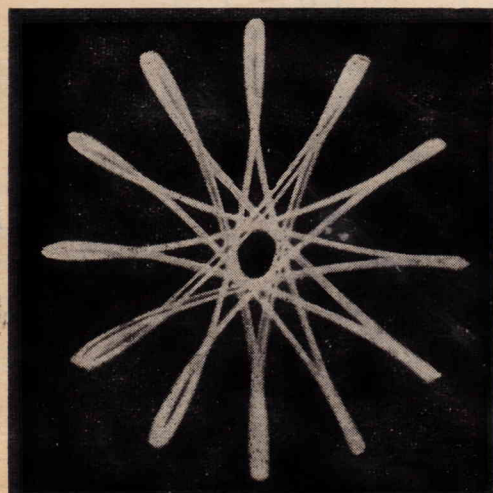
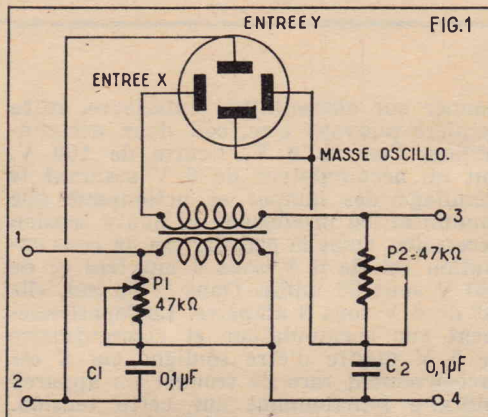


PHOTO 3 : Rapport 5/7.



quences comparées sont dans un rapport élevé ou non simple, l'interprétation des figures est difficile. Le fait que presque toujours elles sont mobiles sur l'écran, complique encore l'analyse.

La méthode décrite ci-dessous permet d'obtenir sur l'écran de l'oscillo des figures simples, stables et d'interprétation facile.

Principes.

Si on applique aux deux paires de plaques de déviation d'un oscillo cathodique deux tensions sinusoïdales, de même fréquence, de même amplitude, mais déphasées de 90°, le spot décrit sur l'écran une trajectoire circulaire.

Si on fait agir simultanément sur le faisceau cathodique deux balayages circulaires, de sens inverse et de rayons différents, on obtient sur l'écran les très jolies figures que montrent nos photos.

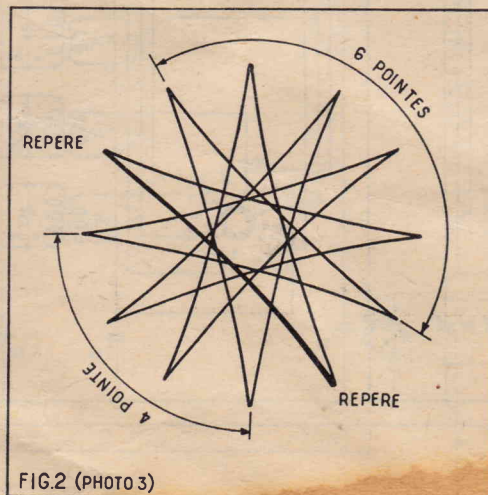
Interprétation des figures obtenues.

Une étude mathématique simple des figures nous a conduit à la règle suivante d'interprétation.

Partir d'une pointe — ou d'une bouclette selon la forme de l'image — et atteindre la pointe suivante ; compter alors le nombre des pointes comprises entre les deux pointes repères, celles-ci non comprises — dans un sens et dans l'autre. Soit par exemple, sur la photo 3... 4 et 6. Le rapport des fréquences comparées est 4 plus 1 sur 6 plus 1.

Soit en général, si les deux nombres obtenus sont p et q

$$\text{rapport des deux fréquences} = \frac{p + 1}{q + 1}$$



l'ambiguïté sur le sens du rapport peut être levée facilement.

Maquette.

Le transformateur du schéma original est de rapport 1/1. Comme je n'en avais pas sous la main, j'ai pris un transformateur de rapport 3.

Le réglage s'obtient de la façon suivante :
— brancher entre 1 et 2 une des sources à comparer et rechercher sur l'écran de l'oscillo un cercle bien rond par manœuvre du potentiomètre 1 ;

— brancher entre 3 et 4 l'autre source à comparer et rechercher sur l'écran de l'oscillo un cercle bien rond en manœuvre du potentiomètre 2.

— connecter simultanément les deux sources. La très jolie figure apparaît. Il est très facile de la stabiliser par retouche des potentiomètres 1 et 2.

Le matériel utilisé est du matériel radio ordinaire, les valeurs indiquées ne sont pas critiques.

Si on ne prend pas bien soin d'obtenir avant la comparaison deux balayages bien circulaires, la figure obtenue est la somme de deux balayages elliptiques, souvent interprétables... d'une beauté surprenante (photo 5).

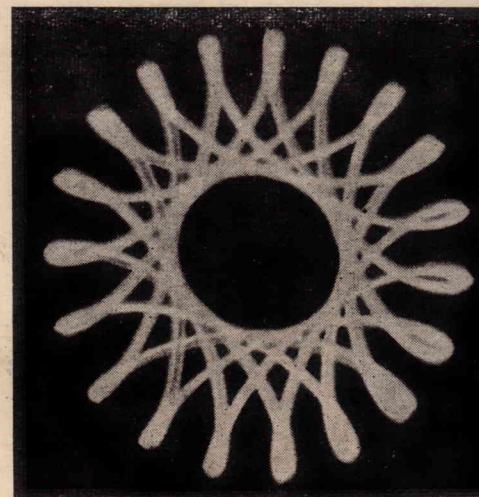


PHOTO 4 : Rapport 5/14.

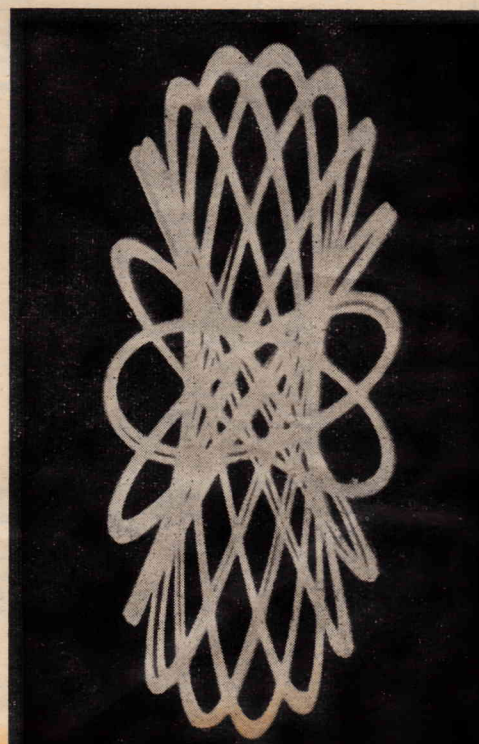


PHOTO 5 :

COMMENT TIRER PARTI DU BC 1206-CM

par J. NAEPELS

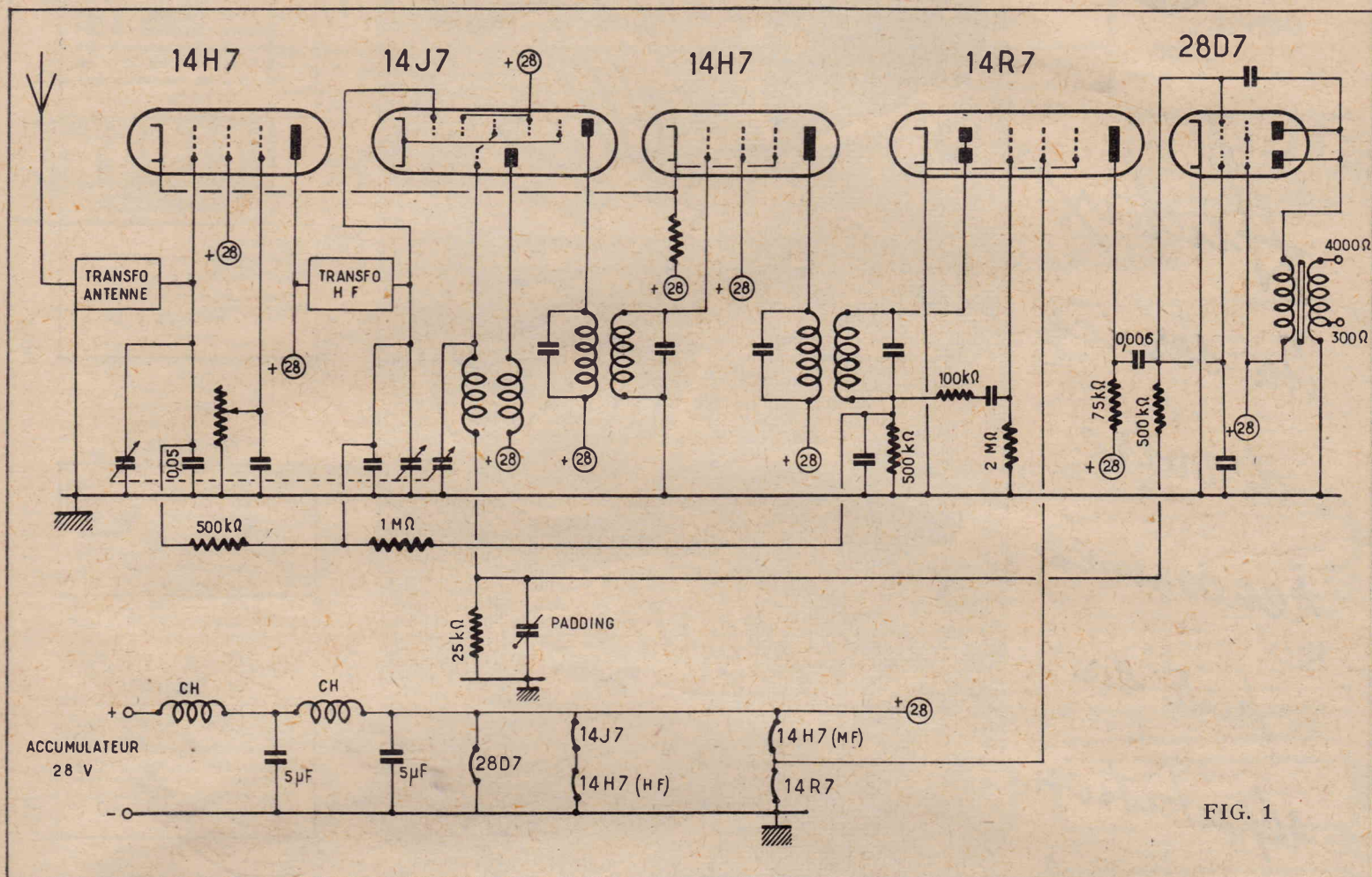


FIG. 1

Il y a un peu plus de deux ans, nous avons consacré un article de cette chronique (*Radio-Plans* n° 104) aux récepteurs surplus se contenant d'une tension anodique de 28 V fournie par un accumulateur assurant en même temps le chauffage des lampes. Ce mode d'alimentation, fort séduisant puisque permettant de faire l'économie d'une alimentation par vibreur ou convertisseur rotatif, ainsi que de nombreux condensateurs de découplage et résistances, présente un seul défaut : le manque de puissance basse fréquence le rendant impropre à la réception en haut-parleur. Or, nous possédons maintenant la possibilité de remédier à ce défaut grâce aux transistors de puissance.

Par contre, nous avons pu amplement vérifier que des lampes de types courants — nous ne parlons pas des lampes spéciales que les « lampistes » annoncent depuis belle lurette et qui brillent toujours par leur absence — conservent une sensibilité très acceptable même alimentées sous des tensions réduites à l'extrême. Nous l'avions déjà constaté en étudiant le BC 1206, décrit en juin 1956. De récents essais effectués sur un BC 1206-CM, version améliorée du précédent, ont achevé de nous convaincre. C'est de ces essais que nous allons maintenant vous entretenir.

La figure 1 donne le schéma de l'appareil. Il se compose, comme le BC 1206-A, d'une HF, une changeuse de fréquence, une MF sur 135 kHz, une détectrice préamplificatrice BF et un étage de puissance. La gamme couverte est également la même : 195 kHz à 420 kHz. Cependant, alors que le type « A » utilisait des lampes courantes (6K7 + 6SA7 + 6SK7 + 6SQ7 + 2 × 25L6) le type « CM » emploie des tubes de la série locktal peu connus en France, la guerre s'étant produite au moment où ils allaient y faire leur apparition. Particulièrement curieuse est la lampe de puissance, double tétrode, 28D7, spécialement conçue pour l'emploi sous tension anodique très réduite. La cathode et l'écran sont communs aux deux éléments dont chacun a des sorties grille de commande et plaque séparées. Dans le présent montage, ces sorties sont néanmoins réunies deux par deux, les deux éléments étant montés en parallèle. Les caractéristiques de cette lampe pour un seul élément sont les suivantes, les tensions plaques et écran étant de 28 V :

- Courant plaque : 9 mA.
- Courant écran : 0,7 mA.
- Polarisation : 3,7 V.
- Impédance de charge : 4.000 Ω.
- Puissance délivrée : 0,08 W.

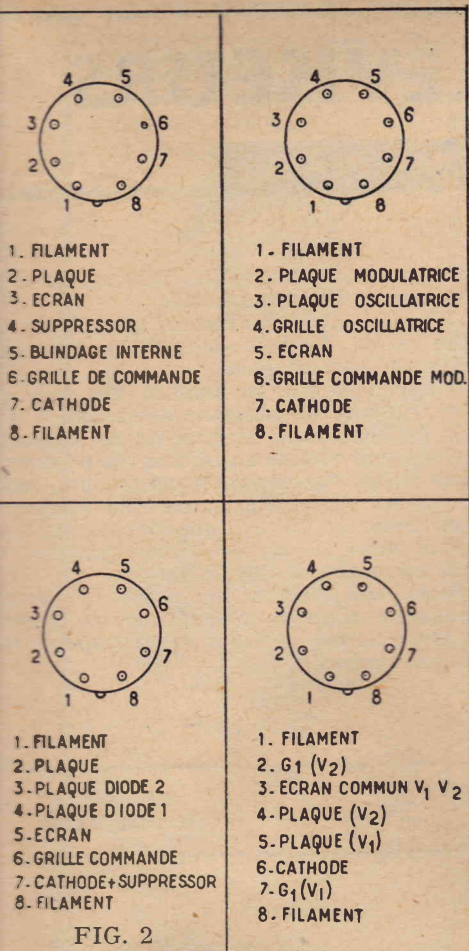
Donc, pour deux éléments en parallèle les caractéristiques deviennent : courant plaque : 18 mA ; courant écran : 1,4 mA ; impédance de charge : 2.000 Ω ; puissance délivrée : 0,16 W. (A titre comparatif, rappelons qu'une 3S4 délivre 0,27 W, c'est-à-dire un peu moins du double).

La 28D7 est chauffée sous 28 V + 400 mA alors que chacune des autres lampes de l'appareil consomme 160 mA sous 14 V ou 150 mA sous 12,6 V ; à part cela, les caractéristiques de la triode-hexode 14J7 sont analogues à celles de la 6J8, et celles de la 14H7 à celles de la 6BA6. Quant à la 14R7, c'est une duo-diode pentode à pente fixe dont la tension écran doit être la moitié de la tension plaque. Pour VG2 = 100 V, VP = 250 V et VG1 = 1 V, IP = 5,7 mA et 1G2 = 1,7 mA. La pente est dans ces conditions de 3,2 mA/V.

La figure 2 donne les brochages de ces différentes lampes.

Le schéma de la figure 1 est suffisamment clair pour nous dispenser de longs commentaires. Précisons seulement que tous les points marqués + 28 sont en pratique reliés entre eux.

La principale originalité du montage réside dans le mode de polarisation de la lampe finale 28D7. On voit en effet que la classique résistance de 500.000 Ω de fuite



La grille de cette lampe va, non à la masse, mais à l'extrémité « chaude » de la résistance de 25 K de fuite de grille de la triode oscillatrice de la changeuse de fréquence. Grâce à cet artifice, la tension d'oscillation cale sert en même temps de source de polarisation.

Autre originalité : le mode d'alimentation de l'écran de la 14R7. Nous avons vu que l'écran de cette lampe demande une tension égale à la moitié de la tension plaque. Comme le chauffage s'effectue sous 28 V et que les lampes HF de types 14 V sont montées en série deux par deux, on trouve au point de jonction des filaments de deux lampes en série une tension de 14 V qui est appliquée directement à l'écran de la 14R7.

A part cela, le schéma est assez classique. L'antifading n'agit que sur la lampe HF et sur la changeuse de fréquence. Il a surtout pour but d'éviter la saturation de l'appareil en cas d'émission puissante rapprochée.

La commande de sensibilité est constituée par une résistance variable permettant d'agir sur la polarisation de la HF et de la MF.

De la cuvette disposée verticalement à l'arrière du châssis sortent les deux fils allant aux bornes de la batterie 28 V. L'un de ces fils (une tresse non isolée) correspond au négatif et est soudée directement à la masse du châssis. L'autre (le positif) attaque un filtre destiné à l'élimination des parasites du moteur de l'avion, constitué par deux selfs HF en série et deux condensateurs de 0,5 μ F. L'ensemble de ce filtre est logé dans la cuvette. Le + 28 V sortant de ce filtre va à l'extrémité « chaude » des filaments des lampes ainsi qu'à tous les points marqués à + 28 sur le schéma.

Notre premier essai a consisté à utiliser l'appareil comme prévu en utilisant les

deux fils d'alimentation à un accu de 28 V, après avoir branché un casque dans le jack sur le panneau avant et une antenne constituée par un simple bout de fil traînant par terre. Nous avons ainsi reçu très puissamment Luxembourg et Droitwich.

Le second essai fut le remplacement du casque par un haut-parleur (avec son transfo de modulation). La puissance auditive était assez faible, tout juste suffisante pour une bonne compréhension de la parole à la condition de ne faire aucun bruit dans la pièce. De plus, la musicalité n'était pas fameuse.

Désirant alors juger de la sensibilité de la partie HF, nous avons supprimé la 28D7 que nous avons remplacée par une 6AQ5 montée de façon classique avec alimentation sous 250 V, la grille de cette lampe étant attaquée par le condensateur de liaison venant de la plaque de la 14R7. Le transfo de sortie a été remplacé par un modèle d'impédance 5.000 Ω attaquant un dynamique. La résistance de fuite de grille a, bien entendu, été déconnectée de l'oscillatrice et mise à la masse.

Le résultat a été sensationnel : réception très puissante et musicale des émissions avec une sensibilité supérieure à celle d'un bon récepteur de radiodiffusion, cela, notamment, du fait de l'absence de bruit de fond. La démonstration était faite qu'avec seulement 28 V de haute tension, l'ensemble HF, CdF, MF, Det et 1^{re} BF pouvait donner des résultats comparables à ceux obtenus avec les hautes tensions habituelles.

Puisque nous avions une alimentation secteur pour notre 6AQ5, l'étape suivante a consisté à apporter les modifications nécessaires pour qu'elle puisse alimenter l'ensemble de l'appareil et nous permette d'éliminer l'accumulateur. Notre alimentation était analogue à celle dont le schéma a été donné à la figure 4 de notre article de septembre 1958, c'est-à-dire nous offrant la possibilité d'avoir deux tensions de chauffage : 6,3 V pour la 6AQ5 et 12,6 V pour les quatre autres lampes (les tubes de la série 14 V peuvent en effet fonctionner sans diminution appréciable de rendement en étant chauffés sous 12,6 V).

Le chauffage sous 12 V alternatifs nous a obligés à refaire le câblage du circuit filaments du BC 1206-CM en montant les lampes en parallèle et non plus en série et en isolant ce circuit du + haute tension. En effet, sur le montage original, toutes les prises des circuits anodiques étaient faites sur les broches filament de la 14J7 et de la 14H7 (MF) recevant le + 28 V. Il a fallu dessouder toutes ces connexions des broches de ces lampes, les réunir entre elles et les relier à un fil d'alimentation + HT (28 V) que nous avons fait sortir de l'appareil.

Seule difficulté à résoudre : comment alimenter maintenant l'écran de la 14R7 ? Nous avons résolu facilement la difficulté en le reliant directement à la cathode de la 6AQ5 suivant un procédé couramment employé avant guerre et tombé en désuétude, on ne sait pourquoi. En effet, la tension de 12 V créée par la résistance de polarisation est exactement ce qu'il faut pour alimenter l'écran de la préamplificatrice BF.

Il ne nous restait plus qu'à brancher à la sortie de l'alimentation une résistance bobinée à fort débit (type bleeder) et à effectuer sur un collier la prise + HT 28 V, un condensateur de 0,5 μ F assurant le découplage de cette prise à la masse. A titre indicatif, nous avons utilisé une résistance bobinée de 10.000 Ω avec laquelle le collier devait être placé à 1.200 Ω environ de la masse pour avoir 28 V.

Le fonctionnement de l'appareil dans ces conditions est excellent. Pour en accroître les possibilités, nous avons soudé un petit condensateur au mica de 150 pF en parallèle sur chacune des cages du condensateur variable. On peut ainsi recevoir toute la gamme de radiodiffusion grandes ondes (Luxembourg, Droitwich, Europe I et France I).

Le système de résistance à collier nous a ensuite permis de poursuivre les essais en réduisant encore la tension anodique des quatre premières lampes de l'appareil. Sous 12 V, les résultats sont encore fort bons, mais ensuite le rendement baisse très rapidement. Peut-être conviendrait-il alors de modifier quelque peu le montage, mais nos essais se sont arrêtés là pour le moment.

J. NAEPELS.

RADIO-LORRAINE

6, rue Mme-de-Sanzillon, CLICHY (Seine)

PER. 73-80. C.C.P. PARIS 13 442-20

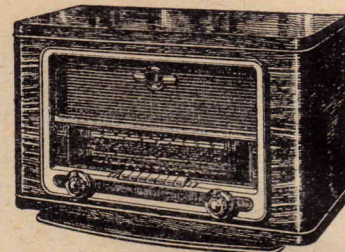
Métro : Porte de Clichy ; Autobus : N° 74, 174 et 138 descendent Place de la République

TRANSISTORS. RL71 (OCT1)..... 1.300
RL72 (OCT2)... 1.400 RL70 (germanium) 200
● Postes germanium en panoplie.
En pièces dét. 775 Câblé avec boîtier. 1.100
● Postes 1 transistor en panoplie.
En pièces dét. 2.375 Câblé avec boîtier. 3.100
● Postes 2 transistors avec HP, en p. dét. 7.950
● Postes 3 transistors avec HP, en p. dét. 9.950
(Frais d'envoi : 300 F)
● 3 transistors « REFLEX III » portatif avec cadre incorp. C.V. à air, réception de Luxembourg et Europe.
En pièces dét. 14.825 En ordre de m. 16.800
(Frais d'envoi : 400 F)

NOS RÉALISATIONS

● LE GRILLON (voir « Radio-Plans » n° 124)
Un 4 gammes d'ondes, 5 lampes dont œil magique, tous courants. Prises d'antenne et de H.-P. supplémentaire et prise P.U. Très élégant coffret polystyrèneivoirine de 20x14x11.
COMPLÉT, en pièces détachées..... 11.400
Le jeu de lampes..... 2.900
En ordre de marche, câblé, réglé..... 16.100

● LE « DYNA 7 Hi-Fi » à relief réglable
grâce à ses 2 circuits BF séparés et ses 2 Haut-Parleurs (décrit dans le « Haut-Parleur » n° 1009)



Complet, en pièces détachées..... 26.700
Câblé, réglé, en ordre de marche..... 29.200
(Frais d'envoi pour la Métropole : 700 F)

MIRE TÉLÉVISION PORTATIVE

indispensable aux dépanneurs

Poids : 2,200 kg

Porteuse SON, réglage + ou - 10 Méga.

Porteuse VISION, réglage + ou - 10 Méga.

En ordre de marche..... 32.000

Bien entendu, en magasin :

TOUS les types de transistors...
TOUTES les lampes en 1^{er} choix...
TOUT le matériel pour amateurs et professionnels...
TOUTES platines tourne-disques...
TOUTS les livres techniques de RADIO.

PRIX SPÉCIAUX AUX PROFESSIONNELS

Demandez notre nouveau catalogue contre 75 F en timbres.

Ouvert de 9 h. à 13 h. et de 14 h. à 20 h.

● Stationnement facile!... ●

EXPÉDITION RAPIDE ET SOIGNÉE TOUTES DIRECTIONS
CONTRE MANDAT À LA COMMANDE
OU CONTRE REMBOURSEMENT

INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS

par Gilbert BLAISE

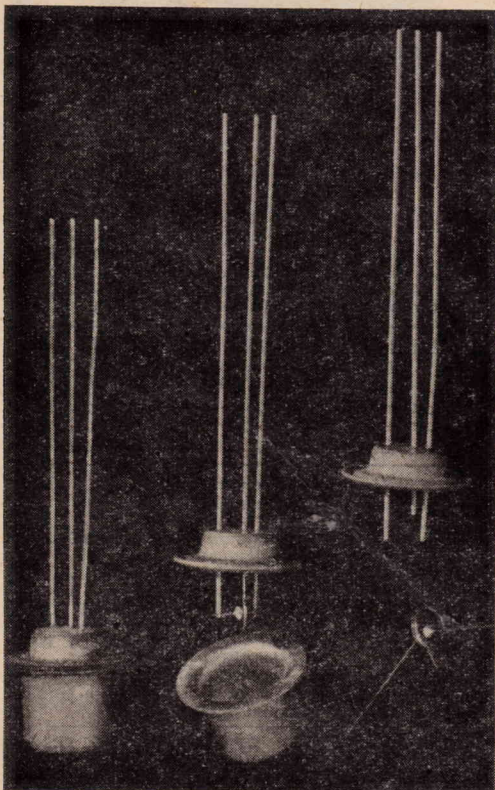
Dans la série *Installation et dépannage des Téléviseurs*, nous avons indiqué les principales méthodes pratiques de dépannage. Deux articles ont été consacrés à l'installation des téléviseurs. Nous allons donner encore quelques détails sur l'installation des téléviseurs dans une nouvelle série de quelques articles. Le premier, ci-après est consacré aux antennes collectives dont il a déjà été question dans notre étude intitulée « Installation des antennes ».

Distributeurs pour antennes collectives.

Il convient de mentionner l'excellent rendement des distributeurs pour antennes collectives réalisés en France qui permettent dans de nombreux cas d'éviter l'emploi d'un amplificateur HF compensant la perte de puissance due aux résistances des distributeurs, aux pertes dans les câbles et, évidemment, au fait que toute la puissance fournie par l'antenne doit être partagée entre les nombreux téléviseurs de l'installation collective.

Il est évident que l'installateur doit faire tout ce qui est possible pour éviter l'emploi d'un amplificateur car cet appareil, même simple et robuste, nécessite forcément une certaine surveillance et un entretien tandis qu'une installation ne comportant aucun organe à alimentation (lampe ou transistor) est pratiquement inusable et

LES TRANSISTORS



Montage du transistor dans son capot.

peut fonctionner, par conséquent, sans surveillance.

Pour éviter l'emploi d'un préamplificateur on tiendra compte des deux indications suivantes :

- 1° Réduire les pertes.
- 2° Augmenter au maximum le rendement des éléments de l'installation.
- 3° Au cas où le nombre des téléviseurs à alimenter en haute fréquence est très grand, réaliser plusieurs installations chacune possédant son antenne.

Réduction des pertes.

Dans une installation de réception par antenne collective les pertes se produisent dans les résistances des distributeurs et dans des câbles de liaison.

Les distributeurs de puissance HF peuvent être réalisés suivant de nombreux schémas. Le système de répartition de la puissance HF disponible comporte des éléments comme les résistances, les tronçons de ligne de transmission ou des transformateurs.

Ces éléments, dont tous à la fois ne sont ni nécessaires ni utiles, permettent d'effectuer également l'adaptation entre l'entrée d'un téléviseur et l'ensemble de tous les circuits « vus » par cette entrée.

L'adaptation doit également s'effectuer entre les bornes de branchement de l'antenne collective et l'ensemble de tous les circuits « vus » par ces bornes de sortie d'antenne.

On sait que l'adaptation est réalisée lorsque les deux impédances en présence sont égales. Plus simplement, il suffit en pratique que les résistances en présence, auxquelles se réduisent les impédances, à la fréquence d'accord du système, soient égales.

La réduction des pertes est directement dépendante de l'adaptation car le maximum de la puissance fournie par l'antenne est transmis aux circuits de réception lorsqu'il y a adaptation.

Pour réduire les pertes de puissance on choisira parmi les divers systèmes de distribution, ceux comportant le minimum de résistances parcourues par du courant à haute fréquence car la puissance dissipée dans ces résistances sous forme de chaleur est de la puissance perdue.

Les câbles de transmission, seul moyen de transporter à distance la puissance disponible, provoquent des pertes non négligeables.

Celles-ci dépendent de la qualité des câbles de la fréquence et de leur longueur. Il convient, par conséquent d'adopter, si nécessaire des câbles de la meilleure qualité et d'établir l'installation distributrice de façon que la longueur des câbles soit réduite autant que possible.

La qualité des câbles de transmission.

Lorsqu'on veut transmettre de la puissance électrique à l'aide d'un câble il convient de tenir compte de sa longueur et des indications de son fabricant concernant les pertes par unité de longueur.

La perte peut se définir comme le rapport de la puissance appliquée à l'entrée du câble

à la puissance recueillie à la sortie d'un tronçon de longueur unité.

L'usage est actuellement d'indiquer nombre de décibels de puissance correspondant à ce rapport.

Rappelons que le nombre des décibels d'un rapport de puissances est égal à dix fois le logarithme décimal de ce rapport.

On prend comme unité, non pas un mètre pour lequel l'atténuation est réduite, mais 100 m ou 10 m. C'est ainsi que les pertes d'un câble de 75 Ω d'impédance, peuvent varier entre 13 et 20 décibels par 100 m à la fréquence de 200 MHz.

Voici un tableau indiquant la correspondance entre les atténuations ou pertes en décibels et les rapports correspondants de puissance.

TABLEAU I

Décibels	Rapport de puissances
1	0,79
2	0,63
3	s 0,5
4	0,4
5	0,31
6	s 0,25
7	s 0,2
8	0,16
9	0,12
10	0,1
12	0,08
14	0,04
16	0,025
18	0,0156
20	0,01
30	0,001
40	0,0001
50	0,00001
60	0,000001

Les pertes dans un câble peuvent compenser le gain apporté par une excellente antenne.

Soit par exemple une antenne à grand gain, par exemple 12 dB.

Supposons que le récepteur soit placé à une distance telle que le câble de liaison ait une longueur de 50 m. Les pertes dans le câble sont de 20 dB par 100 m donc de 10 dB pour 50 m.

Tout se passe comme si l'on disposait d'une antenne dont le gain est réduit à $12 - 10 = 2$ dB seulement.

Si l'on adopte un câble à plus faibles pertes, par exemple celui dont les pertes sont de 13 dB par 100 m ou 6,5 dB pour 50 m, la différence devient $12 - 6,5 = 5,5$ dB.

On gagne ainsi $5,5 - 2 = 3,5$ dB ce qui correspond à une puissance 2,25 fois plus grande environ aux bornes d'entrée du téléviseur considéré.

On notera que les pertes dans les câbles se manifestent surtout aux fréquences élevées. A titre d'exemple le câble RG59/ de 75 Ω, bien connu de tous les spécialistes, présente une perte de 1,9 dB par 100 m à 3,5 MHz et de 15 dB à 144 MHz.

On en déduit que si l'émission à recevoir

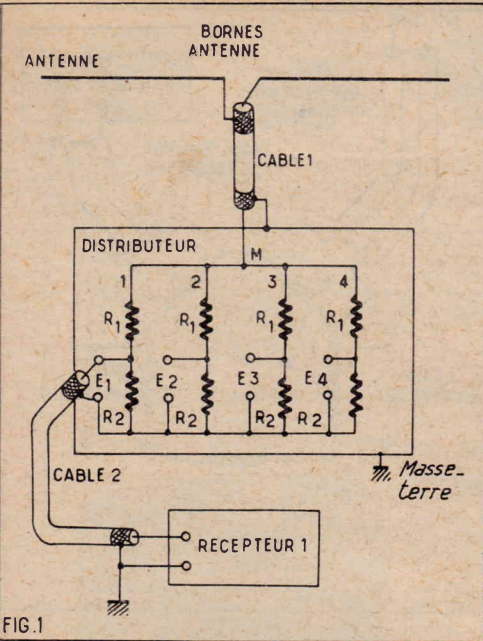


FIG. 1

de descente vers les récepteurs « Rec 1 », « Rec 2 », etc.

Nous avons indiqué sur la figure 1, uniquement le câble allant vers « Rec 1 ». Trois autres câbles identiques seront connectés en E₂, E₃ et E₄.

Le câble 1 est généralement très court, par exemple 2 ou 3 m, juste ce qu'il faut pour relier l'antenne au distributeur placé sur le toit ou au dernier étage. On peut considérer comme négligeables les pertes dans ce câble.

Par contre les câbles 2 qui relient les bornes de branchement de sortie du distributeur E₁, E₂, E₃ et E₄ aux récepteurs, sont généralement longs de plusieurs dizaines de mètres (3 à 6 m par étage) et peuvent provoquer des pertes comme nous l'avons indiqué précédemment.

Remarquez qu'aux endroits N où les câbles 2 traversent le coffret blindé du distributeur on effectuera des trous permettant leur passage, et on reliera la gaine extérieure au blindage du coffret en dénudant le câble en cet endroit.

Dans les réalisations commerciales on dispose des fiches de branchement, l'une au point M pour le câble venant de l'antenne et quatre ou plusieurs fiches pour chaque câble 2 se dirigeant vers les récepteurs de télévision.

Valeur des éléments.

Soit R la résistance de l'antenne et celle de l'entrée des récepteurs. En France R = 75 Ω, valeur standard.

Soit n le nombre des postes de télévision à alimenter en puissance à HF. La valeur de R₁ et R₂ dépend de R et de n.

On a R₁ = AR et R₂ = BR. Le tableau II donne les valeurs de A et de B pour différentes valeurs de n, nombre des récepteurs :

TABLEAU II

n	A	B
2	1,33	2
3	2,4	1,5
4	3,4	1,33
5	4,4	1,25
10	9,5	1,11
15	14,4	1,07
20	19,5	1,05

Lorsque le nombre n est supérieur à 20, A tend vers n et B vers 1. On peut prendre, pratiquement A = n et B = 1.

Exemple. Il y a cinq récepteurs à alimenter. La résistance R est de 75 Ω. Comme A = 4,4 et B = 1,25 il vient R₁ = 4,4 × 75 = 330 Ω et B = 1,25 × 75 = 93,75 Ω pratiquement 94 Ω ou même 90 ou 95 Ω.

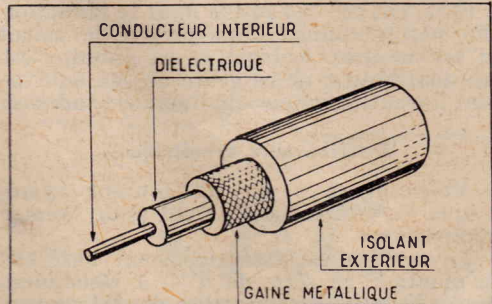


FIG. 2

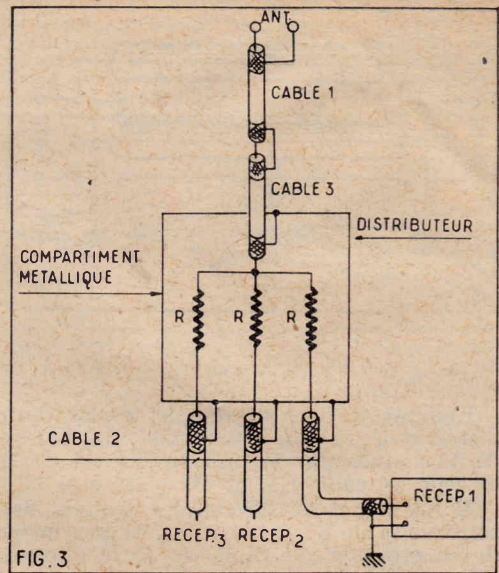


FIG. 3

Distributeur à câble.

Ce distributeur provoque des pertes plus réduites grâce à l'emploi d'un câble coaxial dans son montage intérieur indiqué par la figure 3. Un important fabricant d'antennes a réalisé industriellement ce distributeur d'invention française.

Sur notre figure nous avons supposé qu'il y a trois récepteurs TV à alimenter mais en pratique leur nombre n peut être plus grand, par exemple 20.

Les câbles 1 et 2 sont analogues à ceux du distributeur de la figure 1.

La valeur de R dépend du nombre n des téléviseurs. Elle est donnée par le tableau III.

TABLEAU III

n	R
2	37,5 Ω
4	56
8	65
10	67
15	70
20	71

Dans le cas de ce distributeur R tend vers 72 Ω lorsque n dépasse 20.

Le câble intérieur désigné par « câble 3 » sur la figure a une impédance R_b donnée par le tableau IV ci-après.

TABLEAU IV

n	R _b (ohms)
2	66
4	50
8	36
10	35
15	27
20	23

La longueur du coaxial câble 3 est d'un quart d'onde électrique c'est-à-dire λ/4 de l'émission à recevoir multiplié par un coefficient k dépendant de la nature du câble. Pour les coaxiaux de 75 Ω usuels

s'effectue sur un canal de la bande basse (bande I) donc sur une fréquence de l'ordre de 50 MHz, les pertes seront moins importantes que sur la bande haute qui comprend des émissions accordées sur une fréquence de l'ordre de 200 MHz.

Les schémas des distributeurs.

On peut distinguer deux catégories de distributeurs : ceux pour câble coaxial et ceux pour ligne bifilaire symétrique.

Les premiers sont les plus usités en France. Les descentes d'antenne se font par câbles coaxiaux de 75 Ω.

Les distributeurs symétriques sont utilisés dans d'autres pays (et ils sont majoritairement, en Amérique et en Europe).

On emploie du câble bifilaire de 300 Ω comme organe de transmission de la puissance à haute fréquence.

Des installations mixtes utilisant les deux systèmes sont possibles et existent.

Nous indiquerons ici les deux sortes de distributeurs car ceux qui sont symétriques intéresseront nos lecteurs de l'étranger et tout particulièrement nos lecteurs belges.

Distributeur à résistances.

La figure 1 donne le schéma d'un distributeur pour câble coaxial. Il est réalisé uniquement à l'aide de résistances.

Partons des bornes de branchement de l'antenne collective. Un câble coaxial les relie au distributeur, celui-ci étant entièrement monté dans un boîtier blindé avec blindage mis à la masse et à la terre.

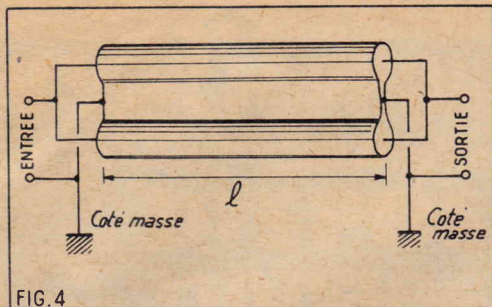
Le câble coaxial comporte deux conducteurs, l'un est le conducteur central et l'autre est constitué par la gaine métallique concentrique.

L'une des bornes de l'antenne est reliée à la gaine et l'autre au conducteur central. Ces éléments sont visibles sur la figure 2 qui montre une coupe de ce câble.

La gaine est d'ailleurs reliée à la masse à chacune des extrémités du câble considéré.

A l'entrée du distributeur, la gaine est reliée au blindage tandis que le conducteur intérieur est relié au point M d'où partent autant de résistances R₁ qu'il y a de téléviseurs à alimenter en puissance HF. Supposons qu'il y en ait quatre.

Chaque dérivation comporte une résistance R₁ et une résistance R₂. Aux points E₁, E₂, E₃, E₄ on connectera les câbles



on a $k = 0,65$. Si le câble est à air, $k = 0,95$ environ.

Prenons à titre d'exemple le cas d'un distributeur à dix directions. La valeur de R donnée par le tableau III est 67Ω et celle du câble R_b , 35Ω .

Il n'y a pas de difficulté à trouver des résistances de 67Ω mais il n'est pas facile de se procurer un câble de 35Ω d'impédance.

Un artifice simple permettra de résoudre le problème.

Comme $2 \times 35 = 70$ on utilisera du câble de 75Ω . En montant deux tronçons de ce câble, en parallèle on obtiendra un câble équivalent de $75/2 = 37,5 \Omega$ valeur proche des 35Ω nécessaires.

La figure 4 montre la réalisation du câble de $37,5 \Omega$. Il s'agit de couper deux longueurs de câble de $k\lambda/4$ et de les relier aux deux extrémités : les deux conducteurs intérieurs d'une part et les deux gaines d'autre part. Finalement on obtient deux fils à une extrémité et deux fils à l'autre.

Déterminons la longueur réelle égale à $k\lambda/4$. Si k est connu, λ se détermine d'après les fréquences porteuses du canal TV à recevoir.

Soit, à titre d'exemple, le cas du canal 8a de Paris et Lille. Les fréquences à considérer sont :

Fréquence porteuse image $f_i = 185,25 \text{ MHz}$
Fréquence porteuse son $f_s = 174,1 \text{ MHz}$

Pour calculer λ on commence par déterminer la somme :

$f_i + f_s = 185,25 + 174,1 = 359,35$ que l'on peut arrondir à 360 MHz . Prenons la moitié, soit 180 MHz , ce qui représente la fréquence médiane f_m du canal 8a.

La longueur d'onde correspondante s'obtient en divisant 300 par f_m . On trouve $300/180 = 1,66 \text{ m}$. Comme il s'agit de $\lambda/4$ on a, en divisant par 4 : $\lambda/4 = 1,66/4 = 0,415 \text{ m} = 41,5 \text{ cm}$.

La longueur électrique du quart d'onde est par conséquent $k\lambda/4 = 0,65 \times 41,5 = 26,975 \text{ cm}$ pratiquement 27 cm . C'est la longueur l mentionnée par la figure 4.

Lorsque le nombre des récepteurs est inférieur à celui prévu par l'installation il faut remplacer l'entrée du poste TV manquant par une résistance de 75Ω . Sur la figure 3, si Rec. 1 manque on connectera entre les points a et b du câble une résistance de 75Ω .

Avantages et inconvénients des distributeurs.

Le distributeur à résistances possède les avantages suivants : facilité de construction, à la portée des amateurs, schéma simple réalisable sans risques d'erreur, fonctionnement correct à toutes les fréquences, ce qui résout le problème du transport d'énergie HF dans le cas d'une installation de téléviseurs multicanaux. Ce distributeur, en contrepartie, possède un seul mais grave inconvénient, il cause des pertes importantes.

Le distributeur de la figure 2 est plus difficile à réaliser par un amateur à cause du câble adaptateur quart d'onde qui doit avoir une impédance R_b de valeur inhabituelle et dont la longueur réelle dépend du coefficient k qui n'est pas toujours connu avec précision.

La présence du câble quart d'onde dont la longueur dépend également des fréquences porteuse f_i et f_s du canal à recevoir montre que ce distributeur ne convient pas à la réception de tous les canaux comme celui à résistances.

Ceci est, à la fois, un avantage et un inconvénient. Avantage, car ce dispositif accordé apporte une sélection supplémentaire dans le circuit d'entrée d'où diminution des parasites et du souffle ; inconvénient car il faudrait prévoir autant de distributeurs qu'il y a de canaux à recevoir.

En pratique l'avantage et l'inconvénient signalés ci-dessus sont atténués tous les deux car un distributeur prévu pour un canal déterminé, transmet d'une manière très satisfaisante les canaux adjacents, supérieurs et inférieurs en fréquence mais on ne peut pas recevoir la bande I avec un distributeur prévu pour la bande III et réciproquement.

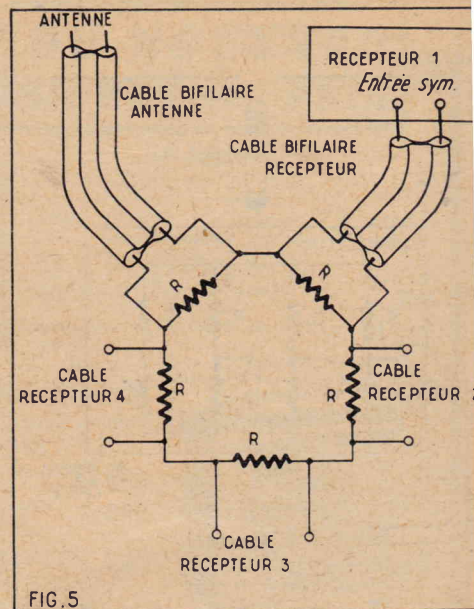
Signalons que les fabricants d'antennes, ont étudié également des distributeurs à transformateurs réalisés avec des bobinages.

Le très grand avantage des distributeurs à câble coaxial $\lambda/4$ réside dans la réduction des pertes comme l'ont prouvé le calcul et les mesures. Lorsque n est grand, c'est un distributeur de ce genre ou son équivalent à transformateur qui devra être adopté.

Distributeurs symétriques.

Voici figure 5 un distributeur symétrique à résistances prévu pour quatre récepteurs.

Le schéma est essentiellement basé sur le montage en série de $n + 1$ résistances égales R, n étant le nombre des téléviseurs à alimenter.



L'antenne est reliée par un câble bifilaire de 300Ω à la résistance R et il en est de même des n récepteurs.

La valeur de R est donnée par le tableau ci-dessous :

TABLEAU V

n	R (ohms)	s n	R (ohms)
2	900	12	350
3	600	14	347
4	500	16	340
6	420	18	336
8	385		
10	366	20	332

Au-delà de $n = 20$, R tend vers 300Ω valeur qui peut être adoptée sans inconvénients.

Sur la figure 5 on a dessiné le câble de liaison, câble bif. réc. destiné au récepteur 1.

Des câbles identiques relieront les autres résistances R, aux bornes d'entrées des récepteurs restants.

Comme précédemment, si un récepteur manque on connectera aux bornes du câble bifilaire correspondant de 300Ω , une résistance de 300Ω également.

Il est possible, d'ailleurs, dans ce cas de supprimer le câble et de connecter la résistance de 300Ω directement aux bornes de la résistance R correspondante.

Il est évident que dans le cas du montage de la figure 5 qui vient d'être commenté, l'impédance de l'antenne et celle de l'entrée du récepteur sont de 300Ω .

G. B.

Vient de paraître :

LES CAHIERS DE

SYSTÈME "D"

Numéro 11

14 MACHINES-OUTILS

POUR L'AMATEUR

à construire

PAR L'AMATEUR

- Scies circulaires, à ruban, sauteuses.
- Tours à bois et de modéliste.
- Machines universelles à bois et à métaux.
- Dégauchisseuse.
- Etc...

Prix : 200 francs

Adressez commandes à SYSTÈME « D », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, 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

SYSTÈME "D"

LA REVUE DES BRICOLEURS

Menuiserie - Maçonnerie - Électricité - Mécanique - Auto, moto, vélo
Ciné, photo...

Chaque mois : 70 francs