

radio plans

XXVI^e ANNÉE
PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS
141 — JUILLET 1959

120 francs

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

Dans ce numéro :

La contre-réaction
dans les amplificateurs
"Push-Pull"

★

L'oscilloscope en radio

★

Le VFO - Hétérodyne

★

Réalisation d'un "Grid-Dip"

★

L'électron
dans le champ magnétique
et

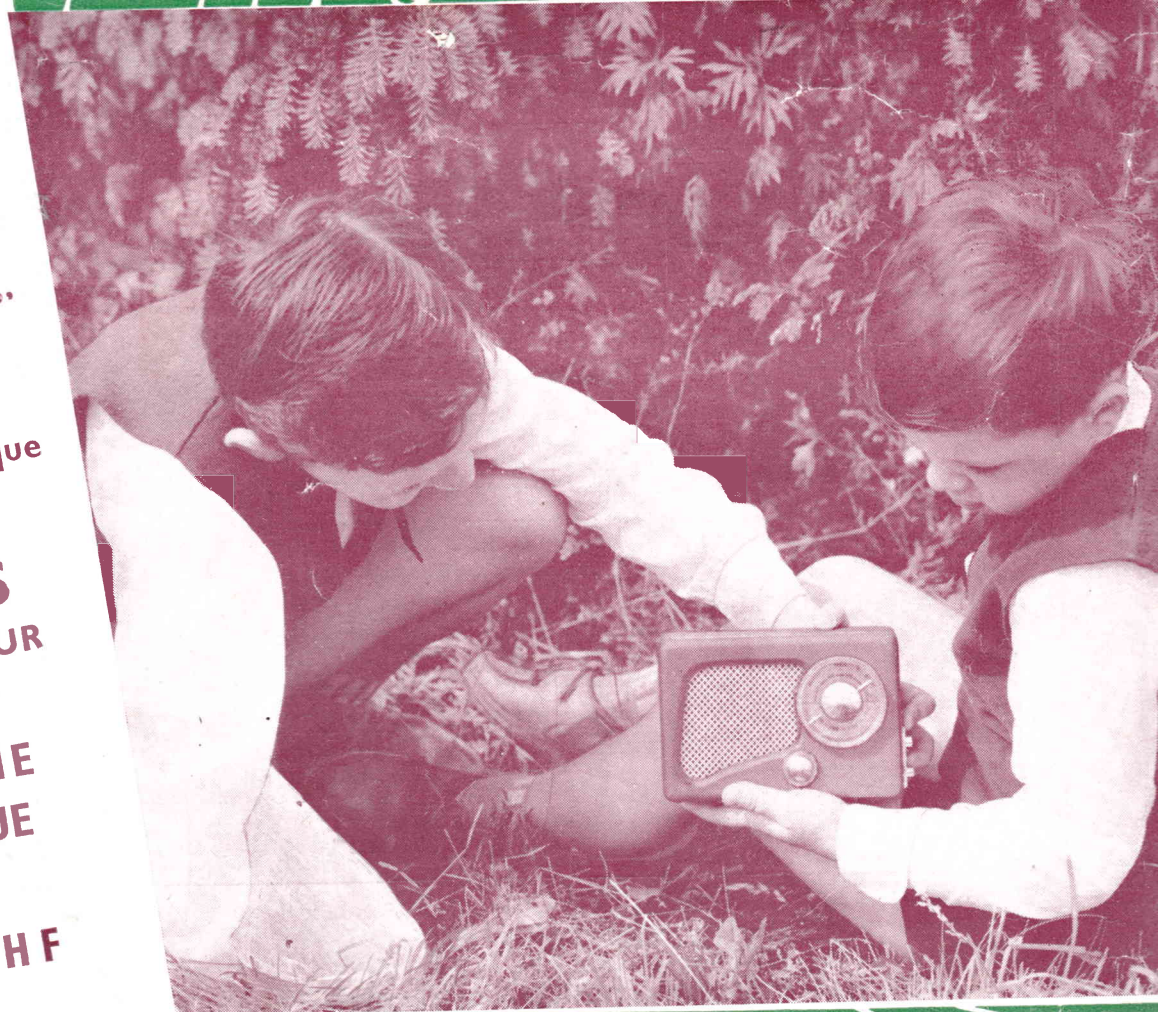
LES PLANS
EN VRAIE GRANDEUR

d'un
ÉLECTROPHONE
STÉRÉOPHONIQUE

d'une
HÉTÉRODYNE H F

et de ce...

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



... RÉCEPTEUR MINIATURE
(dimensions : 160 x 105 x 50 mm)

A 6 TRANSISTORS + 1 DIODE

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..... 1.275 F
Six mois..... 650 F
Étrang., 1 an. 1.600 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 nos lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question.

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

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

M. D..., à Boulogne.

A réalisé le téléviseur NEO TELE 59 décrit dans notre numéro 131. Il a dû, au bout d'un certain temps, remplacer la valve redresseuse THT EY86 qui a claqué. Depuis le remplacement de cette valve, il lui a été impossible d'obtenir la THT, il a essayé de remplacer le transfo lignes sans résultat. Il nous demande la cause de cette panne et le remède.

A notre avis, la panne que vous constatez sur votre récepteur est due à une défectuosité du transfo THT et nous pensons que vous auriez intérêt à la faire vérifier et, le cas échéant, faire échanger par la maison qui vous l'a vendu. Nous supposons, bien entendu, que le transfo vous avez remplacé est du même type que celui d'origine, ce qui est absolument nécessaire pour le bon fonctionnement.

En faisant tourner la bobine de déflexion sur le col du tube, vous devez modifier le callage de l'image sur l'écran et obtenir une horizontalité parfaite puisque le champ de ces bobines agit sur le déplacement du spot.

A. M..., à La Méde.

En possession d'un téléviseur 6 canaux 819 lignes, voudrait savoir s'il peut capter l'émetteur de Monte-Carlo, si oui, quelles modifications apporter à son appareil.

Il faudrait monter sur le rotacteur de votre téléviseur une barrette correspondant au canal Monte-Carlo.

En raison de la distance, il ne nous est pas possible de vous garantir une bonne réception. De toute façon, il vous faudra utiliser une antenne longue distance à 20 éléments en 2 nappes.

Seul, un essai pourra vous renseigner sur les possibilités de réception.

F..., à Trèbes.

Qui a un super push-pull, se plaint d'un bruit de friture et nous signale qu'il se trouve à proximité d'une ligne haute tension.

Le même phénomène se produit avec un autre récepteur tout neuf.

Il nous demande la marche à suivre pour supprimer ce phénomène.

Après examen de votre cas, nous sommes obligés de constater qu'il n'y a pratiquement pas de problème à la situation dans laquelle vous vous trouvez.

De toute façon, aucun dispositif monté sur votre récepteur ne pourra supprimer les parasites provoqués par cette ligne haute tension.

Nous vous conseillons de signaler votre cas à l'E.D.F. de manière à faire vérifier l'isolement de cette ligne, ce qui permettrait peut-être de supprimer les troubles causés dans vos réceptions.

A. M..., à Paris-VIII^e.

A réalisé l'ampli Hi-Fi décrit dans notre numéro 132. Il se plaint d'un accrochage et nous demande le remède à y apporter.

Pour supprimer l'accrochage que vous constatez, essayez d'augmenter la valeur des résistances du circuit grille des EL84.

Portez ces résistances à 20.000 ou 30.000 ohms au lieu de 10.000 ohms.

P. O..., à Toulon.

Après avoir fait l'alignement du transistor 6 constate un décalage des stations, l'impossibilité de capter Luxembourg et Europe, et une série de tops prolongés impossibles de supprimer. Il nous demande conseil.

1° Pour pouvoir brancher un casque sur un étage final push-pull il faudrait utiliser un transfo spécial. Nous vous conseillons plutôt de brancher le vôtre à la place du primaire du transfo driver;

2° Vous devez pouvoir remettre en place sur le cadran les stations comme Radio-Monte-Carlo en agissant sur les trimmers du CV;

3° Il semblerait que la gamme GO de votre récepteur ne soit pas correctement alignée. Il faudrait donc retoucher ce réglage.

J.-P. A..., à Anveau (Haute-Vienne).

Voudrait transformer son émetteur de télécommande en émetteur de téléphonie. Il nous demande quelle valeur doit avoir le condensateur variable d'accord pour obtenir une fréquence de 10 MHz.

Pour transformer votre émetteur de télécommande en émetteur de téléphonie, il faudrait un condensateur de 1.000 pF, ce qui est une valeur excessive par rapport à la self. Il est donc préférable d'augmenter la valeur de la self et celle du condensateur.

En prenant un condensateur de 50 pF, utilisez une self de 20 tours de fil émaillé 3/10 bobinés sur un mandrin de 12 mm de diamètre et sur une longueur de 12 mm.

La self antenne aura 3 tours.

F. G..., à Bully-les-Mines.

Possède un téléviseur et voudrait faire une antenne moderne en tube de cuivre. Il nous demande les dimensions et écartement des barres, et le nombre.

Cette antenne peut parfaitement convenir. Pour les détails de construction, reportez-vous aux articles publiés dans les numéros 128, 129, 130, 131, de notre revue qui décrivent des antennes de différents modèles. Toutes les dimensions indiquées sont relatives au canal F 8A, qui est celui de Lille et de Paris.

Il n'y a aucune raison pour qu'une telle antenne ne puisse pas vous donner satisfaction sur un poste ancien.

Pour éviter l'oxydation, réalisez l'antenne en cuivre rouge, soudez à l'étain, puis protection par un vernis silicone.

Nous avisons nos lecteurs qu'en raison des vacances le service du courrier ne fonctionnera pas du 14 juillet au 15 août.

SOMMAIRE DU N° 141 JUILLET 1959

| | |
|---|----|
| En marge de la haute fidélité..... | 21 |
| Récepteur miniature 6 transistors OC 44 - OC 45 (2) - OC 72 (2) - OC 71. | 26 |
| Mesure de l'intermodulation..... | 29 |
| Voici les caractéristiques d'un flash électronique..... | 32 |
| Électrophone stéréophonique ECC 81 (2) - ECL 82 (2)..... | 33 |
| L'amateur et les surplus Le VFO-Hétérodyne..... | 37 |
| Radio-phono très haute fidélité..... | 39 |
| Une hétérodyne HF EF 9 (2) - A Z1. | 41 |
| Réalisation d'un grid-dip..... | 45 |
| Parlons électronique : l'électron dans le champ magnétique..... | 48 |
| Amplificateur à deux lampes..... | 53 |
| Mesures et mise au point TV : | |
| Un oscilloscope spécial TV..... | 56 |
| Antenne pour modulation de fréquence..... | 61 |

S. A..., à Tizel (Oranie.)

Comment employer un poste à transistors dans une auto ?

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

H. P..., à Aulnay-sous-Bois.

Voudrait transformer son téléviseur 441 lignes en 819 lignes et nous demande conseil.

La transformation d'un téléviseur 441 lignes en 819 lignes n'est pratiquement pas possible.

En effet, elle nécessite la transformation complète de la partie réceptrice, ainsi que le changement des bases de temps, du transformateur THT et par conséquent des bobines de déviation placées sur le tube.

C'est donc la presque totalité du matériel qui est à changer et nous vous déconseillons complètement une telle transformation qui reviendrait pratiquement aussi cher que la construction d'un poste neuf.

M. B..., à Paris-XVI^e.

Nous demande la formule permettant de calculer la résistance de polarisation d'un transistor dans un montage pour la compensation de l'effet de température.

Le calcul que vous désirez est impossible si on ne connaît pas les conditions précises d'emploi du transistor, ainsi que ses constantes.

Tout dépend, en effet, de la puissance que peut dissiper la jonction et des précautions qui sont prises pour éviter l'échauffement.

Il faudrait, d'autre part, savoir dans quelle ambiance doit travailler le transistor en question.

(Suite page 65.)



PUBLICITÉ :

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

Le précédent n° a été tiré à 43.487 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux

BON DE RÉPONSE Radio-Plans

EXTRAORDINAIRE BIENFAIT DE LA GYMNASTIQUE DES YEUX FAIT VOIR NET SANS LUNETTES
Le traitement facile que chacun peut pratiquer chez soi rend rapidement aux MYOPES 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 PRATIQUE DE LA CONTRE-RÉACTION

DANS

LES AMPLIFICATEURS « PUSH-PULL »

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Dans un récent article, nous avons donné des indications pratiques sur la manière dont on peut introduire la contre-réaction dans les amplificateurs du modèle normal, c'est-à-dire : non symétrique.

Nous avons reconnu que ce procédé apporte, à peu de frais, une amélioration notable du comportement des amplificateurs. La contre-réaction permet, en effet, d'étendre la caractéristique de fréquence et d'en faire disparaître radicalement tous les accidents. Elle réduit la distorsion de phase et la distorsion de fréquence.

Les vertus du montage symétrique.

Les vertus du montage symétrique ou push-pull ont fait l'objet d'un article déjà publié ici même. Nous nous bornerons, par conséquent, à rappeler les principales conclusions auxquelles nous étions parvenu.

1° Dans un montage symétrique bien établi, les courbures des caractéristiques des deux tubes se compensent d'une manière pratiquement parfaite. Il en résulte l'annulation de toutes les composantes harmoniques de rang pair. Or, dans certains modèles de tubes, les triodes de puissance en particulier, ce sont ces compa-

santes qui apportent pratiquement toute la distorsion.

2° L'annulation de la distorsion due aux harmoniques de rang pair permet de tirer une puissance beaucoup plus grande de chaque tube. Il y a donc une amélioration considérable du rendement. On notera que le mot rendement est pris ici dans son acception scientifique exacte.

3° Les composantes parasites de ronflement, dues, par exemple, à un filtrage insuffisant de la tension anodique sont éliminées par le même mécanisme que les composantes harmoniques paires. Il en résulte qu'on peut, à volonté, soit simplifier le filtrage, soit profiter d'une réduction notable du ronflement résiduel.

4° Les composantes alternatives sont en opposition de phase dans les circuits d'alimentation. Il en résulte que le découplage est beaucoup plus efficace. Cette remarque joue aussi bien pour le circuit d'alimentation anodique que pour les circuits de polarisation.

5° Les composantes magnétisantes sont en opposition dans le transformateur de sortie. Il en résulte que le circuit magnétique n'est pas prémagnétisé. L'inductance de l'enroulement primaire est beaucoup plus grande. On peut donc, beaucoup plus facilement, construire un bon transformateur de sortie.

L'amplificateur symétrique à pentodes n'est pas parfait.

Cette gerbe de remarques laudatives pourrait amener facilement à cette conclusion que l'amplificateur symétrique est parfait... Dans ces conditions, pourquoi lui ajuster la contre-réaction ? On n'améliore pas ce qui est déjà parfait...

Raisonnement ainsi serait aller un peu vite en besogne. Le montage symétrique n'est pas parfait. Il permet l'annulation des harmoniques de rang pair. Or, nous avons eu soin de préciser que ces harmoniques sont surtout produits par un tube triode de puissance. La caractéristique dynamique affecte alors l'allure indiquée sur la figure 1. C'est une forme d'apparence parabolique. Il y a une seule courbure dans la partie inférieure. Avec une telle forme il se peut

Elle permet encore de modifier facilement la forme de la courbe de réponse. On peut relever les fréquences basses et les fréquences élevées, creuser le « médium » de manière à compenser les défaillances éventuelles de la chaîne reproductrice. Et tout cela est obtenu sans faire appel à des organes coûteux...

Mais comment la contre-réaction doit-elle être appliquée à un montage symétrique ou push-pull ? Et d'abord, le procédé présente-t-il de l'intérêt dans ce cas-là ?

C'est ce que nous allons examiner dans l'article ci-dessous.

fort bien que les harmoniques de rang impair soient absents complètement. En conséquence, le montage symétrique aura son plein effet...

Mais les techniciens qui emploient encore des tubes triodes de puissance sont bien rares... On préfère généralement utiliser soit un tube tétrode à faisceaux dirigés — comme le tube 6AQ5 (ou 6V6) — soit une pentode moderne, comme le tube 6BQ5, alias EL84.

Et, dans ce cas, la caractéristique dynamique affecte alors la forme approximative d'une lettre S majuscule, avec une courbure supérieure et une courbure inférieure de sens contraire, séparées par une région presque droite ou — comme disent les mathématiciens, un point d'inflexion.

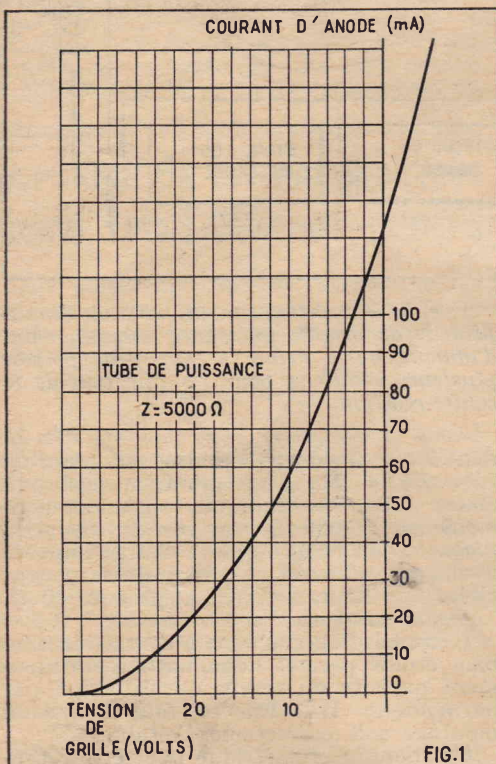


FIG. 1. — Caractéristique dynamique d'un tube triode de puissance. La distorsion est surtout représentée par des harmoniques de rang pair : II et IV.

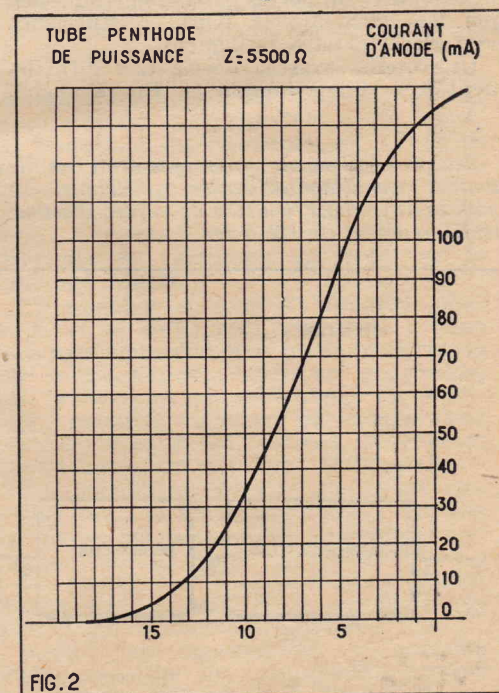


FIG. 2. — Caractéristique dynamique d'un tube pentode de puissance. La présence d'un changement de sens de la courbure a pour conséquence la production d'harmoniques de rang impair (III et V). Il peut y avoir également production d'harmoniques II et IV.

(1) Voir les numéros 138 à 140 de Radio-Plans.

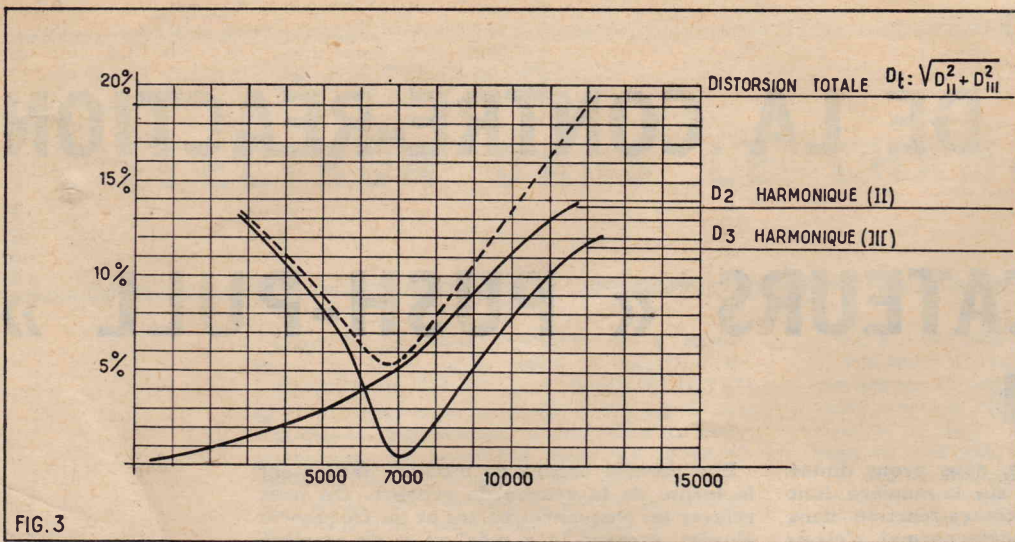


FIG. 3

FIG. 3. — Courbe donnant la distorsion par harmonique II et III en fonctionnant de l'impédance de charge. On notera que la distorsion par harmonique II s'annule pratiquement pour l'impédance de charge optimum (ici 7.000).

En pointillé, la courbe de distorsion totale qui est la somme géométrique des deux autres.

Avec un tel tube, il se peut fort bien que les harmoniques de rang pair soient à peu près inexistantes, tout au moins à faible puissance. En revanche, il y a production d'harmoniques de rang impair, comme les harmoniques III et V.

Or, ces harmoniques ne sont pas éliminés par le montage symétrique. Ils s'ajoutent purement et simplement dans les deux branches du montage.

Dans ces conditions, le montage symétrique perd beaucoup de sa perfection. C'est sans doute pour cette raison que les grands champions du tube pentode ont toujours jugé l'emploi d'un montage symétrique comme superflu.

La chose est d'autant plus grave que les harmoniques impairs sont beaucoup plus difficilement supportés par l'oreille humaine que les harmoniques pairs. L'expérience peut en être faite facilement.

Une oreille exercée décèle très difficilement 8 % d'harmonique II. En revanche,

elle détecte impitoyablement 5 % d'harmonique III. La présence des harmoniques impairs se traduit par une sonorité crierde particulière qui ferait croire assez volontiers à un excès d'amplification des fréquences élevées...

On peut assurément remédier à cela et réaliser des montages symétriques fournissant une reproduction à peu près parfaite.

Nous préconisons, pour y arriver, deux mesures qui sont :

Première mesure : réduire la charge.

1° Réduire l'impédance de charge de l'étage final et augmenter légèrement la tension de polarisation pour déplacer vers la gauche le point de fonctionnement. On s'écarte ainsi de la courbure supérieure. Cette mesure a pour résultat d'augmenter la distorsion par harmoniques de rang pair.

A titre documentaire, nous avons tracé sur la figure 3 les courbes qui donnent le taux d'harmoniques, c'est-à-dire la distorsion fournie par un étage pentode, en fonction de l'impédance de charge — pour une puissance constante. Nous avons mesuré séparément le taux pour les harmoniques II et III.

L'impédance de charge optimum est de 7.000 Ω — ce qui correspond à 5 % de distorsion — et cette distorsion est représentée à peu près exclusivement par l'harmonique III.

Si nous adoptons une impédance de charge de 4.000 Ω la distorsion totale, pour la même puissance atteindrait 11 %... ce qui serait beaucoup s'il s'agissait d'un montage ordinaire, non symétrique. Mais il en est tout autrement s'il s'agit d'un montage symétrique.

En effet, nous n'avons plus qu'une distorsion de 2 % par harmonique III ce qui peut être considéré comme négligeable. Quant aux 11 % d'harmonique II — ils sont ici sans importance, car ils sont éliminés par le montage symétrique.

Cette mesure est d'ailleurs préconisée systématiquement par le constructeur de tube. Les manuels techniques recomman-

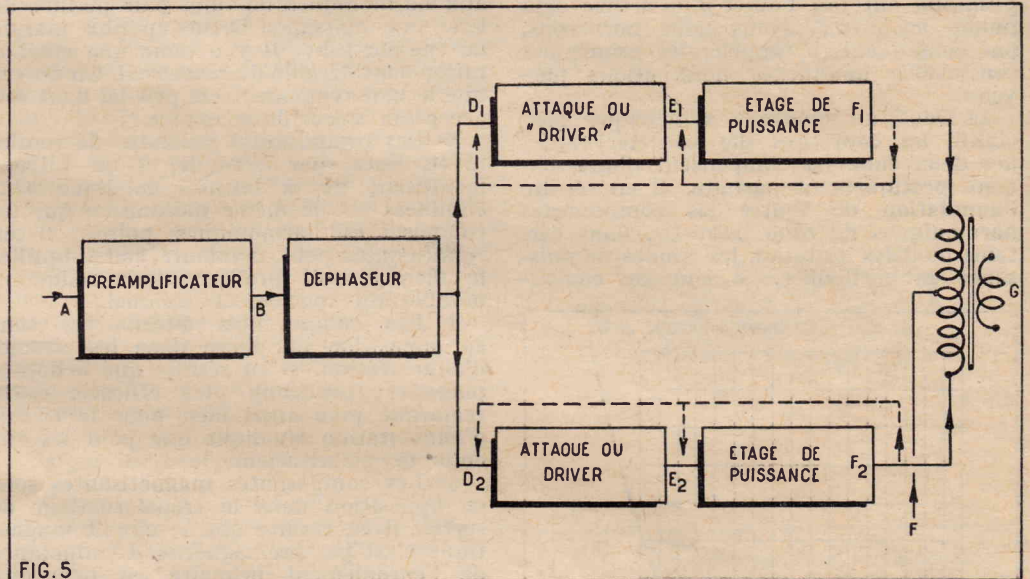


FIG. 5

FIG. 5. — Schéma synoptique d'un amplificateur de grande puissance avec un étage d'attaque ou « driver ». On peut prévoir plusieurs solutions pour l'application de la contre-réaction.

dent 7.000 Ω pour le montage simple d'un tube EL84. Mais, en montage push-pull classe AB1, ils indiquent généralement 8.000 ou 10.000 Ω mesurés de plaque à plaque. Il en résulte que la charge imposée à chaque tube est le quart de la valeur citée plus haut, soit de 2.000 à 2.500 Ω .

Seconde mesure : contre-réaction.

L'emploi d'un couplage à contre-réaction bien étudié permet l'élimination pratiquement parfaite du résidu de distorsion par harmonique III. Encore faut-il que le montage soit correctement établi.

Un montage symétrique peut être représenté d'une manière synoptique comme nous l'indiquons sur la figure 4 ou sur la figure 5. Cette dernière est relative à un amplificateur de grande puissance, fonctionnant en classe AB2 — et capable de

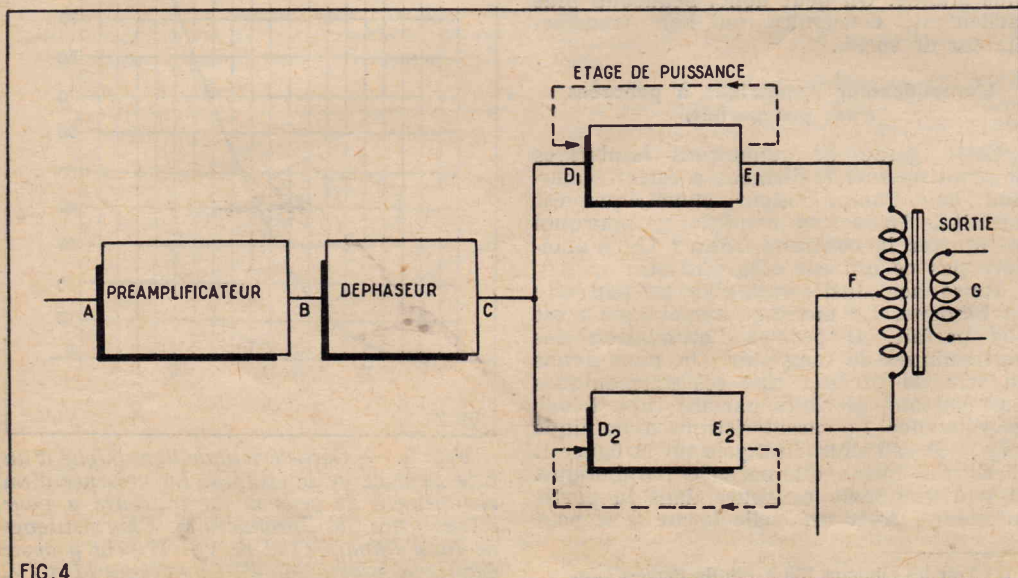


FIG. 4

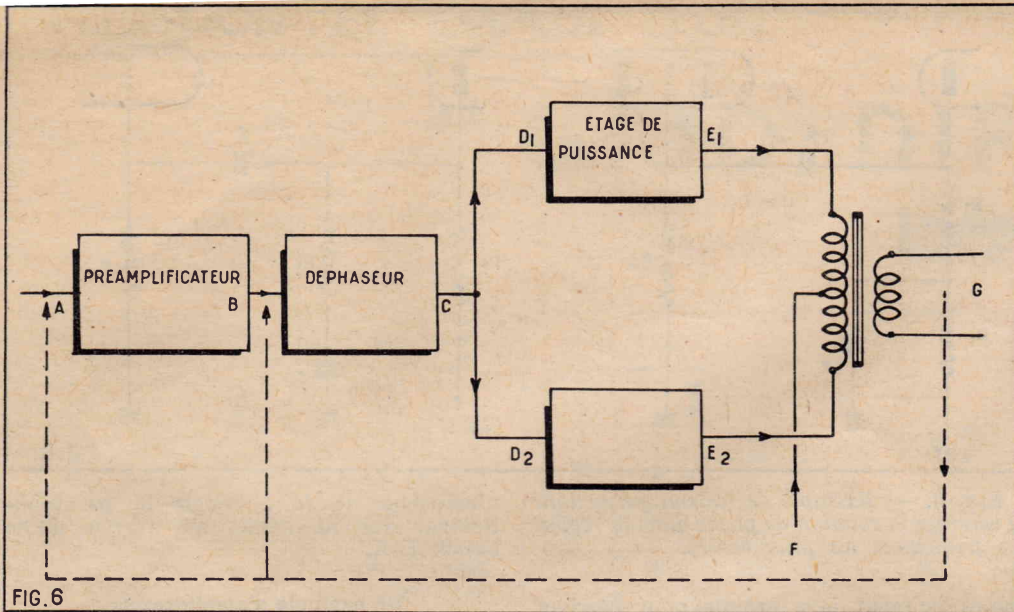


FIG. 6

FIG. 6. — Application d'une contre-réaction globale dans un amplificateur synoptique. La boucle part d'un endroit où les deux tensions déphasées ont été recombinaées pour aboutir en amont du circuit de déphasage.

fournir plusieurs dizaines de watts modulés, voire plusieurs centaines.

Dans les deux cas, on part d'un montage simple — qui est le préamplificateur, pour aboutir à un autre circuit à deux bornes qui est la bobine du haut-parleur ou plus exactement l'enroulement secondaire du transformateur. Mais, chemin faisant, il y a eu une bifurcation. A la sortie de l'étage déphaseur le circuit s'est divisé en deux embranchements symétriques... Ce n'est qu'à la sortie de l'étage final que les deux voies ont convergé de nouveau.

Dans l'amplificateur de grande puissance, la chose n'est pas notablement différente. Il y a, toutefois, ce qu'on nomme parfois un « double montage » symétrique. Les deux embranchements se compliquent, en effet, d'un étage d'attaque ou « driver », destiné à fournir la puissance nécessaire à l'entrée du dernier étage.

La question se pose donc de déterminer le départ et l'arrivée de la boucle de contre-réaction.

Ce qu'on peut faire : contre-réaction dans les étages de sortie.

On peut évidemment établir la contre-réaction sur chacun des tubes de puissance. La tension de contre-réaction sera prise en E1 (fig. 4) et introduite en D1. Cela suppose bien entendu, que l'autre tube de puissance est traité d'une manière parfaitement symétrique : de E2 en D2 — avec un circuit constitué exactement de la même manière.

S'il s'agit d'un double montage symétrique on a le choix entre deux solutions : faire une boucle allant de F1 à E1 ou englober le circuit du tube d'attaque dans cette même boucle, en partant, cette fois de F1 pour aboutir en D1. Il faut naturellement opérer de la même manière pour la seconde partie de l'amplificateur.

Dans tout cela, il convient de respecter scrupuleusement la symétrie. Les taux de contre-réaction doivent être rigoureusement égaux. Cela suppose, par conséquent, que tous les éléments du montage : résistances et éventuellement réactances sont soigneusement vérifiés.

Ce qu'on peut faire : contre-réaction globale.

Le système précédent n'est pas sans inconvénient. Il est compliqué du fait qu'il faut prévoir deux circuits de contre-réaction et vérifier soigneusement leur identité absolue. De plus les vertus correctrices de la contre-réaction ne peuvent s'appliquer qu'aux éléments qui sont inclus dans la boucle... Or, ici, beaucoup d'éléments sont placés en dehors.

Il est donc bien préférable de procéder autrement. On prélèvera la tension de contre-réaction après la recombinaison des tensions fournies par les deux tubes de puissance — c'est-à-dire au point G, soit, encore entre les deux anodes. On la réinjectera en amont du déphaseur, c'est-à-dire avant la bifurcation, en un endroit où il s'agit d'une tension simple.

L'introduction peut être faite (voir fig. 6) soit à l'entrée du circuit déphaseur, soit même, en A, à l'entrée du préamplificateur.

En opérant ainsi, il n'y a plus à se préoccuper de la symétrie dans le circuit de contre-réaction. De plus, la correction s'étend à tous les éléments qui sont placés dans la boucle de contre-réaction, c'est-à-dire, ici, pratiquement tous les circuits de l'amplificateur.

Ce qu'il ne faut jamais faire.

Ce qu'il ne faut jamais faire en introduisant la contre-réaction dans un montage symétrique, c'est de prélever une tension réactive dans une des branches du montage symétrique et de la réinjecter soit dans l'autre branche, soit en amont, c'est-à-dire avant le circuit déphaseur.

Il ne faudrait pas, par exemple, prélever une tension en E1 (fig. 6) pour la réinjecter soit en D2, soit même en B. On pourrait être alors assuré d'avoir créé une distorsion supplémentaire dans le montage.

Contre-réaction fractionnée.

Quand on veut introduire la contre-réaction dans un montage comportant un grand nombre d'étages, comme celui de la figure 5, on se heurte parfois à des difficultés.

Pour un certain sens de branchement de la boucle de contre-réaction — on constate que l'amplificateur fait entendre un hurlement strident. On en conclut alors qu'on a fait une erreur de branchement.

On inverse alors le sens... et l'on constate que l'amplificateur est en proie à une sorte de hoquet, qu'on nomme, en argot tech-

nique, le *motor-boating* (c'est-à-dire : nagation à moteur...) parce que les impulsions régulières que fait entendre le haut-parleur évoquent le bruit d'un moteur mais Cela veut dire, en réalité, que l'amplificateur oscille à une très basse fréquence. Les deux observations faites s'expliquent par une rotation de phase exagérée de la chaîne d'amplification. Dans un précédent article nous avons montré qu'une telle rotation existe pour un simple étagement à résistance... et que sa grandeur s'accroît nécessairement avec le nombre d'étages. Que faut-il faire dans un tel cas ?

Remèdes.

Plusieurs solutions peuvent être envisagées... dont certaines pourront même paraître contradictoires. La plus simple consiste à réduire le gain de l'amplificateur dans la zone des fréquences où se produisent les oscillations parasites. Dans nos articles précédents, nous avons, en effet, reconnu que la grandeur déterminante était le *facteur de réaction*, produit du gain par le taux de réaction. En diminuant le gain on diminue ce facteur...

Cette solution n'est pas très recommandable — car réduire le gain aux extrémités de la bande, c'est aussi, bien souvent, introduire une rotation de phase plus importante. Et puis, elle risque de compromettre la qualité de l'amplification.

Une solution opposée, c'est de chercher à réduire la rotation de phase. Or, pour cela, il faut augmenter la bande passante de l'amplificateur.

C'est ainsi, par exemple, que dans une liaison simple comme celle que nous avons représentée figure 7, on réduit la rotation de phase du côté des fréquences basses en augmentant la constante de temps CR2, c'est-à-dire en augmentant la valeur de C et (si c'est possible) celle de R2...

Toutefois il ne faudrait pas — par exemple — remplacer un condensateur de liaison de 0,1 μF par un condensateur de 1 μF sous prétexte que la rotation de phase serait alors éliminée. Ce serait vrai pour les fréquences basses. Mais le condensateur de 1 μF étant, à qualité égale, dix fois plus encombrant que le condensateur de 0,1, on augmenterait notablement la valeur de la capacité parasite Ct. On risquerait alors de compromettre la bonne transmission des fréquences élevées et, d'autre part, la rotation de phase, dans cette région, dépend essentiellement de la constante de temps R1 Ct.

Le mal qu'on voulait éviter se retrouverait donc d'un autre côté. Il sera bien préférable de conserver des valeurs raisonnables aux éléments de liaison et de faire appel, si c'est nécessaire, à des montages correcteurs de phase. Nous rappellerons sur les figures 8 a et b des exemples, déjà donnés antérieurement. Des montages an-

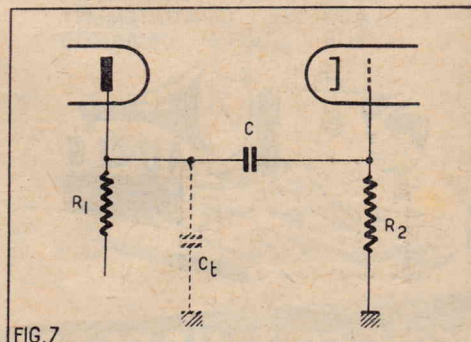


FIG. 7

FIG. 7. — Une liaison à résistance non égale. La rotation de phase dans le domaine des fréquences basses dépend du produit R2C. Dans le domaine des fréquences élevées elle dépend du produit Ct-R1.

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 ÉLITE
DE PROFESSEURS
PAR LE NOMBRE
DE SES ÉLÈVES**

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

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

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

DEMANDEZ LE «GUIDE DES CARRIÈRES» N° PR 907
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

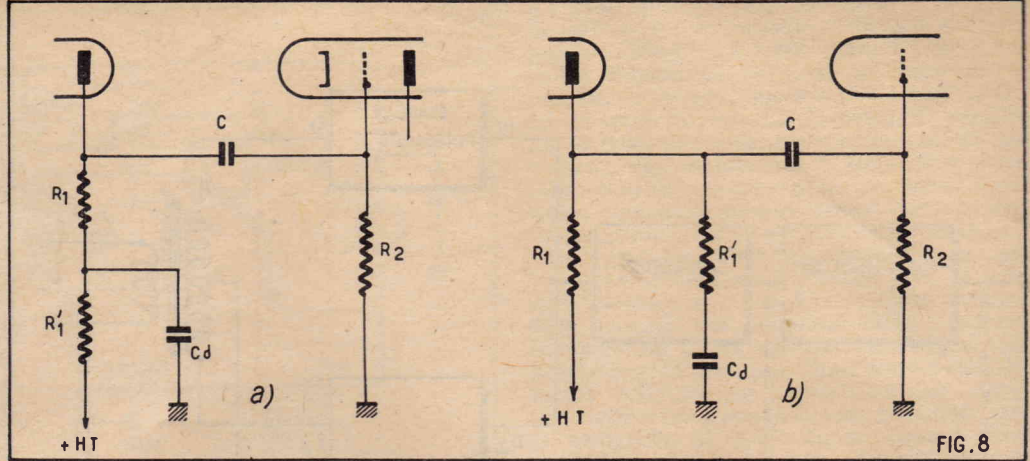


FIG. 8. — Exemple de liaison permettant de corriger la rotation de phase dans la région des fréquences les plus basses.

n'empêche de faire réagir le préamplificateur sur lui-même, au moyen d'une boucle B-A.

logues peuvent être prévus pour corriger la rotation de phase dans la zone des fréquences élevées.

On notera, par ailleurs, que le responsable d'une rotation exagérée de la phase est fréquemment le transformateur de sortie. C'est un élément sur lequel il ne faut pas lésiner quand on veut vraiment obtenir de la « haute fidélité ».

Contre-réaction fractionnée.

Reprenons par exemple : le cas de la figure 6. Notre intention est d'établir une boucle de contre-réaction qui englobe la totalité de l'amplificateur, partant, du point G1 pour aboutir au point A.

Mais, en réalisant le circuit, nous constatons que le montage est instable, même avec un taux de contre-réaction très faible. Tout en respectant les principes exposés plus haut, nous pouvons faire appel à la contre-réaction fractionnée. Nous réaliserons d'abord les deux boucles E1, D1 et E2, D2 — avec un taux de contre-réaction assez modéré.

Après quoi, nous constaterons généralement qu'il est possible de réaliser la liaison GA et d'admettre un taux de contre-réaction normal. Ce résultat s'explique parce que les deux premières boucles E1-D1 et E2-D2 ont apporté une réduction notable de distorsion de phase.

Le principe peut, d'ailleurs, être poussé encore plus loin. On peut, à l'ensemble indiqué sur la figure 9, ajouter une autre boucle partielle reliant G à B. Enfin, rien

Un exemple d'amplificateur.

Pour terminer cette étude nous donnons sur la figure 10 le schéma complet d'un amplificateur très simple, qui peut rivaliser avec les plus ambitieux montages à haute fidélité. Il comporte :

a) Un étage d'entrée à grand gain équipé d'une pentode EF86, tube antimicrophonique et à faible bruit de fond. Le gain en tension fourni par ce tube est de l'ordre de 180 à 200.

La distorsion de phase de cet étage est corrigée par découplage. Le réseau adopté a, de plus, l'avantage de diminuer les ondulations résiduelles dues au filtrage de la tension anodique ;

b) Un étage déphaseur du type « cathodyne ». Ce montage a fait ses preuves. Il est un peu délaissé aujourd'hui au profit de montages en apparence plus savants. La plupart d'entre ces nouveaux venus présentent un manque de symétrie congénitale.

Le seul reproche — presque exclusivement théorique — qu'on puisse faire au cathodyne, est le fait que l'impédance interne des deux branches n'est pas égale. En effet, la sortie par le cathode correspond à une impédance plus faible que celle de l'anode. On réduit le mal en adoptant

FIG. 9. — Principe général de la contre-réaction fractionnée. Les différentes liaisons peuvent exister simultanément.

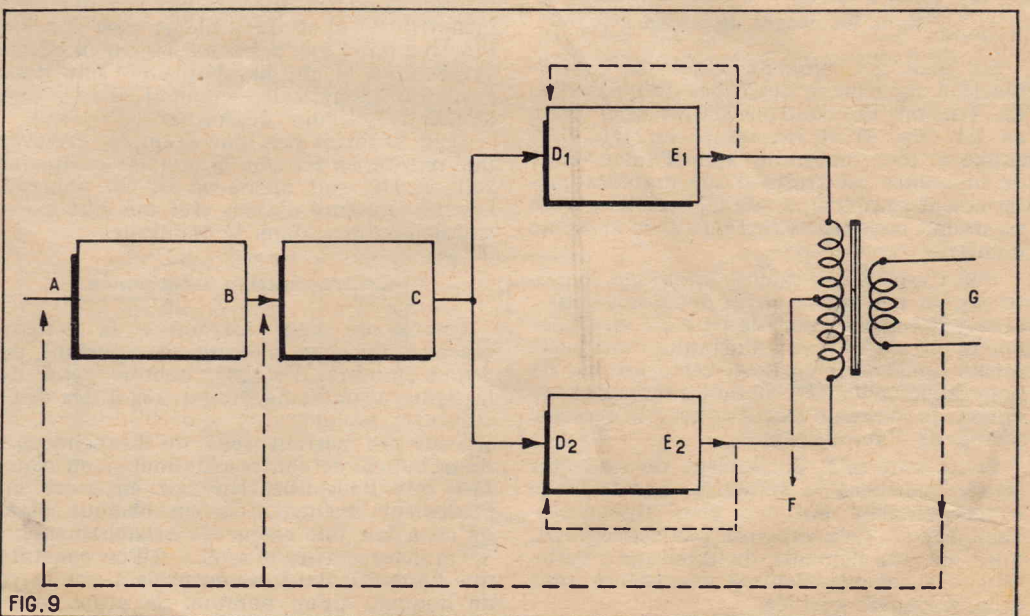
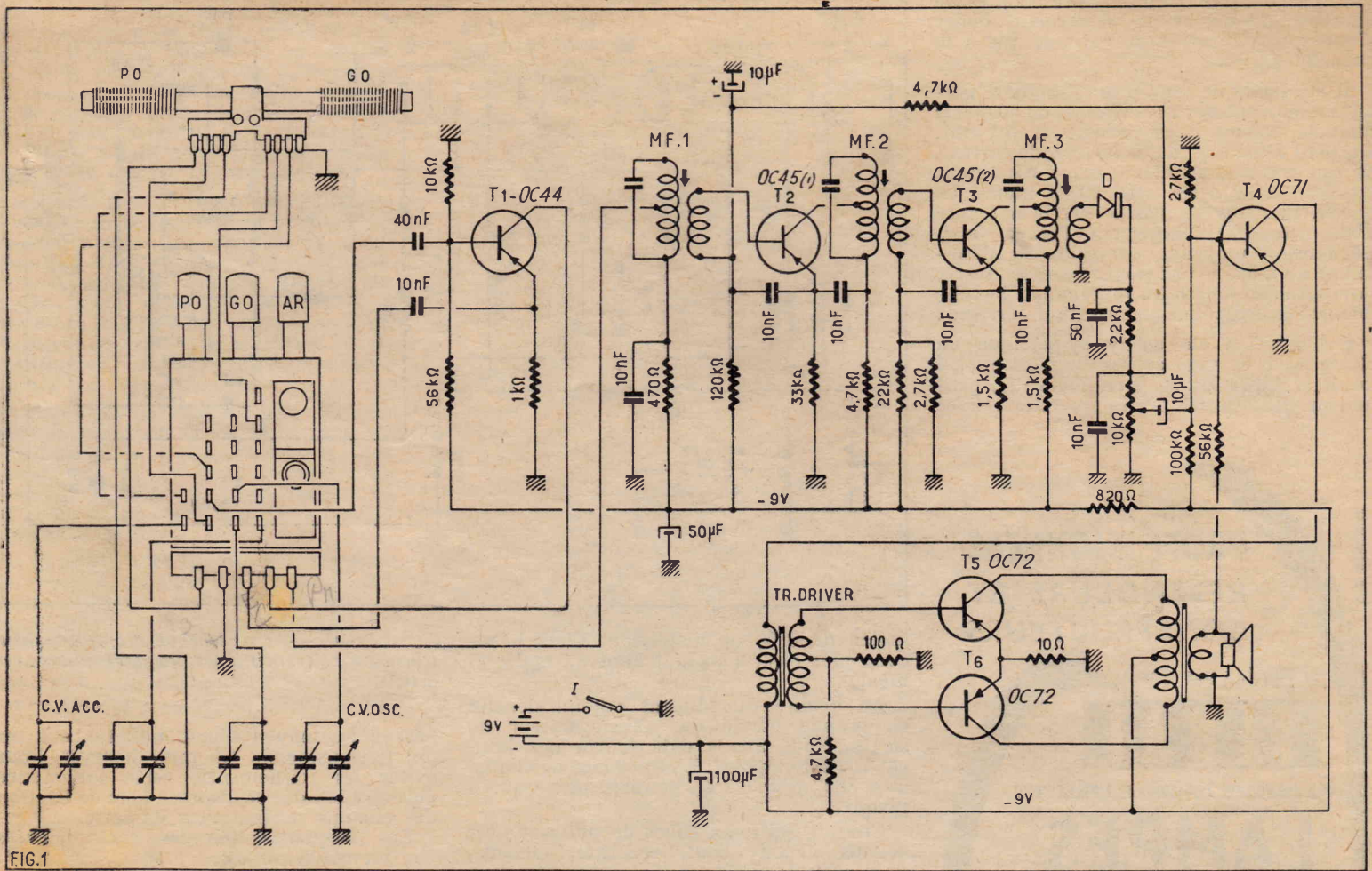


FIG. 9



RÉCEPTEUR MINIATURE A 6 TRANSISTORS

Beaucoup d'amateurs radio ont été séduits par les montages à transistors dits récepteurs de poche et bien entendu ils ont rêvé pouvoir réaliser de leurs propres mains un appareil semblable. Jusqu'à maintenant la grosse difficulté était de se procurer des pièces détachées suffisamment petites. Les constructeurs ont fait de gros efforts dans ce sens et maintenant on trouve sur le marché des HP extra-plats, des CV et des jeux de bobinages véritablement miniatures. Nous sommes donc en mesure de présenter à nos lecteurs un authentique récepteur à transistors de poche pouvant rivaliser avec les postes analogues construits industriellement.

Le schéma (fig. 1).

Disons immédiatement qu'il est de conception assez classique, la principale originalité du montage étant sa forme extrêmement condensée. Cet appareil est formé d'un étage changeur de fréquence, deux étages MF, un détecteur à diode au germanium, un étage préamplificateur BF et un étage final push-pull.

L'étage changeur de fréquence met en œuvre un transistor OC44 allié à un bloc Oréor N33 et un cadre à bâtonnet de ferrocube N14. Ce dernier est le collecteur d'ondes pour les deux gammes de réception (PO et GO). Le CV est une modèle miniature à diélectrique solide. Une des cages fait 280 pF et accorde le cadre tandis que l'autre fait 120 pF et accorde les bobinages oscillateurs contenus dans le bloc.

Les électrodes du transistor utilisés pour la production de l'oscillation locale sont l'émetteur et le collecteur. Le circuit

accordé du bobinage oscillateur est placé dans le circuit émetteur, la liaison se faisant par un condensateur de 10 nF. Une résistance de 1.000 Ω est placée entre l'émetteur et la ligne + 9 V. L'enroulement d'entretien est inséré dans le circuit collecteur en série avec le primaire du premier transfo MF et une cellule de découplage formée d'une résistance de 470 Ω et un condensateur de 10 nF. La résistance aboutit évidemment à la ligne - 9 V.

Le signal capté par le circuit d'entrée est transmis à la base du transistor par un condensateur de 40 nF. La tension de la base est fournie par un pont formé d'une résistance de 10.000 Ω côté + 9 V et d'une 56.000 Ω côté - 9 V.

Le premier étage MF comporte un OC45. La base de ce transistor est attaquée par l'enroulement de couplage du transfo MF1. Le potentiel de cette base est fixé par une résistance de 120.000 Ω allant à la ligne - 9 V et une résistance de 4.700 Ω allant au + 9 V à travers le potentiomètre de volume de 10.000 Ω. Ce pont est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. La résistance de 4.700 Ω forme avec un condensateur de 10 µF la cellule de constante de temps du circuit antifading. Seul cet étage est soumis à la régulation. Dans le circuit émetteur est placée une résistance de 330 Ω. Nous vous rappelons que le but de cette résistance est de compenser l'effet de température. Dans le circuit collecteur est inséré le primaire du transfo MF2. L'alimentation du circuit collecteur se fait à travers une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 4.700 Ω et un condensateur

de 10 nF allant à l'émetteur.

Le transistor du second étage MF est encore un OC45. Sa base est attaquée par l'enroulement de couplage de MF2. Le pont du circuit de base est composé de deux résistances : une de 22.000 Ω et une de 2.700 Ω. Ce pont est découplé vers l'émetteur par un condensateur de 10 nF. La résistance de compensation d'effet de température du circuit d'émetteur fait 1.500 Ω. Le circuit de collecteur contient le primaire du transfo MF3 et une cellule de découplage formée d'une résistance de 1.500 Ω et d'un condensateur de 10 nF. La ligne d'alimentation - 9 V de toute cette partie du récepteur contient une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 820 Ω et un condensateur de 50 µF.

L'enroulement de couplage de MF3 attaque la diode détectrice. Ce circuit détecteur contient une cellule de blocage HF composée d'une résistance de 2.200 Ω et d'un condensateur de 50 nF. Le signal BF apparaît aux bornes du potentiomètre de volume de 10.000 Ω shunté par un condensateur de 10 nF. La tension de VCA est prise au sommet du potentiomètre.

Le transistor préamplificateur BF est un OC71. Le signal BF pris sur le curseur du potentiomètre de volume est appliqué à sa base par un condensateur de 10 nF. Le pont du circuit de base est constitué par une résistance de 27.000 Ω côté + 9 V et une de 100.000 Ω côté - 9 V. L'émetteur est relié à la ligne + 9 V dans le circuit collecteur est inséré le primaire du transfo driver destiné à l'attaque de l'étage final push-pull.

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 140 DE JUIN 1959

- Antiparasitage des voitures automobiles.
- Récepteur économique à pile solaire EF42 - EF42 - EL42 - EZ80.
- Ondemètres contrôleurs de champ et de modulation.
- Récepteur portatif à 7 transistors : 37T1 - 36T1 - 35T1 - 40P1 - 992T1 (2).
- Changeur de fréquence 4 lampes + la valve et l'indicateur d'accord ECH81 - EBF81 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80.

N° 139 DE MAI 1959

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

N° 138 D'AVRIL 1959

- Du thyatron redresseur au chemin de fer électrique.
- En marge de la haute fidélité la pratique de la contre-réaction.
- Emploi de l'oscilloscope en radio.
- Un électrophone portatif.
- Une détectrice à réaction.
- Récepteur auto à transistors.

N° 137 DE MARS 1959

- Qu'est-ce qu'un thyatron ?
- Changeur de fréquence 3 lampes + la valve ECH81 - EBF80 - ECL82 - AM81 - EZ80.
- Antenne d'émission et de réception d'amateur.
- Retour sur le RM45.
- Changeur de fréquence 4 lampes ECH81 - EBF80 - EF80 - EL84 - EM81 - EZ80.
- Une chaîne haute fidélité ECF80 - EL84.
- Mesures et mise au point TV.

N° 136 DE FÉVRIER 1959

- L'emplacement de l'antenne réceptrice.
- Electrophone équipé d'un amplificateur 12AU7 - EL84 - EZ80.
- Récepteur original à 4 transistors OC71 (2) - OC72 (2).
- Récepteur AM-FM EF85 (2) - ECH81 - 6AL5 - EBF80 - EF80 - 2xEL84 - ECL82 - EM85.
- Récepteur pour le son de la télévision.
- Emploi de l'oscilloscope.
- Installation des téléviseurs.
- Récepteur à deux transistors 2N486 - 2N633.

120 F le numéro

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

DE L'INTERMODULATION

par Michel LÉONARD

Définition de l'intermodulation.

Le terme haute fidélité et son abrégé Hi-Fi sont à la mode. Si tout amplificateur BF ainsi qualifié n'est pas réellement à haute fidélité, il en existe certains qui fournissent des auditions proches de la perfection. Ces résultats remarquables ne sont pas l'effet du hasard, mais le fruit d'une longue mise au point précédée d'une étude minutieuse du montage.

Obtenir une grande amplification, sans ronflement ni bruit de fond et sans distorsion, n'est pas facile, mais ce résultat peut être obtenu si l'on possède des appareils de mesure et si l'on sait s'en servir.

Dans nos précédents articles, nous avons indiqué les méthodes de mesure des distorsions de fréquence et harmonique.

Une autre distorsion, dont il faut connaître le pourcentage afin de le réduire s'il est exagéré, est l'intermodulation. Celle-ci a la même origine que la distorsion d'harmoniques, car elle provient de la non linéarité des tubes amplificateurs ou déphaseurs, lampes ou transistors.

Ce manque de linéarité crée des harmoniques qui s'introduisent dans la reproduction amplifiée et lui enlève son caractère de haute fidélité.

La non linéarité des caractéristiques étant la cause de ces distorsions, il est facile de trouver le remède : il suffit tout simplement de réduire le manque de linéarité en utilisant de meilleurs tubes ou en faisant usage de la contre-réaction en recherchant un mode de fonctionnement plus linéaire, en modifiant les tensions appliquées aux électrodes.

L'intermodulation est créée par la combinaison de deux signaux sinusoïdaux de fréquences différentes appliqués à l'entrée d'un amplificateur. Comme précédemment, par amplificateur nous entendons un appareil complet ou une partie d'appareil, un seul étage ou plusieurs.

S'il y a manque de linéarité, on constatera qu'à la sortie on trouvera, outre les deux signaux, des signaux dits d'intermodulation dont la fréquence sera la somme ou la différence des deux fréquences et, également, la somme ou la différence de leurs harmoniques.

Mesure de l'intermodulation.

Pour mesurer d'une manière précise l'intermodulation, on choisit deux fréquences, l'une basse et l'autre élevée, par exemple 100 Hz et 5.000 Hz, ou 50 Hz et 7.000 Hz. Le signal de sortie est en quelque sorte un signal dont la porteuse serait la fréquence élevée modulée en amplitude par le signal à fréquence basse, mais suivant une loi périodique non sinusoïdale.

Les signaux aux fréquences harmoniques de f_h étant supérieurs à 10 kHz ou plus, peuvent être négligés, sortant de la bande audible.

L'intermodulation se définit par la formule suivante :

$$K = \frac{\sqrt{e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2 + \dots}}{e_0^2}$$

dans laquelle $e_0 = E_{th}$
 $e_1 = E_{rh} - b$ $e_2 = E_{rh} + b$
 $e_3 = E_{bh} 2rb$ $e_4 = E_{rh} 2rb$
 etc

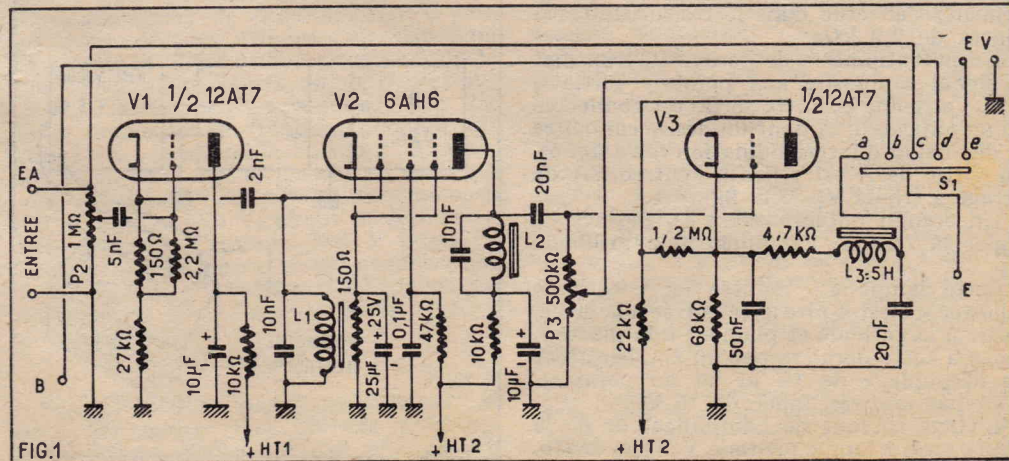
Les E étant les tensions, somme et différences créées par les diverses tensions fondamentales et harmoniques, et e_0 la tension correspondant à la fréquence f_h .

On peut adopter la même méthode de mesure que pour la distorsion harmonique en utilisant un voltmètre électronique sélectif, c'est-à-dire mesurer chacune des tensions e_1, e_2, \dots , et calculer K à l'aide de la formule donnée plus haut.

Une méthode plus rapide a été étudiée par William Austin qui a réalisé un analyseur d'intermodulation dont nous donnerons ci-après une description complète.

Analyseur de W. Austin.

Les tensions sinusoïdales choisies sont $f_b = 50$ Hz et $f_h = 7.000$ Hz. Les figures 1, 2, 3 donnent le schéma complet de l'analyseur. Le principe de fonctionnement de cet analyseur simplifié est le suivant : une tension alternative à 50 Hz est prise aux bornes des enroulements de 5 V et 6,3 V du transformateur d'alimentation TA (voir fig. 3). Elle constitue le signal à la fréquence basse f_b . D'autre part, le



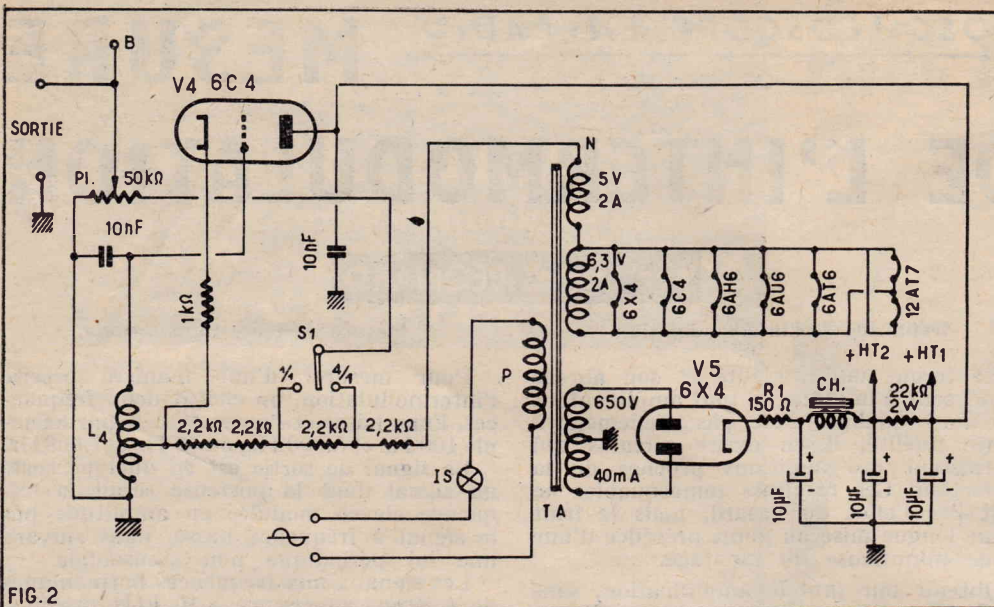


FIG. 2

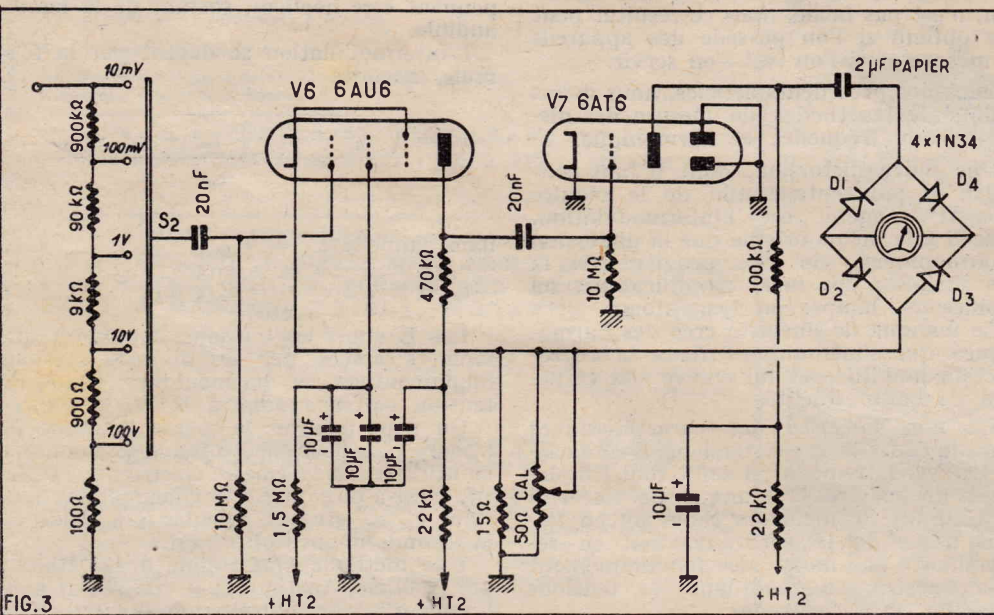


FIG. 3

montage à lampe triode V_4 fournit la tension à fréquence élevée $f_h = 7$ kHz. La 6C4 est une oscillatrice Hartley qui fonctionne en association avec une bobine L_4 à prise réalisant le couplage entre grille et cathode. Remarquons que dans ce montage, la plaque est « à la masse » par l'intermédiaire du condensateur de 10.000 pF Elle est reliée au point + HT1 où l'on trouve encore un condensateur relié à la masse, de 10 μ F. C'est, on l'a reconnu facilement, un condensateur de filtrage de la tension redressée par le tube 6X4.

Le mélange des deux signaux aux fréquences f_b et f_h (50 et 7.000 Hz respectivement) s'effectue dans le réseau de résistances de 2,2 k Ω .

Un potentiomètre de dosage P_1 transmet le signal composite aux points « sortie », masse et point B. Cette sortie est connectée à l'amplificateur A dont un désire connaître la distorsion d'intermodulation (voir fig. 4). La sortie de A est reliée à l'entrée EA de l'étage à triode V_1 de la figure 1.

Un second potentiomètre P_2 permet de régler la tension appliquée à la grille de V_1 .

Cette lampe est montée en « cathode follower », c'est-à-dire avec entrée à la grille, sortie à la cathode et plaque « à la masse », reliée à cette dernière par un condensateur de découplage de 10 μ F et au point + HT1 par une résistance de 10 k Ω .

L'étage suivant de l'amplificateur de la figure 1 est à lampe pentode V_2 type 6AH6.

La tension à 50 Hz-7.000 Hz est transmise par un condensateur de 2.000 pF, de la cathode de V_1 à la grille de V_2 .

On remarquera que dans le montage de cette lampe, on a introduit des circuits accordés sur 7 kHz à l'entrée et à la sortie. Ces circuits se composent d'un condensateur de 10.000 pF et d'une bobine à noyau réglable L_1 ou L_2 .

Grâce à ces circuits accordés, le signal à fréquence basse $f_b = 50$ Hz est supprimé et aux bornes de L_2 on ne trouve que le signal à fréquence élevée modulé par les

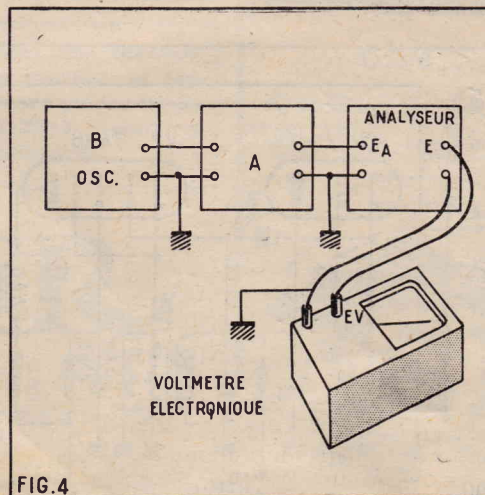


FIG. 4

signaux parasites engendrés par l'amplificateur à étudier.

Nous parvenons ainsi à l'étage détecteur à élément triode V_3 de la 12AT7, le premier élément de cette lampe étant V_1 .

La tension de sortie de V_2 est transmise par un condensateur de 20.000 pF à la grille du détecteur triode V_3 . Cette lampe fournit, grâce à son montage particulier, une détection linéaire. Ce dispositif est connu sous le nom de détecteur à impédance infinie. Un filtre passe-bas comporte une bobine L_3 de 5 henrys. La bande passante de ce filtre est linéaire entre 600 et 700 Hz, de sorte qu'à la sortie du filtre, il n'y a plus aucune signal à la fréquence porteuse à 7.000 Hz, mais uniquement les signaux parasites d'intermodulation.

Considérons maintenant le circuit comparateur à commutateur S_1 unipolaire à 5 directions a, b, c, d, e. Ce commutateur permet de comparer l'amplitude moyenne de la porteuse à l'amplitude de la tension de sortie du filtre.

Le pourcentage de modulation peut être mesuré à l'aide d'une tension de référence, d'amplitude connue. La mesure des tensions s'effectue à l'aide d'un voltmètre à lampes, quelconque, pour alternatif.

Nous donnons à la figure 3 celui qui est incorporé dans l'appareil de mesure de W. Austin et qui convient le mieux dans le présent montage.

Ce voltmètre est relié au point E au commutateur S_1 . A l'entrée, on trouve un diviseur de tension composé de 5 résistances : 900 k Ω , 90 k Ω , 9 k Ω , 900 Ω et 100 Ω dont la somme vaut 1 M Ω représentant la résistance d'entrée du voltmètre.

La totalité de la chaîne est un circuit pour la sensibilité 10 mV. Le commutateur S_2 permet de passer aux autres sensibilités.

En position 100 mV, la tension d'entrée est réduite de 10 fois, car le diviseur de tension se compose de 900 k Ω et 100 k Ω du côté masse. On peut donc appliquer à l'entrée (entre E' et la masse) une tension 10 fois plus grande qu'en position 10 mV.

Suivant le même procédé, on obtient les sensibilités 1 V, 10 V et 100 V.

Le condensateur de 20.000 pF transmet la tension alternative à la lampe V_6 qui l'amplifie. Nous trouvons ensuite la liaison avec la lampe de sortie constituée par 470 k Ω , 20.000 pF et 10 M Ω . La lampe V_7 est une double triode dont seul l'élément triode est utilisé. Les deux diodes sont reliées à la masse. Cette lampe est montée normalement avec entrée à la grille, cathode à la masse et sortie à la plaque.

Le circuit plaque comprend une résistance de 100 k Ω et un découplage de 22 k Ω et 10 μ F. La tension amplifiée est transmise par 2 μ F à un pont de quatre diodes est redressée et mesurée par un instrument de mesure MA, galvanomètre de 1 mA gradué de zéro à 100. Les quatre diodes sont du type 1N34.

L'étalonnage du microampèremètre pour continu MA s'effectue avec le potentiomètre « CAL » de 50 Ω en parallèle sur la résistance de cathode de 15 Ω de la lampe V_6 . Le voltmètre pour BF, donc pour tensions alternatives, est linéaire entre 10 Hz et 50 kHz. La déviation de l'aiguille de MA est proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative appliquée entre E et la masse pour une sensibilité donnée.

On a obtenu une excellente linéarité grâce à la contre-réaction effectuée entre la sortie et la cathode de V_6 .

La mesure du pourcentage d'intermodulation se fera à l'aide de lectures directes sur MA.

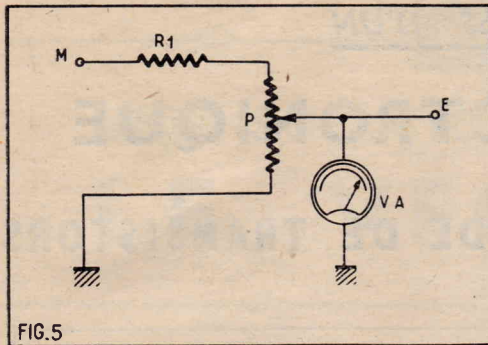


FIG.5 Etalonnage du voltmètre électronique.

On effectue l'étalonnage en commençant par le voltmètre électronique.

A cet effet, il faut disposer d'une source de tension étalonnée. Le plus simple est de réaliser le montage de la figure 5.

On connecte le point M à l'une des extrémités du secondaire de haute tension (voir fig. 2) et l'autre extrémité à la masse. On dispose ainsi d'une tension alternative à 50 Hz et de 325 V efficaces. On la réduit à l'aide de $R_1 = 220 \text{ k}\Omega$ et on obtient aux bornes de $P = 100 \text{ k}\Omega$ une tension de 120 V environ. On branche le curseur de P à l'entrée E du voltmètre électronique et à une borne du voltmètre alternatif du contrôleur universel. On règle P de façon que VA indique 100 V après avoir placé S_1 en position 100 V.

Il suffit d'agir, ensuite, sur le potentiomètre « CAL » pour que l'aiguille du galvanomètre MA se place sur la division 100.

On vérifiera ensuite la linéarité du voltmètre électronique en tournant le potentiomètre P (fig. 5) et en constatant que les indications de VA et de MA sont concordantes.

Les autres sensibilités sont automatiquement étalonnées. Si les résistances du diviseur de tensions sont correctes.

On pourra d'ailleurs effectuer des vérifications en position 10 V en branchant le point M de R_1 (fig. 5) à l'extrémité N du secondaire 5 V (fig. 2).

Etalonnage de l'analyseur.

Un oscilloscope est nécessaire pour cette mise au point. On réalisera le montage provisoire de la figure 6 en reliant l'extrémité côté plaque V_2 de L_2 à la borne « chaude » de l'entrée de l'amplificateur vertical, par l'intermédiaire de $1 \text{ M}\Omega$, l'autre borne étant à la masse. Le point EA de l'entrée de l'analyseur (fig. 1) sera relié au point B de la sortie (voir fig. 2) et, entre ces points et la masse, on disposera une résistance variable de $1 \text{ M}\Omega$ et une 1 N 34 avec cathode du côté masse.

Placer S_3 (fig. 2) en position 4/1 et S_1 en position e. Régler les noyaux de ferrite de L_1 et L_2 de manière à obtenir le maximum de déviation verticale. Cela prouvera que ces circuits sont accordés sur la fréquence de l'oscillateur V_4 (6C4). Préalablement, on

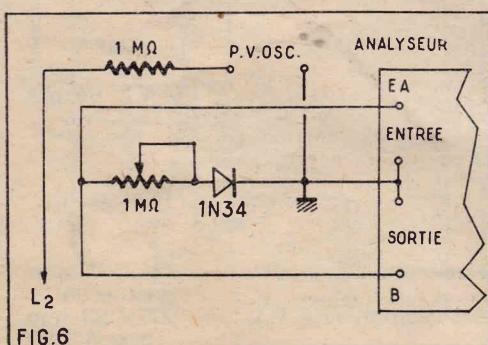


FIG.6

aura réglé cet oscillateur sur 7.000 Hz en agissant sur le noyaux de L_4 . Pour s'assurer qu'il s'agit bien de 7.000 Hz, on procédera comme suit :

- Enlever la 6C4 de son support ;
- Débrancher l'entrée EA de la sortie B ;
- Connecter un générateur BF accordé sur 7.000 Hz à l'entrée EA ;
- Accorder L_1 et L_2 pour obtenir le maximum de déviation de l'oscilloscope ;
- Rétablir le montage de la figure 6 ;
- Accorder L_4 pour obtenir le maximum de déviation du spot sur l'écran de l'oscilloscope.

On procédera comme dans tous les réglages de ce genre, en diminuant la tension d'entrée avec P_1 et P_2 à mesure que l'on s'approchera du réglage exact de fréquence.

L'oscillogramme de la figure 7 peut être obtenu en effectuant un balayage horizontal à 25 Hz à l'aide de la base de temps de l'oscilloscope, ce qui donnera deux périodes de la modulation à 50 Hz.

Le système diode et résistance variable de la figure 6 permet la modulation de 7.000 Hz par 50 Hz et le pourcentage de modulation est réglable de zéro à 80 % avec le potentiomètre de $1 \text{ M}\Omega$. Ce pourcentage est égal à :

$$m = \frac{a - b}{b} \times 100$$

et pour le connaître, il suffit de mesurer les amplitudes a et b avec le même unité de longueur.

Il convient de régler le pourcentage m à 50 %. Il faut, pour cela, que l'on ait :

$$m = 50 = \frac{a - b}{b} \times 100$$

d'où l'on déduit $a = 2b$.

Poursuivons maintenant la mise au point de l'analyseur.

Ayant réglé m à 50 %, placer le commutateur S_2 du voltmètre à lampe sur la position 10 V et S_1 en a.

On agira ensuite sur P_2 placé à l'entrée de V_1 de façon que l'aiguille de MA soit à la division 50.

Placer ensuite S_1 en b et régler le potentiomètre P_3 jusqu'à obtention de la même déviation, c'est-à-dire l'aiguille devant la division 50. Cela indique 0,5 mA sur MA et 50 % de modulation.

Pour des modulations inférieures à 10 % placer S_2 en position 1 V. Une modulation de 10 % correspondra à la division 100 de MA dans ce cas.

Mesure de l'intermodulation.

Notre appareil est maintenant étalonné et on peut procéder à la mesure de l'intermodulation.

Puissance de sortie.

Considérons un amplificateur A monté comme le montre la figure 6 entre la sortie B et l'entrée EA.

Disposons S_2 sur la position 4/1.

Remarquer que l'amplificateur à étudier est généralement terminé par un étage de puissance alimentant un haut-parleur connecté au secondaire du transformateur de sortie. On remplacera le haut-parleur par une résistance R ayant la même valeur que l'impédance de la bobine mobile, par exemple 2,5, 4, 8, 15 Ω . Cette résistance R doit être de puissance élevée, de même valeur que celle fournie par l'amplificateur au haut-parleur à pleine puissance.

Placer ensuite S_1 en position c et régler le potentiomètre du volume de l'amplificateur à mesurer jusqu'à obtention de la puissance pour laquelle on veut effectuer

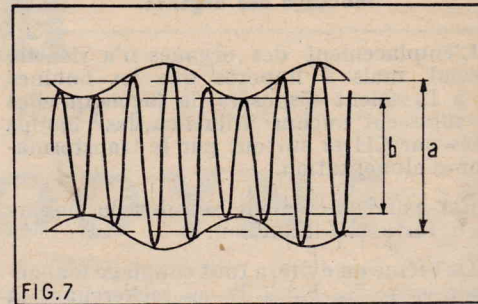


FIG.7

la mesure, par exemple 50 mW ou 10 W ou plus. Cette puissance peut être déterminée par la lecture de la tension mesurée par le voltmètre électronique. e est la tension indiquée par le voltmètre électronique, la puissance moyenne dissipée dans R est e^2/R . La tension de sortie n'est pas sinusoïdale, mais se compose d'un mélange de deux tensions de fréquences différentes et sa valeur de pointe est supérieure à la valeur efficace d'une tension sinusoïdale ayant la même valeur efficace.

Pour connaître la valeur efficace, on effectuera les corrections suivantes : multiplier la lecture par 1,3 lorsque S_2 est en position 4/1 et par 1,6 pour S_2 en position 1/1.

Lorsqu'on mesure le pourcentage d'intermodulation des amplificateurs de tension la tension mesurée à la sortie du dernier étage sur la charge R sera également corrigée comme indiquée plus haut.

Nous sommes donc maintenant, en mesure de déterminer la puissance de sortie de l'amplificateur à examiner.

Soit, par exemple 10 W, la puissance modulée et $R = 8 \Omega$. Plaçons S_2 en position 4/1. L'indicateur MA se place sur 6,9 et la vraie valeur est $6,9 \times 1,3 = 9 \text{ V}$.

Régler P_2 pour que le voltmètre indique la moitié du maximum (division 50 correspondant à 0,5 mA) et placer S_1 sur a. L'indication de MA indique le pourcentage d'intermodulation.

Un très bon amplificateur donnera un pourcentage d'intermodulation de 0,5 à 1 %.

La tension maximum de sortie de l'amplificateur à étudier est de 0,8 V avec S_2 en position 4/1 et de 0,2 V avec S_2 en position 1/1. Dans cette position on mesure le pourcentage d'intermodulation des préparateurs ou la tension de sortie est faible.

Le voltmètre électronique est utilisé comme appareil indépendant en plaçant S_1 en position e. Dans ce cas, la tension mesurée sera appliquée à l'entrée E.V.

Bobinages.

L_1 et L_2 sont bobinées sur un mandrin à noyau réglable de diamètre du mandrin est de 9 mm. Le nombre des spires est 1.600. Fil émaillé de 0,25 mm de diamètre, bobinage régulier à spires jointives à plusieurs couches, longueur du bobinage, 22 mm.

L_4 est réalisé comme L_1 et L_2 , mais possède 500 spires supplémentaires entre la grille et la masse. La bobine L_3 a un coefficient de self-induction de 5 henrys. Le transformateur est d'un modèle fournissant environ 40 mA redressés. La tension au point HT2 doit être de 200 V environ. Modifier la valeur de R_1 éventuellement pour cette tension de 200 V soit obtenue à 500 V.

Le bobine de filtrage CH est d'un type normal de 5 H prévue pour 40 mA.

FLASH ÉLECTRONIQUE

FUNCTIONNANT A L'AIDE DE TRANSISTORS

L'emplacement des organes n'a rien de spécial, mais il importe que les bobines L₁ à L₄ soient disposées de façon qu'elles ne subissent aucune influence des champs créés par CH et surtout par le transformateur d'alimentation.

Est particulièrement sensible la bobine L₃ à forte self-induction.

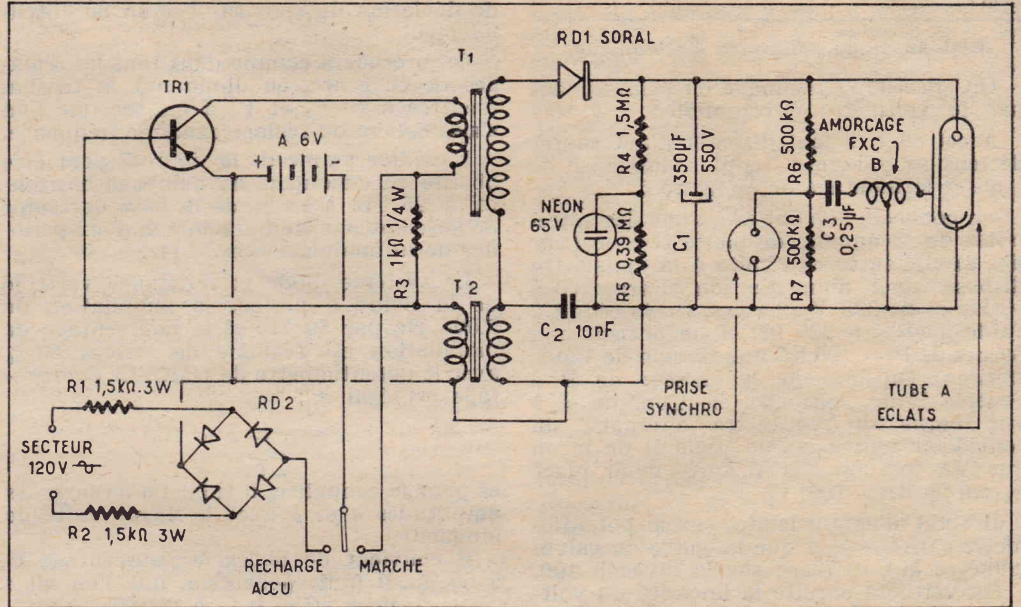
De même on évitera tout couplage magnétique entre L₄, L₁ et L₂ en recherchant la meilleure orientation des champs magnétiques et au besoin en blindant une, deux ou les trois bobines, ou encore en disposant L₄ sous le châssis et L₁ et L₂ sur le châssis (du côté des lampes) et en plaçant ces deux bobines à 10 cm l'une de l'autre, avec les champs à angle droit.

Comme dans tous les appareils de mesure, c'est surtout la réalisation matérielle qui est délicate, beaucoup plus que l'établissement du schéma. Il faut posséder une excellente pratique de la construction des appareils de mesure pour réussir à réaliser un montage de ce genre.

Pour terminer, résumons le principe du fonctionnement de cet appareil.

La tension à 7.000 Hz engendrée par V₄ et L₄ est modulée par la tension à 50 Hz. Le signal composite est appliqué à l'entrée de l'amplificateur A dont on veut mesurer l'intermodulation. Cet amplificateur crée des signaux parasites qui s'ajoutent au signal à 7.000 Hz modulé à 50 Hz.

Le signal total est analysé par le montage de la figure 1. Il est amplifié et on élimine tous les signaux aux fréquences fondamentales en ne laissant passer que les signaux parasites dus à l'intermodulation.



De nombreux lecteurs nous ont demandé si un tel appareil fonctionnant à l'aide de transistors était réalisable. Voici tous les éléments du problème.

HT obtenue par convertisseur à transistors alimenté sur accu 6 V.

307.1. — Caractéristiques générales.

- Energie de décharge (V = 450 V C = 350 μF)..... 35 joules
- Tension maximum de fonctionnement..... 450 à 500 V
- Temps de charge à 400 V..... 7 s
- Alimentation BT..... accu 6 V ; 0,6 A/h
- Courant de recharge accu..... 40 mA
- Durée maximum de recharge accu..... 15 heures

| | Résistances | | Condensateurs | |
|----|-------------|---------|---------------|--|
| R1 | 1.500 | (3 W) | C1 | 350 μF (chimique pour flash 500-550 V) |
| R2 | 1.500 | (3 W) | C2 | 10.000 pF (papier 1.500 V) |
| R3 | 1.000 | (1/4 W) | C3 | 0,25 μF (papier 1.500 V) |
| R4 | 1,5 M | (1/4 W) | | |
| R5 | 0,39 M | (1/4 W) | | |
| R6 | 500 K | (1/4 W) | | |
| R7 | 500 K | (1/4 W) | | |

- A accu 6 V Voltbloc, type 5 Bo-500.....
- B bobine d'amorçage sur bâtonnet ferroxcube rapport de transformation..... n = 90
- I inverseur.
- N néon 65 V
- S prise de synchronisation.
- Tu tube à éclats - tension d'utilisation..... 500 V
- Rd1 redresseur soral 2 LT 24 R10.
- Rd2 cellule redresseuse en pont..... 6 V 60 mA

Transistor :

TR1 THP 45.

Transformateurs :

- T1 transformateur sur circuit magnétique ferroxcube 2E..... 40 × 35 mm
rapport de transformation..... n = 90
- T2 transformateur sur circuit magnétique tôle silicium (2,6 W).. 27 × 23 mm
rapport de transformation..... n = 5,35

LES PELLICULES SONT CHÈRES ! NÉ LES GASPILÉZ PAS !

Évitez les échecs et la médiocrité en lisant : LA PHOTOGRAPHIE A LA PORTÉE DE TOUS

par PIERRE DAHAN

Un volume entièrement remis à jour
de 144 pages et 80 illustrations.

Grâce à sa documentation complète sur les appareils, les prises de vues, les temps de pose, l'installation du laboratoire, les accessoires, les agrandissements, les formules des différents types de révélateurs, fixateurs, renforçateurs, etc..., etc... cet ouvrage sera votre guide indispensable pour obtenir des résultats impeccables.

PRIX : 200 francs

Ajoutez pour frais d'envoi 30 francs et adressez commande à la Société Parisienne d'Édition, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e par versement à notre compte chèque postal Paris 259-10 en utilisant la partie «Correspondance» de la formule du chèque. Aucun envoi contre remboursement. Ou demandez-le à votre libraire qui vous le procurera. (Exclusivité Hachette)

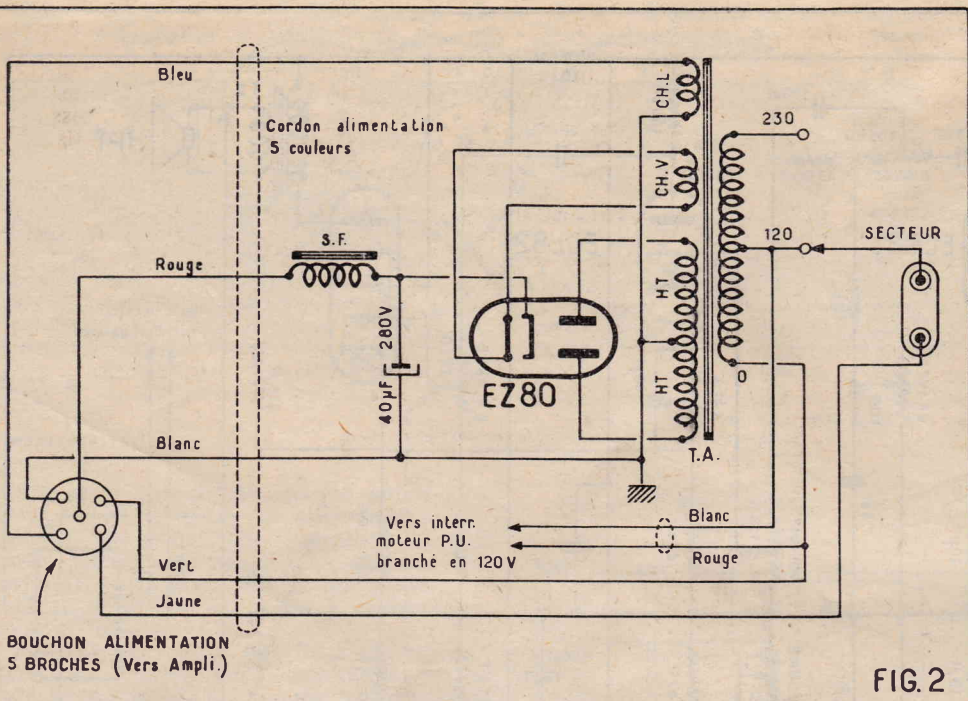


FIG. 2

Description d'une chaîne.

Le circuit grille de la triode ECC81 comporte une résistance de fuite de 1 M Ω . La polarisation de cette lampe se fait par une résistance de cathode de 2.200 Ω shuntée par un condensateur de 10 μ F. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 100.000 Ω . De la plaque de la lampe part un condensateur de liaison de 20 nF. A la suite de ce condensateur, nous trouvons le dispositif de contrôle séparé des graves et des aiguës qui est inclus dans le système de liaison avec l'étage suivant. Le dosage des aiguës est opéré par un potentiomètre de 100.000 Ω en série avec une résistance de 470.000 Ω . La portion comprise entre le curseur du potentiomètre et la sortie de la résistance est shuntée par un condensateur de 100 pF. On comprend que suivant la position du curseur la transmission des fréquences élevées est favorisée par le condensateur au détriment des fréquences graves. Le dosage des graves est obtenu par une dérivation vers la masse comprenant une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 5 nF shunté par un potentiomètre de 1 M Ω monté en résistance variable. Suivant la position du curseur de ce potentiomètre, le condensateur dérive plus ou moins vers la masse les fréquences aiguës et celles du médium alors qu'il agit très peu sur les fréquences basses.

A la suite du dispositif de tonalité, nous trouvons le potentiomètre de volume contrôlé, dont le curseur attaque la grille de la triode ECL82.

Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 2.200 Ω shuntée par un condensateur de 10 μ F. Entre la base de cet ensemble de polarisation et la masse est insérée une résistance de 47 Ω , qui entre dans la composition d'un circuit de contre-réaction. La charge plaque est encore une résistance de 100.000 Ω . Notons dans la ligne HT de ces deux étages amplificateurs la présence d'une cellule de découplage formée d'une résistance de 10.000 Ω et de deux condensateurs de 20 μ F. Cette cellule est d'ailleurs commune aux deux chaînes.

La liaison entre la plaque de la triode et la grille de commande de la pentode ECL82 se fait par un condensateur de 20 nF, un potentiomètre de 50.000 en série et une résistance de 47.000 Ω . Potentiomètre et résistance constituent la résistance de fuite. La grille de la pentode est reliée au curseur du potentiomètre. Comme tous les autres éléments, ce potentiomètre existe dans les deux chaînes. Il s'agit en réalité d'un potentiomètre double dont les curseurs sont commandés par le même axe. Détail très important, les deux sections sont câblées en opposition. De cette façon, lorsque la manœuvre a pour effet d'augmenter le volume sonore d'une chaîne, elle diminue celui de l'autre chaîne. Cette disposition permet de trouver un réglage qui assure pour les deux chaînes une puissance acoustique rigoureusement identique, ce qui est une condition essentielle pour obtenir l'effet stéréophonique. En raison de son rôle, on donne à ce double potentiomètre le nom de « balance ». Les potentiomètres de volume sont également couplés sur le même axe, mais ils agissent dans le même sens, c'est-à-dire qu'ils augmentent ou diminuent la puissance en même temps pour les deux chaînes.

Revenons à l'étage final. La pentode est polarisée par une résistance de cathode de 470 Ω qui, n'étant pas découplée, procure une contre-réaction d'intensité réduisant les disproportions de l'étage. Pour chaque chaîne, le haut-parleur est un elliptique 16 x 24 à aimant permanent. Les transfos de sortie ont une impédance primaire de 5.000 Ω . Un circuit de contre-réaction formé de la résistance de 47 Ω déjà mentionnée et d'une 200 Ω englobe toute la partie de l'amplificateur comprise entre le secondaire du transfo de HP et la cathode de la triode ECL80.

Le schéma de l'alimentation est donné à la figure 2. Ainsi que vous pouvez en juger, celle-ci est des plus classiques. Elle comprend un transformateur, une valve Ev80, une cellule de filtrage composée d'une self, d'un condensateur d'entrée de 40 μ F et d'un condensateur de sortie de 20 μ F qui figure sur le schéma de l'amplificateur.

Le moteur du tourne-disque est branché sur la portion 120 V du primaire du transfo d'alimentation. De cette façon, le répartiteur de tension de ce dernier assure également la commutation du moteur sur 120 ou 230 V.

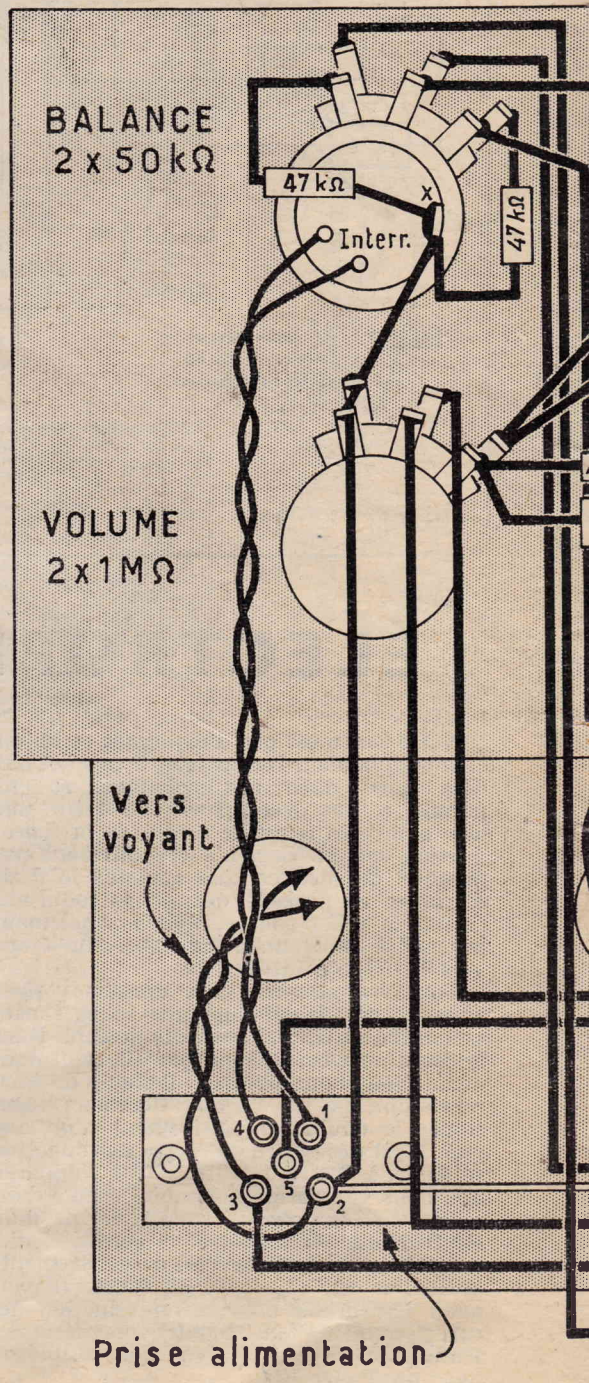
Réalisation pratique. L'amplificateur (fig. 3 et 4).

Sur le châssis de l'ampli on fixe les supports de lampes, les prises, : Tuner, « Magnée

to », « PU stéréo », « alimentation », et les relais A, B, et C. Sur la face avant on monte les potentiomètres de commande et le commutateur à deux galettes. Enfin, sur le dessus on dispose le condensateur électrochimique 2 x 20 μ F et les deux transfos de HP.

L'équipement terminé, on exécute le câblage. On pose d'abord la ligne de masse, qui est un fil nu reliant la broche 2 à la prise d'alimentation et la cheminée des trois supports de lampe. A cette ligne de masse, on réunit la broche 5 des supports ECL82 et la broche 9 du support ECC81, reliée elle-même au châssis. On relie ensemble les broches 4 et 5 du support ECC81. Avec du fil de câblage isolé, on connecte la broche 3 de la prise d'alimentation et la broche 4 des trois supports de lampe. Encore avec du fil de câblage on relie la broche 5 de la prise « Alimentation » à la cosse a du relais A, et cette cosse a aux broches 7

FIGURE 3



Prise alimentation

des supports ECL82. Avec une torsade de fil de câblage on réunit les broches 1 et 4 de la prise « Alimentation » à l'interrupteur. On relie à la ligne de masse la broche 2 des prises « Magneto », « Stéréo », « Tuner » et le rail D du commutateur. Les paillettes 1, 2, 3 de cette section D sont reliées ensemble, à la paillette 4 de la section B et à la broche 1 de la prise « Magneto ». Sur l'autre galette on réunit les paillettes 2 et 3 des sections A et C, les paillettes 1, 2, 4 de la section B avec le rail de la section C. On réunit aussi les rails A et B. La broche 1 de la prise Tuner est connectée à la paillette 1 de la section A. Le rail B est connecté à la broche 2 du support ECC81. La paillette 4 de cette section est connectée à la broche 2 du même support. On soude une résistance de 2,2 M Ω en parallèle avec un condensateur de 47 pF entre la paillette 2 de la section A et la broche 1 de la prise « Stéréo » et un ensemble identique entre

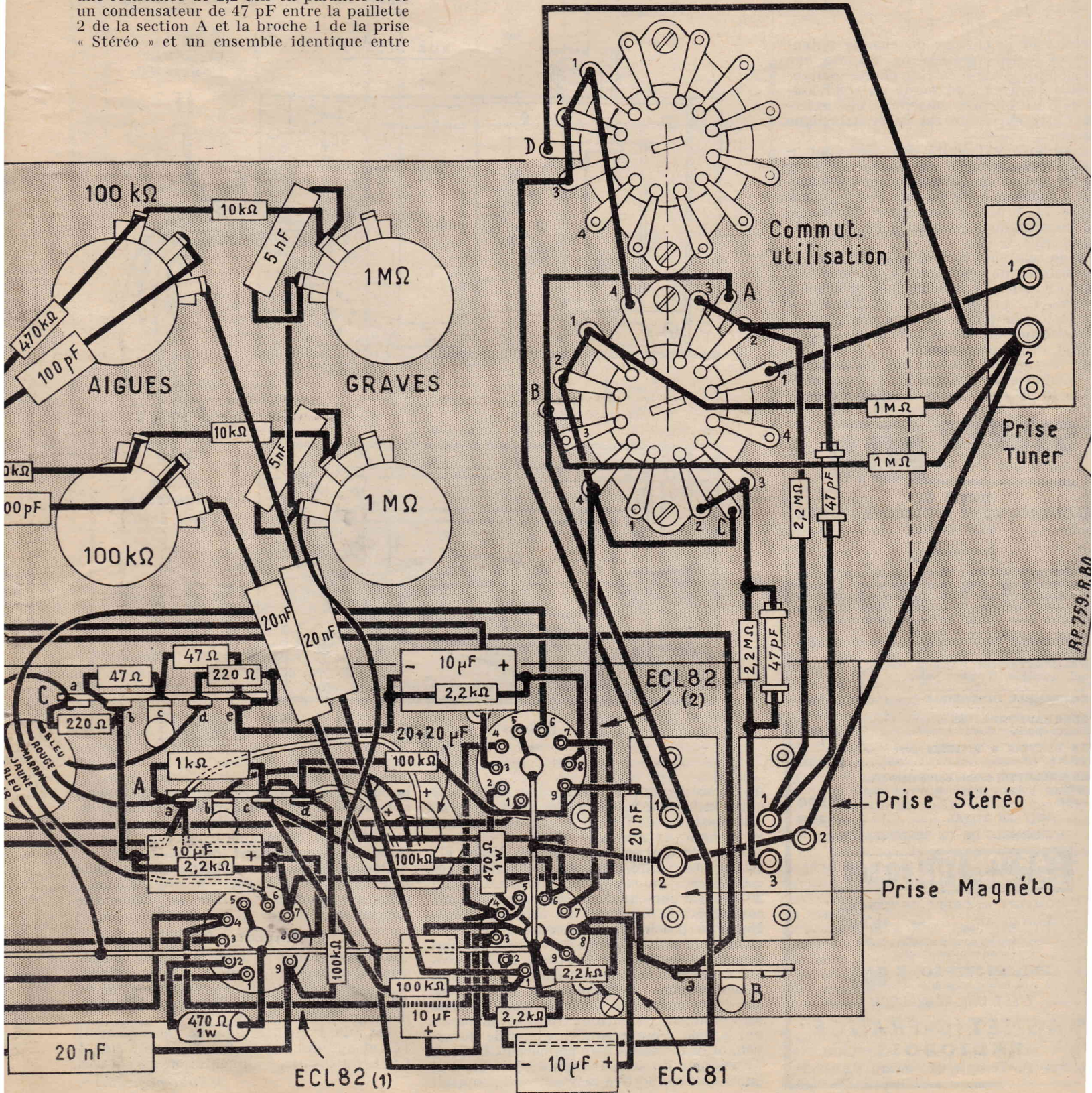
la paillette 3 de la section C et la broche 3 de la prise « Stéréo ». On soude une résistance de 1 M Ω entre la broche 2 de la prise « Tuner » et le rail B et une résistance de même valeur entre cette broche et la paillette 1 de la section B.

Sur le support ECC81 on soude : une résistance de 2.200 Ω et un condensateur de 10 μ F entre la broche 3 et la ligne de masse, une résistance et un condensateur de mêmes valeurs entre la broche 8 et la ligne de masse, une résistance de 10.000 Ω entre la broche 1 et la cosse c du relais A, une résistance de même valeur entre la broche 6 et la cosse c du relais A, un condensateur de 20 nF entre la broche 1 et une extrémité d'un des potentiomètres de 100.000 Ω , un condensateur de même

valeur entre la broche 6 et une extrémité de l'autre potentiomètre de 100.000 Ω .

On soude le fil négatif du condensateur $2 \times 20 \mu$ F sur la patte du relais A, des fils positifs sur la cosse a de ce relais et l'autre sur la cosse d. Les cosses c et e sont réunies. On soude une résistance de 1.000 Ω entre les cosses a et c.

Sur la seconde extrémité de chaque potentiomètre de 100.000 Ω (aiguës) on soude une résistance de 470.000 Ω . Ces résistances aboutissent chacune à une des extrémités des potentiomètres de volume (2×1 M Ω). On soude un condensateur de 100 nF entre le curseur de chaque potentiomètre de 100.000 Ω et celle des extrémités des potentiomètres de volume qui a déjà la résistance de 470.000 Ω . Entre c



RP.759.R.R.

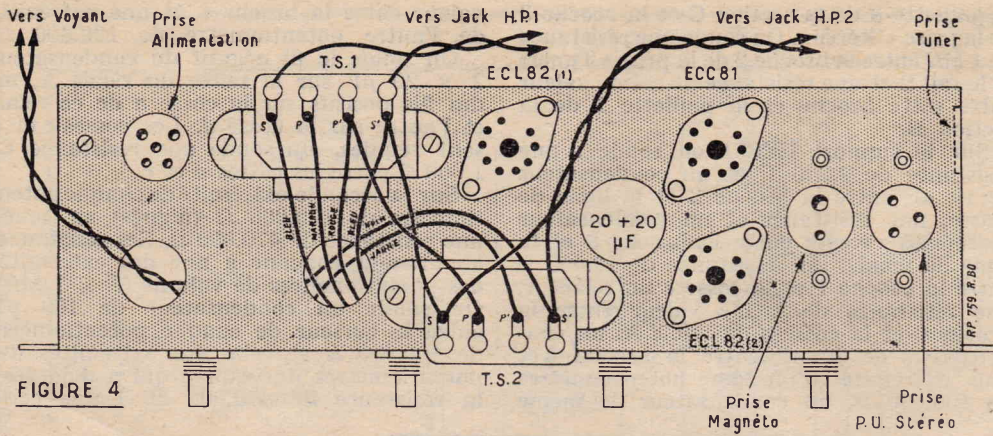


FIGURE 4

ECL82 (2). Entre l'extrémité encore libre de chacun de ces potentiomètres et la ligne de masse on soude une résistance de 47.000 Ω.

Sur le relais C on soude : une résistance de 47 Ω entre la cosse b et la patte de fixation, une résistance de même valeur entre la cosse e et la patte de fixation, une résistance de 220 Ω entre les cosses e et b et une de même valeur entre les cosses d et e.

La cosse P du transfo de HP (TS2) est relié à la cosse P' du transfo TS1, laquelle est connectée à la cosse a du relais A. La cosse P de TS1 est reliée à la broche 6 du support ECL82 (2), la cosse P' de TS2 à la broche 6 du support ECL82 (1). La cosse S de TS2 est connectée à la cosse S' de TS1, laquelle est réunie à la ligne de masse. La cosse S' de TS2 est connectée à

extrémité et le curseur de chaque potentiomètre 1 MΩ (graves) on dispose une résistance de 10.000 Ω. Sur chaque potentiomètre « graves » on soude un condensateur de 5 nF entre le curseur et une extrémité. Cette extrémité est reliée à la ligne de masse.

La seconde extrémité des deux potentiomètres de volume est connectée à la ligne de masse et au boîtier du potentiomètre « Balance ». Le curseur de l'un d'eux est relié à la broche 1 du support ECL82 (1) et le curseur de l'autre à la broche 1 du support ECL82 (2).

Sur le support ECL80 (1) on soude : une résistance de 2.200 Ω et un condensateur de 10 μF entre la broche 8 et la cosse b du relais C, une résistance de 100.000 Ω entre la broche 9 et la cosse d du relais A, une résistance de 470 Ω 1 W entre la broche 2 et la ligne de masse.

Sur le support ECL82 (2) on soude : une résistance de 2.200 Ω et un condensateur de 10 μF entre la broche 8 et la cosse e

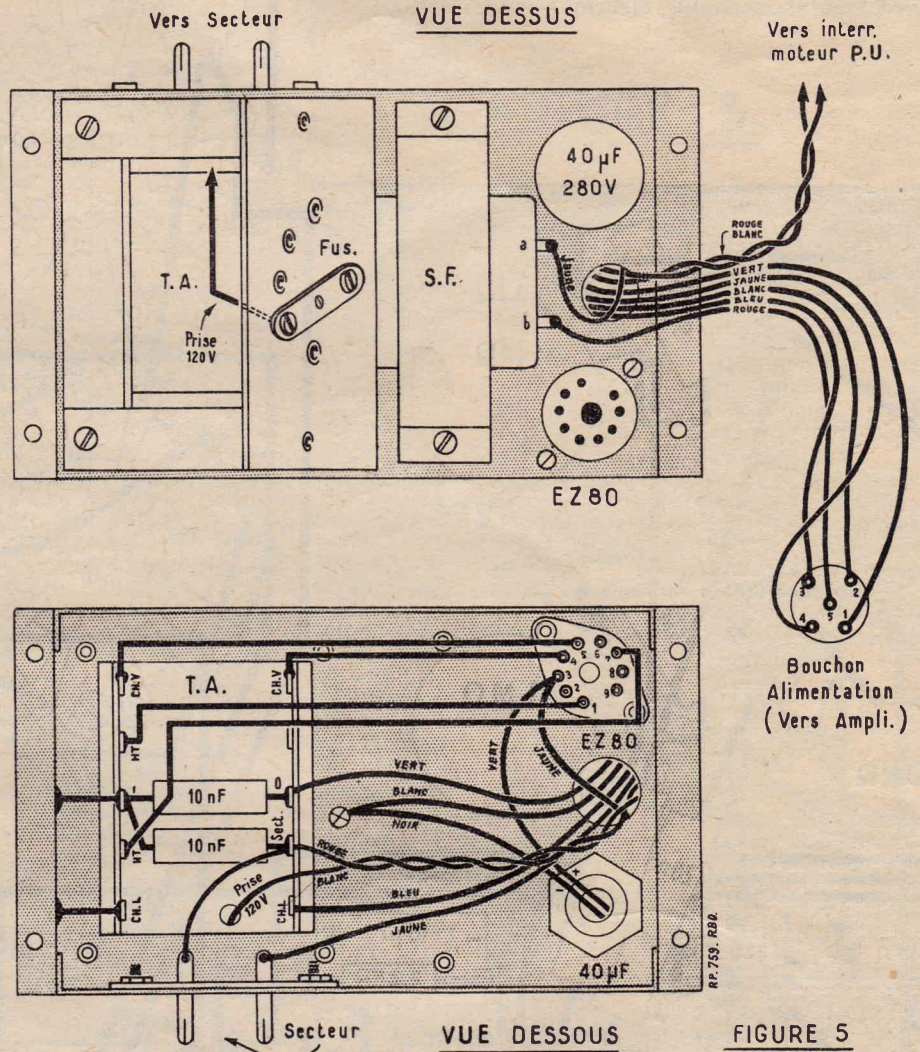


FIGURE 5

du relais C, une résistance de 100.000 Ω entre la broche 9 et la cosse d du relais A, une résistance de 470 Ω 1 W entre la broche 2 et la ligne de masse.

Entre la broche 9 du support ECL82 (1) et une extrémité d'un des potentiomètres « Balance » on soude un condensateur de 20 nF. Le curseur de ce potentiomètre est connecté à la broche 3 du même support. Entre la broche 9 du support ECL82 (2) et la cosse a du relais B on dispose un condensateur de 20 nF. La cosse a du relais est connectée à une extrémité du second potentiomètre « Balance ». Remarquez que cette extrémité est à l'opposé de celle du premier potentiomètre « Balance » qui a déjà reçu le condensateur de 20 nF venant de la broche 9 du support ECL82 (1). Le curseur du second potentiomètre « Balance » est connecté à la broche 3 du support

la cosse a du relais C et la cosse S de TS1 à la cosse c du même relais. A l'aide de cordons à deux conducteurs, on relie les cosses S et S' de chaque transfo de HP aux jacks de branchement des deux HP.

Pour terminer le câblage de l'amplificateur il reste à relier le voyant lumineux aux broches 2 et 3 de la prise « Alimentation ».

L'alimentation (fig. 5).

L'alimentation est réalisée sur un châssis séparé, sur lequel on monte la prise secteur, le support de lampe, le condensateur de 40 μF, 280 la self de filtre et le transformateur d'alimentation.

On relie le point milieu de l'enroulement HT et une des extrémités de l'enroulement CH.L du transfo d'alimentation au châssis.

(Suite page 65.)

STÉRÉO SON

DEVIS DE L'ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE VÉRITABLE

décrit ci-contre

★ **L'AMPLIFICATEUR** : Tôlerie spéciale avec cadran luxe gravé et boutons. Le contacteur, les 8 potentiomètres. Supports, fiches. Résistances et condensateurs - Chimiques. Transfos de sortie et lampes doubles. Jacks - Voyant. Relais, fils, câble et soudure.

L'ENSEMBLE INDIVISIBLE (à câbler) **9.385**

★ **L'ALIMENTATION** : Tôlerie, transfo, self, chimique. Supports, valve.....

L'ENSEMBLE INDIVISIBLE (à câbler) **3.950**

★ **LES 2 HAUT-PARLEURS** inversés à gros aimant spécial « Stéréo » avec fiches... **4.460**

★ **LA PLATINE 4 VITESSES** avec tête « Stéréo » Ronette... **12.000**

★ **LA MALLETTE**, double baffle amovible, gainage Vulcano plastique grand luxe 2 tons... **12.500**

SOIT AU TOTAL **42.295**

L'ENSEMBLE DE CE MATÉRIEL EN

CARTON STANDARD KIT 40.500

COMPLÉT, en ORDRE DE MARCHÉ
Garanti UN AN... **48.500**

Supplément pour nouvelle platine semi-professionnelle

PHILIPS-STÉRÉO 5.800
à t te interchangeable

C'EST UNE RÉALISATION

MAGNÉTIC-FRANCE
RADIOBOIS

175, rue du Temple (2^e cour), PARIS-3^e

UNE SOLUTION GÉNÉRALEMENT MÉCONNUE : LE VFO - HÉTÉRODYNE

par J. NAEPELS

Nous n'apprendrons rien aux fidèles lecteurs de cette chronique en rappelant l'idée directrice suivante que nous nous efforçons toujours de ne pas perdre de vue lorsque nous étudions la conversion d'appareils des surplus pour le trafic amateur : éviter, dans toute la mesure du possible de bricoler les circuits oscillants HF. Ces appareils, il ne faut pas l'oublier, ont en effet été réalisés par de puissantes entreprises, disposant de laboratoires parfaitement équipés et d'ingénieurs hautement compétents. Leur étalonnage — leurs cadrans sont le plus souvent gradués en fréquences — et leur stabilité constituent leurs principales qualités. Or, modifier les bobinages revient obligatoirement à détruire l'étalonnage et, souvent, à compromettre la stabilité.

Le problème consiste le plus souvent à faire fonctionner un appareil couvrant une gamme de fréquences donnée sur une autre gamme pour laquelle il n'a pas été prévu. Un montage auxiliaire changeur de fréquence apporte la solution. En réception, ce montage est le convertisseur à oscillateur local fixe précédant le récepteur fonctionnant en moyenne fréquence variable. Nous nous sommes suffisamment étendus sur ce procédé — tout récemment encore, à propos des « RF Units » — pour ne pas avoir à y revenir pour le moment. Nous tenons par contre à attirer tout spécialement l'attention des amateurs sur la possibilité d'appliquer le même procédé au pilotage d'un émetteur : le convertisseur à oscillateur local fixe s'appelle alors « VFO-hétérodyne ».

Ce genre de VFO est connu depuis fort longtemps. Il nous souvient d'en avoir vu un décrit dans un numéro de 1938 de la revue américaine *Radio*, de San Francisco. Depuis lors des variantes du système ont périodiquement été publiées, surtout dans les revues anglo-saxonnes, mais n'ont pas connu grand succès auprès des amateurs. Comme le double changement de fréquence,

le VFO-hétérodyne s'est heurté au mur de la routine et des idées préconçues ; comme lui aussi, on peut prévoir qu'il ne tardera pas à connaître un succès justifié : de grands constructeurs américains d'émetteurs de trafic viennent en effet de reconnaître ses mérites et de l'utiliser dans leurs appareils.

La figure 1 montre le schéma de principe d'un VFO-hétérodyne, conçu pour faire ressortir la grande similitude existant avec la partie changement de fréquence et MF d'un récepteur superhétérodyne classique. La seule différence réside dans le montage de la partie hexode de V1 (6E8, ECH3, ECH42 ou ECH81). S'il s'agissait d'un récepteur, la grille de commande de cette hexode recevrait l'oscillation arrivant de l'antenne et devant battre avec celle de l'oscillateur local. Dans le cas présent, nous remplaçons le signal d'antenne par une seconde oscillation locale. Pour cela, la partie hexode est montée en oscillateur Pierce modifié, un quartz étant branché entre la grille de commande et l'écran. Un exemple numérique fera immédiatement comprendre le fonctionnement du système.

Supposons que le quartz oscille sur 9.000 kHz et que l'oscillateur à fréquence variable couvre de 5.000 à 5.500 kHz. On recueillera sur la plaque de V1 la différence des fréquences des deux oscillateurs, soit 3.500 kHz à 4.000 kHz (bande 80 m), ainsi que leur somme, soit 14.000 kHz à 14.500 (bande 20 m). Donc, pilotage sur deux bandes amateurs sans avoir à rien changer aux deux oscillateurs. Par contre, l'importance du filtre de bande L2-C5, L3-C6 apparaît immédiatement : c'est lui qui laissera passer la bande désirée et s'opposera au passage de l'autre. Ce filtre devra donc être commuté selon la bande à recevoir.

L'oscillation est ensuite amplifiée par la pentode V2 (la 6SK7 est parfaite dans ce rôle), puis appliquée par C9 sur la grille,

soit d'une autre amplificatrice intermédiaire, soit de la lampe PA de l'émetteur. Les valeurs de la plupart des résistances et capacités sont celles qui seraient utilisées avec les types de lampes employés en réception (changeuse et MF). En outre, on prendra $R5 = R4 = 50 \text{ k}$ et $C4 = 1.000 \text{ pF}$. La lampe V1 étant polarisée par ses oscillateurs, R2 et C2 pourraient sans inconvénient être omis et la cathode devra être directement mise à la masse.

Voyons d'abord les avantages du VFO-hétérodyne :

1° *Grande stabilité de la fréquence.* Chacun des oscillateurs fonctionne sur une fréquence éloignée de la fréquence de pilotage et est de ce fait insensible aux réactions de charge. La stabilité est particulièrement remarquable sur les bandes élevées en fréquences. En effet, alors qu'avec un VFO ordinaire on a recours à la multiplication de la fréquence de pilotage, ici on utilise l'addition ou la soustraction. Il n'y a donc pas de multiplication des variations de fréquence du VFO sur les bandes élevées.

Supposons un VFO classique oscillant dans la bande 80 m et attaquant par étages doubleurs un PA fonctionnant dans la bande 20 m. Une dérive de 5 kHz du pilote sera multipliée par 4 et se traduira par une variation de 20 kHz de la fréquence d'émission 20 m.

Si nous reprenons, par contre, notre exemple numérique précédemment donné pour expliquer le fonctionnement du VFO-hétérodyne, la somme des fréquences de l'oscillateur à quartz (9.000 kHz) et de l'oscillateur variable (5.000 kHz) nous donne directement 14.000 kHz, sans multiplication. Si l'oscillateur variable dérive de 5 kHz, la variation de fréquence restera de 5 kHz sur 20 m. Et l'avantage serait encore beaucoup plus marqué sur les bandes plus élevées (21 MHz et 28 MHz). Disons en passant qu'avec le développement de l'activité sur les bandes VHF, le pilotage par VFO deviendra bientôt une nécessité sur ces dernières et que le VFO-hétérodyne sera tout indiqué dans cet emploi en utilisant, soit des quartz modernes de fréquences très élevées, soit des quartz ordinaires en oscillation overtone (rien ne s'oppose d'autre part à ce qu'on utilise deux auto-oscillateurs, au lieu d'un seul et d'un oscillateur à cristal). En VHF, la multiplication de la dérive d'un VFO classique serait en effet prohibitive ;

2° *L'étalonnage du cadran est le même pour toutes les bandes.* Un kHz représente la même graduation du cadran sur n'importe quelle bande (comme en réception avec le double changement de fréquence « à la 75-A ») ;

3° Il résulte de ce qui précède que si l'on emploie une modulation de fréquence à bande étroite (NBFM), le contrôle de déviation n'a pas à être retouché d'une bande à l'autre, comme c'est le cas avec un VFO classique ;

4° *En télégraphie, le VFO-hétérodyne est idéal.* En effet, on peut laisser fonctionner en permanence l'oscillateur à fréquence variable sans que se produise la moindre

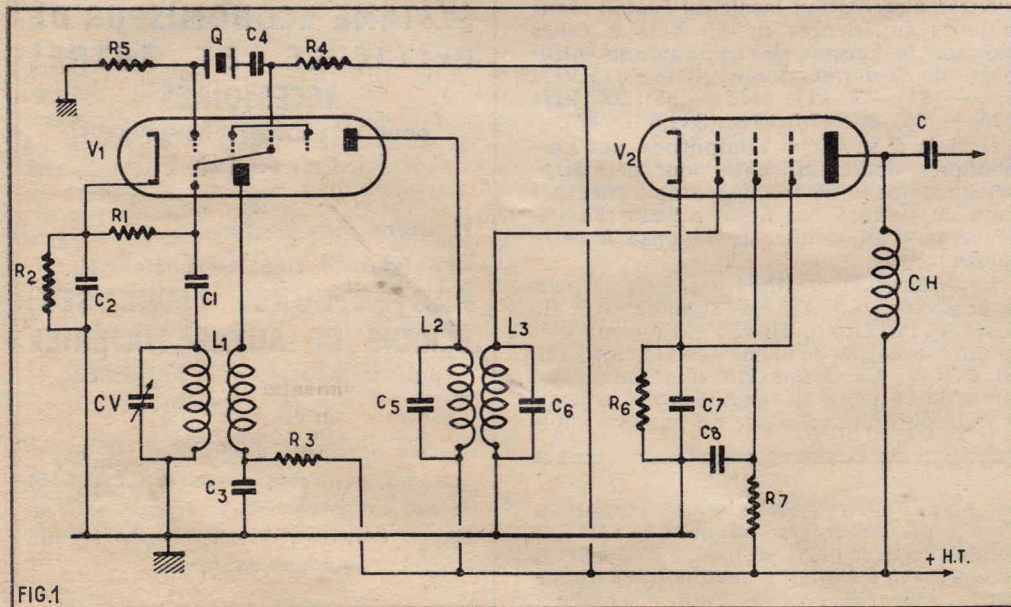


FIG.1

interférence dans le récepteur lorsque le manipulateur est levé, puisqu'il oscille en dehors de la bande. La manipulation peut s'effectuer soit sur l'oscillateur à cristal, soit sur l'étage intermédiaire, la note restant T9X (possibilité de « break-in » intégral);

5° Le VFO-hétérodyne semble bien être la réponse à l'irritant problème des interférences causées par les émetteurs dans les téléviseurs voisins (TV1). En effet, ces interférences sont souvent occasionnées par les étages multiplicateurs de fréquence de l'émetteur. En pilotant directement sur la fréquence d'émission, on les élimine radicalement... à la condition de ne pas en créer d'autres d'origine différente.

Nous en arrivons au revers de la médaille : les fréquences indésirables produites par le changement de fréquence. Lorsqu'on mélange deux fréquences dans un étage convertisseur, la résultante contient les deux fréquences initiales ainsi que celles constituant leur somme ou leur différence. Mais ce n'est pas tout.

En pratique, il existe également un nombre considérable d'harmoniques des fréquences initiales et des fréquences résultant du mélange de ces harmoniques entre elles (par exemple, trois fois une fréquence moins deux fois l'autre). Cela présente des difficultés, qui ne sont heureusement pas insurmontables, si l'on ne veut pas peupler l'éther de petits oiseaux.

Les précautions à prendre pour surmonter ces difficultés sont analogues à celles que nous avons eu l'occasion d'exposer à propos des convertisseurs en réception.

1° Il faut réduire au maximum l'amplitude de l'oscillation des deux oscillateurs, afin d'éviter toute surcharge de l'étage mélangeur, génératrice d'une profusion d'harmoniques, et de maintenir à un niveau aussi bas que possible l'amplitude des produits indésirables du changement de fréquence afin de pouvoir plus facilement ensuite les éliminer. Dans ces conditions, la fréquence de battement utilisable sera elle aussi de faible amplitude (comme c'est d'ailleurs le cas avec un VFO classique). Il faudra donc faire suivre le pilote d'un ou plusieurs étages amplificateurs afin de disposer d'une excitation suffisante du PA.

A la lumière de ce qui précède, nous voyons que le schéma de la figure 1 (donné à titre explicatif et nullement comme celui d'une réalisation recommandée) ne répond pas précisément à ces desiderata.

En effet, les deux oscillations et leur mélange se produisent dans une seule lampe, d'où difficultés de dosage et fonctionnement non optimum de la mélangeuse. Il vaudrait beaucoup mieux utiliser deux lampes oscillatrices séparées attaquant des grilles différentes d'une lampe mélangeuse indépendante, telle la 6BE6;

2° Il faut utiliser un nombre aussi élevé que possible de circuits accordés entre la mélangeuse et l'antenne pour atténuer au maximum de la bande passante les fréquences indésirables. A ce point de vue également, le simple filtre de bande figuré sur le schéma est nettement insuffisant;

3° Enfin, et cela est probablement le point le plus important, il faut choisir judicieusement les fréquences des deux oscillateurs de façon à obtenir que la majeure partie des fréquences indésirables tombe nettement en dehors des bandes amateurs. C'est là le point primordial à considérer lorsqu'on envisage la construction d'un VFO-hétérodyne.

Ayant posé aussi complètement que possible les données du problème, nous allons pouvoir par la suite aborder les applications du procédé sur les émetteurs des surplus. Certains de ces derniers, en effet (par exemple le WS-19) sont pilotés

FAÇON ORIGINALE D'ACCOUPLER LE BC 454 AU BC 453

L'amateur qui ne veut pas se priver de son passe-temps favori pendant ses vacances voit souvent son ingéniosité mise à rude épreuve : après de profondes cogitations, il s'est encombré de tout matériel devant, en principe, répondre à tous ses besoins, tout cela pour découvrir en fin de compte qu'il a omis d'emporter la pièce indispensable. L'auteur de ces lignes ne fait pas exception à la règle. Lors d'un départ hâtif, il avait embarqué deux récepteurs légers : l'excellent BC453 permettant l'écoute des stations de radiodiffusion GO et un BC454 couvrant la bande amateurs des 80 m. Malheureusement, la sélectivité de ce dernier appareil, non modifié, comme c'était le cas, laisse fort à désirer et le QRM (brouillages) rendait l'écoute des amateurs pratiquement impossible. L'idée d'utiliser le BC453 en Q fiver derrière le BC454 vint aussitôt mais il y avait une difficulté : la MF du BC454 est de 1.415 kHz alors que la gamme du BC453 (190 à 450 kHz) ne couvre pas cette fréquence. Faute du matériel nécessaire, il n'était pas question de modifier les bobinages HF et oscillateur de ce dernier appareil.

En torturant quelque peu les petites cellules grises, l'idée lumineuse permettant de résoudre ce problème en apparence insoluble jaillit brusquement. Suivez le raisonnement :

Pour convertir 1.415 kHz en 85 kHz (MF du BC453) il faut une oscillation locale de 1.500 kHz ou de 1.330 kHz (1.415 + ou - 85).

Pour couvrir la gamme de 190 à 550 kHz, l'oscillateur local du BC453 va de 275 à 635 kHz.

Or, il est bien connu qu'un oscillateur produit, en plus de sa fréquence fondamentale, des harmoniques dont l'amplitude va en décroissant dans la mesure où elles s'en éloignent.

Il apparaît que l'harmonique 3 de l'oscillateur du BC453 (825 à 1.905 kHz) et son harmonique 4 (1.100 à 2.500 kHz) donnent les deux fréquences de 1.500 kHz et de 1.330 kHz que nous recherchons. Les fréquences fondamentales sont : $500 \times 3 = 1.500$, $443 \times 3 = 1.330$, $375 \times 4 = 1.500$ et $322,5 \times 4 = 1.330$. Les fréquences d'oscillation locale du BC453 étant toujours supérieures de 85 kHz à celles lues sur le cadran, les graduations utilisables de ce dernier seront donc : 415 kHz (500 - 85), 358 kHz (443 - 85), 290 kHz (375 - 85) et 247,5 kHz (322,5 - 85).

Restait à savoir si l'amplitude des harmoniques serait suffisante pour permettre au changement de fréquence de s'effectuer dans de bonnes conditions. Seule l'expérience pouvait donner la réponse à cette question.

La réalisation pratique a été on ne peut plus simple. La 12SK7 seconde MF, la 12SQ7 et la 12A6 du BC454 ont été enlevées de leurs supports, de même que la 12SK7 HF du BC453. La connexion aboutissant au tétou de la 12K8 du BC453 a été enlevée et le tétou a été relié par un bout de câble

coaxial à la sortie « chaude » du secondaire du second transfo MF du BC454 en soudant l'extrémité du coaxe à la broche d'un vieux culot de lampe octale correspondant à la grille de commande de la seconde MF du BC454 à la place de laquelle il a été embroché. Tout cela est encore plus simple à réaliser qu'à expliquer. Pourtant les résultats ont dépassé toute attente, l'attelage des deux appareils permettant une réception parfaite de la bande 80 m.

Devant ce succès, nous avons par la suite essayé d'accoupler de la même façon un BC455 (ayant une MF de 2.830 kHz) au BC453. Cela impliquait l'utilisation des harmoniques 5 ou 6 de l'oscillateur local du BC453. Le résultat, à l'écoute de la bande des 40 m, a été beaucoup moins bon, l'amplitude de ces harmoniques se révélant insuffisante.

En résumé, on peut utiliser dans de bonnes conditions, selon le procédé que nous venons d'indiquer, jusqu'à l'harmonique 4 du BC453, ce qui revient à dire que cet appareil peut être accouplé à tout autre dont la MF n'est pas supérieure à 2.540 kHz. Le processus pourrait, très probablement s'appliquer à d'autres récepteurs GO à sélectivité poussée que le BC453.

J. NAEPELS.

COLLECTION les SÉLECTIONS de SYSTÈME "D"

Numéro 42

ENREGISTREURS

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

MICROPHONES

ÉLECTRONIQUE ET A RUBAN

Prix : 60 F

Numéro 47

FLASHES, VISIONNEUSES, SYSTÈME ÉCONOMISEUR DE PELLICULE ET AUTRES ACCESSOIRES

pour le photographe amateur.

Prix : 120 F

Numéro 48

Pour le cinéaste amateur :

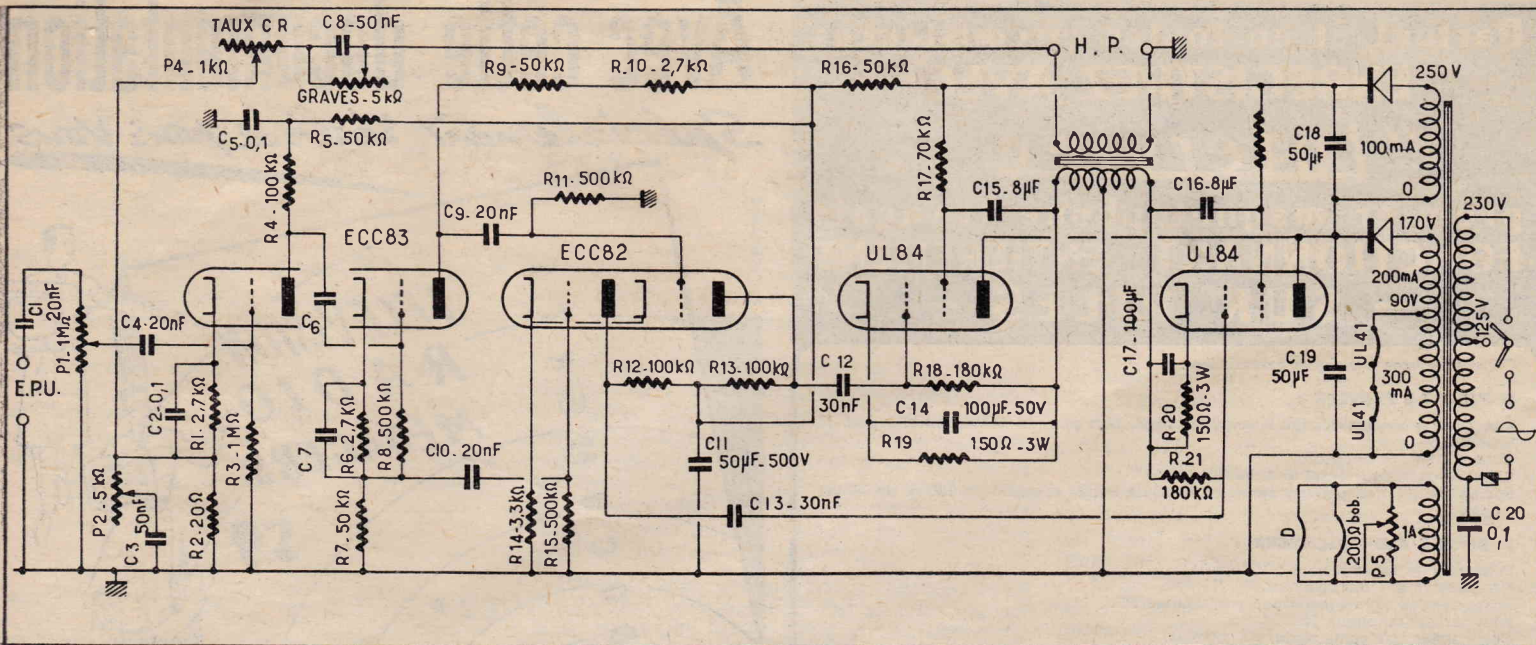
PROJECTEURS, TITREUSES, ÉCRANS ET AUTRE MATÉRIEL

pour le montage et la projection.

Prix : 60 F

Ajoutez pour frais d'expédition 10 F par brochure à votre chèque postal (C.C.P. 269-10) adressé à "Système D", 43, rue de Dunquerque, PARIS-X^e, ou demandez-les à votre marchand de journaux.

par VFO-hétérodyne. Nous comptons, d'autre part, montrer comment ce système permet de tirer parti au mieux d'émetteurs ne couvrant à l'origine aucune bande amateur.



RADIO-PHONO TRÈS HAUTE FIDÉLITÉ

Voici un ampli-phonos que nous conseillons vivement à nos lecteurs.

Sans mettre en œuvre des moyens extraordinaires et onéreux, il surprendra l'auditeur le moins averti par sa haute tenue musicale rarement égalée.

Disons sans plus attendre que ce dispositif, placé derrière un changeur de fréquence AM à détection cathodique biphase et à modulation de fréquence surtout, constituerait le *ne plus ultra* de la technique d'avant-garde.

Mais jetons un rapide coup d'œil sur notre schéma. Il peut a priori dérouter un peu par ses solutions d'un usage peu fréquent.

De cet examen, il ressort qu'on a fait appel ici à un déphasage très poussé (push-pull à charge cathodique, déphasage entre étages amplificateurs).

Chacun sait que, dans ces circuits, dits à cathode flottante, la charge se trouve insérée dans la cathode, la tension d'attaque appliquée entre grille et masse, la plaque reliée directement à la haute tension (c'est-à-dire, pour la haute fréquence, à la masse).

L'étage se trouve ainsi soumis à une contre-réaction à 100 %, c'est-à-dire qu'il n'amplifie pas.

Mais ce manque à gagner est largement compensé par une suppression totale de la distorsion, hantise des mélomanes.

Soit dit en passant, vous remarquerez que pour cette raison, nous disposons ici de trois étages (triodes amplificatrices BF) : Ces triodes, associées à l'emploi des résistances à couche (de préférence et si possible d'un wattage assez élevé) participeront à l'élimination du souffle des lampes.

Toujours en vue de ne pas diminuer le gain, nous n'emploierons pas de filtre de bande à l'entrée de l'amplificateur ; les graves et les aigus seront dosés uniquement par la contre-réaction dont le taux sera réglable et ajusté par un potentiomètre placé à l'intérieur du poste, seuls, les pot. graves et aigus étant manœuvrés de l'extérieur.

Voyons maintenant le schéma de plus près. Notre ampli comportera 4 tubes : 2 doubles triodes à cathodes séparées, puis

2 pentodes UL84 ; pas de tubes redresseurs, mais des redresseurs secs.

À l'entrée, un potentiomètre de puissance suivi d'un élément triode, en première préamplificatrice, montage tout à fait classique.

La contre-réaction est appliquée à partir de cet étage et porte sur l'ensemble. Un découplage normal par cellule additionnelle dans la plaque.

Le second élément de la première bi-triode sera utilisé en déphaseuse. Remarque importante : En série dans la cathode, nous avons $2.700 + 50.000 \Omega$ et dans le circuit plaque $2.700 + 50.000 \Omega$ également. Appliquez-vous à ce que les valeurs soient aussi identiques que possible, l'une à l'autre (tolérance à 1 % près si possible).

Notre second tube sera également une double triode.

Son rôle sera d'amplifier et répartir la tension d'attaque sur notre push-pull final. Cet étage n'a rien de particulier.

Alimentation.

Pas de valve, avons-nous dit, mais redresseurs secs.

Une seule alternance redressée. Rien n'empêcherait d'utiliser une valve biplaque, mais cette petite complication n'apporterait aucune amélioration. Notre transfo sera de conception un peu spéciale (1)

Un secondaire de chauffage 6,3 V pour les deux doubles triodes, un deuxième secondaire de 0 à 170 V avec prise à 90 V. pour le chauffage en série de nos deux tubes UL84. Un troisième secondaire 0 à 250 pour augmenter la tension maxima qui alimentera cet ensemble, eu égard aux résistances en série sur le parcours. Nous disposerons donc d'un voltage maximum de $170 + 250 = 420$ V, avant le dernier redressement et d'environ 500 V après redressement à la borne + du condensateur de filtrage. Il y aura donc lieu de ne pas employer de condensateurs isolés à 165 V naturellement.

Filtrage.

Les plaques de nos deux tubes UL84 sont alimentées sans filtrage préalable. Etant donné l'efficacité des filtrages qui

Passons à l'étage de puissance. Ici, nous voyons deux tubes dont la particularité nécessaire sera de débiter beaucoup sous un faible voltage. Cet étage fonctionnera en classe A, avec faible résistance de grille.

Une tension importante de grille à grille sera utile pour obtenir une puissance suffisante de ces tubes, de même que pour les tensions plaque, afin de pouvoir utiliser un découplage à forte impédance capable d'isoler grilles auxiliaires et plaque sans constituer un shunt.

Si l'on employait des tubes EL84, il serait prudent d'obtenir la tension de chauffage par un enroulement séparé. Ici, on pourra se contenter d'un chauffage en série (45 + 45 V) sans inconvénient.

Nota. — Notre transfo de modulation sera du modèle courant à prise médiane ; mais n'oubliez pas (à l'achat) que son primaire devra pouvoir supporter un débit relativement élevé puisque parcouru par la totalité du courant.

suivent, nous n'avons pas jugé nécessaire cette complication. Elle serait même superflue avec ce montage.

Remarquez par exemple l'importance des résistances et condensateurs en série sur l'ensemble des circuits HT.

Pour les écrans des UL84 : $50 \mu F + R 70.000 + 68 \mu F +$ demi-primaire transfo modulation.

En suivant (et pour les étages précédents) $50.000 \Omega + 50 \mu F$, etc.

Pour en terminer, disons qu'un tel ensemble sera obligatoirement complété par un haut-parleur de qualité. Notre choix se porterait, sans autre complication, sur un modèle à double cône (graves et aigus) placé à l'intérieur d'une ébénisterie largement dimensionnée. (par exemple $40 \times 60 \times 40$) et à parois épaisses, 2 cm. Les deux ouvertures pour ondes avant et ondes arrières, à l'avant de cette enceinte close, étant de même surface, et l'intérieur capitonné de feutre.

GUIARD

(1) Disons, pour les amateurs qui appréhenderaient de ne pouvoir se procurer un transfo spécial d'alimentation, qu'il est relativement aisé de le faire exécuter à la demande.

de découplage formée d'une résistance de 1000Ω et un condensateur de $8 \mu\text{F}$.

Le signal HF recueilli sur la plaque est transmis par un condensateur de 220 pF à un potentiomètre de 500.000Ω qui fait fonction de premier atténuateur. Son curseur de potentiomètre en attaque un second de 10.000Ω dont le curseur est relié à la prise coaxiale de « sortie HF ». La modulation BF est appliquée à la troisième grille de la EF9-1. Cette électrode est découplée au point de vue HF par un condensateur de 100 pF .

Le signal de modulation intérieur à 400 périodes est fourni par la lampe EF9-2. Examinons la constitution de cet oscillateur qui est assez particulière et paraîtra certainement inhabituelle à beaucoup de nos lecteurs.

Cette lampe est polarisée par une résistance de cathode de 4.000Ω découplée par $0,5 \mu\text{F}$. Sa grille écran est alimentée à travers une résistance de 400.000Ω découplée par un condensateur de 47 nF . Son circuit plaque contient une résistance de charge de 150.000Ω .

Jusqu'ici nous nous sommes vus en présence d'un étage amplificateur classique. Pour qu'une lampe oscille il faut reporter sur sa grille de commande le signal recueilli sur la plaque, de manière qu'il s'ajoute au signal initial. Il faut donc qu'il soit en phase avec le signal initial. Dans cette condition les tensions oscillantes sur la grille et dans le circuit plaque gardent une amplitude constante et l'oscillation est entretenue tant que la lampe est alimentée. Mais un signal appliqué à la grille provoque dans le circuit plaque un autre signal en opposition de phase, qui est contraire à la condition que nous venons d'énoncer. Il faut donc que le système de couplage qui assure le report inverse la phase. Dans les montages classiques cela est obtenu à l'aide de bobines couplées avec des sens convenables.

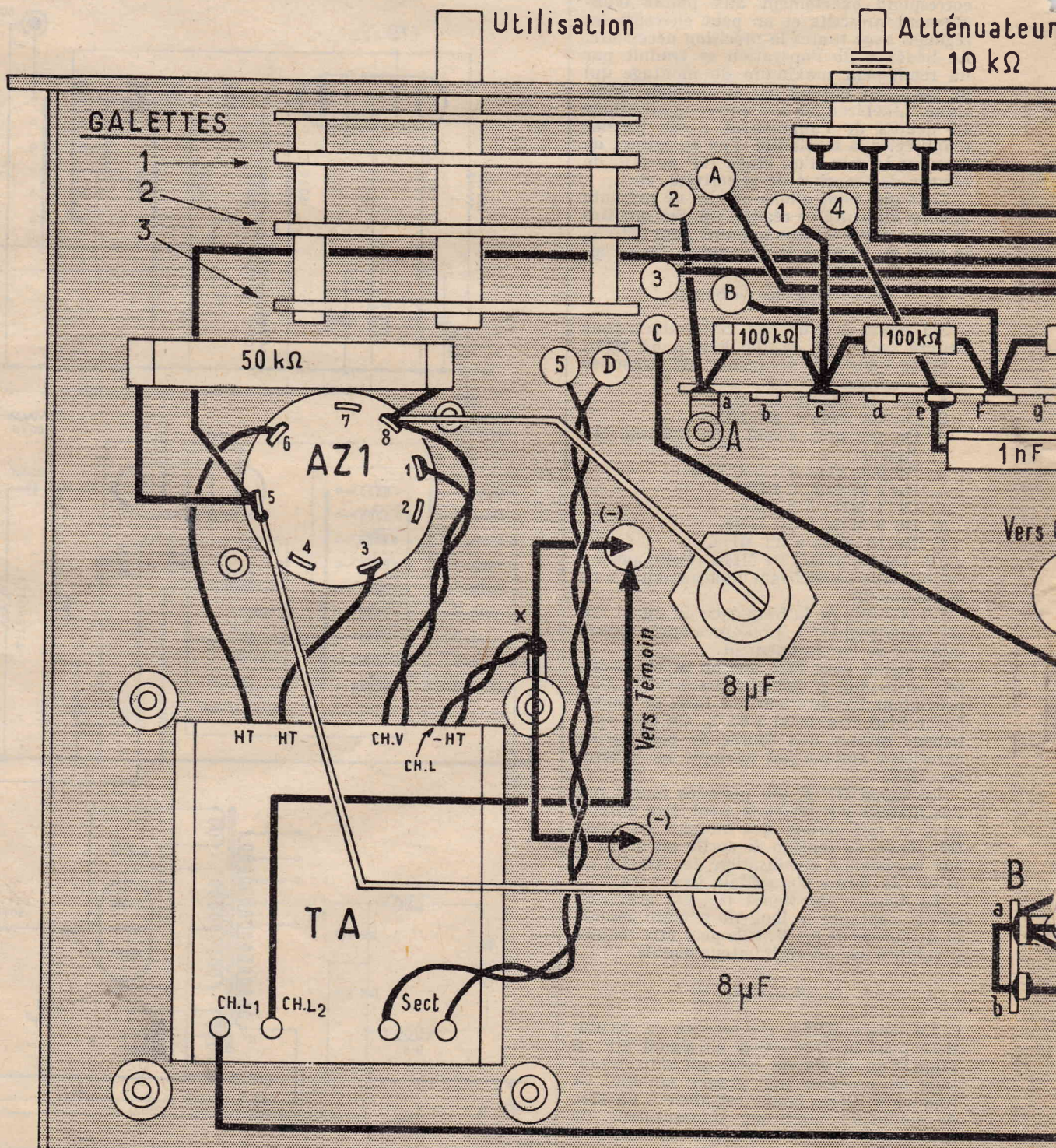
ici le dispositif est quelque peu différent. En partant de la grille nous voyons un condensateur de 100 nF , puis une résistance de 100.000Ω , puis un second condensateur de 1 nF , suivi d'une résistance de 100.000Ω , enfin un troisième condensateur de 1 nF , qui, pour certaines positions de la section C du commutateur « utilisation » est relié à la grille et une résistance de 100.000Ω également en dérivation vers la masse. Une cellule constituée par un condensateur et une résistance montée de cette

façon constitue un circuit différentiateur possédant de nombreuses propriétés intéressantes. En particulier, si on applique à son entrée une tension sinusoïdale, on recueille à la sortie une tension de même forme, mais en principe déphasée de 90° . Nous disons en principe, car en fait ce déphasage est plus faible et de l'ordre de 60° . Comme pour le cas qui nous occupe il nous faut un déphasage de 180° , trois cellules montées à la suite comme sur notre schéma donnent ce résultat. Le montage assure donc l'entretien des oscillations. Pour être complet disons que le déphasage correct n'a lieu que pour une seule fréquence déterminée par la valeur des condensateurs et des résistances. Ici les valeurs ont été choisies pour que la fréquence soit de 400 périodes. Les oscillations produites par le montage seront donc à 400 périodes. Elles ont l'avantage d'être parfaitement sinusoïdales donc pratiquement dénuées d'harmoniques.

Le signal BF recueilli sur la plaque de la EF9-2 est transmis par un condensateur de 22 nF à un pont diviseur formé d'une résistance de 300.000Ω et deux de 100.000Ω . Au sommet de la première 100.000Ω en partant de la masse on obtient une amplitude de signal BF correspondant à une modulation de 30% et au sommet de la seconde 100.000Ω un signal correspondant à une modulation de 60% .

Voyons maintenant le rôle du commutateur « utilisation ». En position BF la section C assure la liaison nécessaire à l'entretien des oscillations BF. La section B transmet ce signal BF à la prise « sortie BF », la section A met la troisième grille de la EF9-1 à la masse. On obtient donc sur la prise « sortie BF » le signal à 400 périodes qui permet des mesures en basse fréquence.

En position mod ext. la liaison entre grille et plaque de la EF9-2 est interrompue, il n'y a donc plus d'oscillation à 400 périodes. Par contre, la grille de cette lampe



est reliée à la prise « sortie BF » par la section C. La EF9-2 fonctionne alors en simple amplificatrice d'un signal BF issu d'un générateur extérieur. La section A du commutateur applique ce signal pris dans le circuit-plaque de la EF9-2 à la troisième grille de la EF9-1. On recueille donc sur la sortie HF un signal HF modulé par le générateur extérieur. En position 60 % l'oscillateur est de nouveau en service et le signal BF correspondant à une modulation de 60 % est appliqué à la troisième grille de la EF9-1. On obtient donc sur la sortie HF modulée à 400 périodes avec une profondeur de 60 %. En position 30 % les liaisons sont les mêmes mais le signal BF transmis à la troisième grille de la EF9-1 correspond à une modulation à 30 % de profondeur. En position HF, l'oscillation est supprimée, la troisième grille de la EF9-1 est mise à la masse. La sortie HF délivre donc un signal « entretenue pure ». La section D du commutateur fonctionne en interrupteur, c'est-à-dire coupe le courant du secteur en positions « arrêt ».

L'alimentation comprend un transformateur, une valve AZ1 et une cellule de filtrage constituée par une résistance bobinée de 50.000Ω et deux condensateurs de $8 \mu F$. Dans le circuit primaire du transfo d'alimentation on a prévu un filtre d'arrêt HF constitué par deux selfs de choc et deux condensateurs de $5 nF$ de manière à éviter les rayonnements par le secteur.

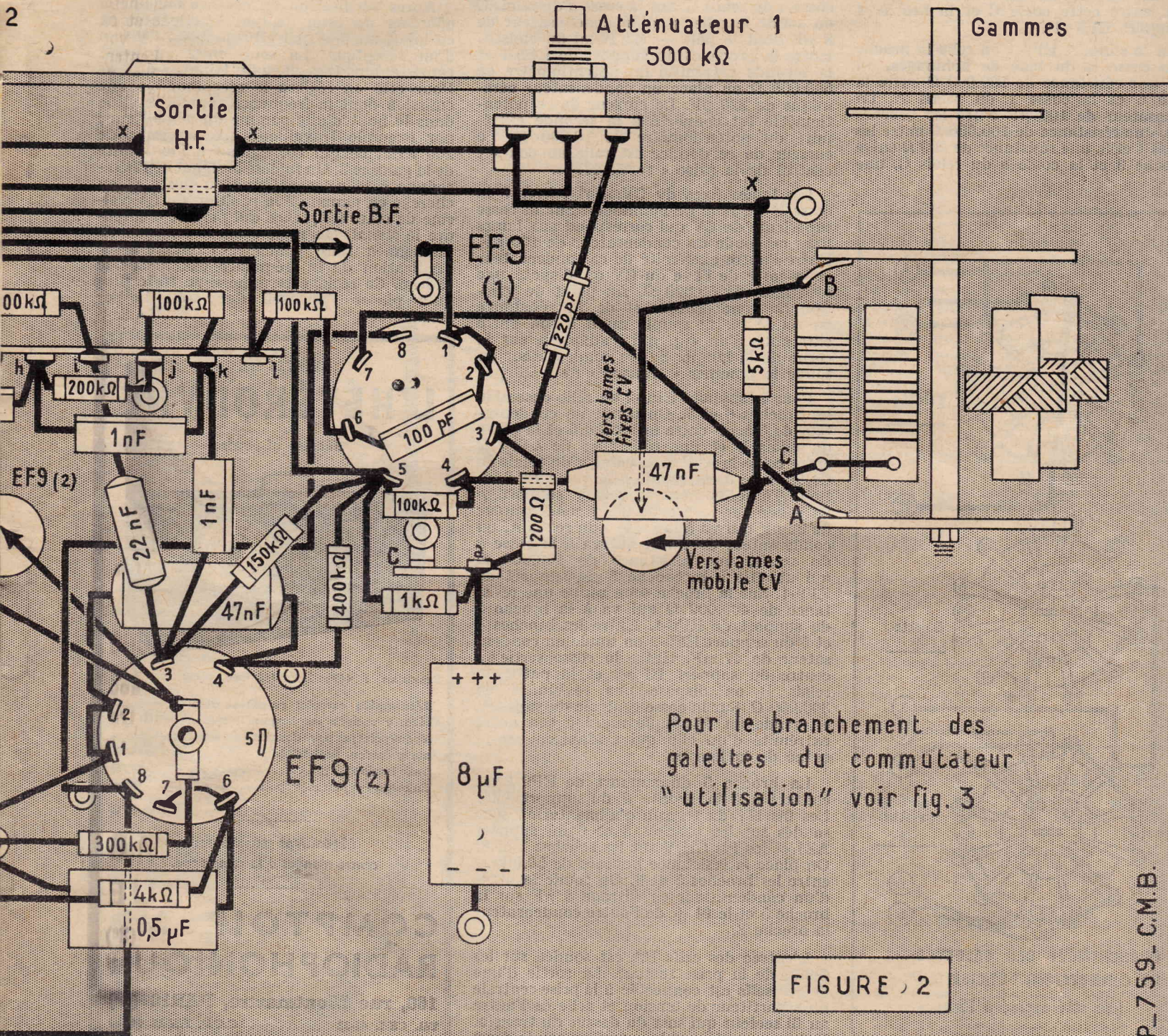
Réalisation pratique (fig. 2, 3 et 4).

Le support général du montage est un châssis sur lequel est boulonné un panneau avant métallique. Sur le châssis on fixe les supports de lampes, les relais A et B, les deux condensateurs électrochimiques de $8 \mu F$, le transfo d'alimentation et le CV, ce dernier fixé sur une équerre métallique à l'aide d'entretoise isolante. La poulie est également couplée à l'axe des lames mobiles par un manchon isolant. Cette disposition a pour but d'éviter les fuites HF.

Le panneau avant reçoit les prises coaxia-

les de sortie HF et BF, l'axe du bouton commande du CV, les potentiomètres atténuateurs, le voyant lumineux, le commutateur d'utilisation et le bloc de réglages.

L'équipement terminé on passe au montage. Avec du fil nu de forte section on fixe au châssis une extrémité de chaque potentiomètre atténuateur, le contact de la prise « sortie HF ». On réunit également au châssis les broches 1 et 2 des deux supports EF9, le point milieu de l'enroulement HT et le fil commun de l'enroulement CH.L du transfo d'alimentation, les bornes des deux condensateurs $8 \mu F$. Avec un fil isolé on réunit la cosse CH.L2 du transfo à une cosse du voyant lumineux. La cosse de ce voyant est réunie au châssis. Avec du fil de câblage on connecte la cosse CH.L1 du transfo à la broche 8 des supports EF9. Sur les galettes du commutateur « utilisation » on effectue les liaisons indiquées à la figure 3. Le rail A est connecté à la cosse 1 du relais A, la pail-



” GRID-DIP ”

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

Que de fois peut-on entendre sur l'air ou dans les conversations entre amateurs : « Je ne peux pas arriver à régler mon circuit sur telle bande ». Cette phrase ne devrait pas être prononcée par des OM's, qui tous possèdent des matériaux et une formation suffisante pour réaliser des appareils, leur permettant d'effectuer ces réglages. Cependant faute de savoir ou par manque de documentation, ces OM's cherchent et perdent leur temps, alors qu'avec un appareil adéquat, le réglage pourrait être effectué en très peu de temps. Que peut être cet appareil ?

Dans un précédent article nous avons vu qu'un simple récepteur à réaction pouvait servir à effectuer ces mesures (fig. 1 et 2). Pour des raisons d'esthétique, de facilité de travail, il est préférable d'avoir un outil simple stable et approprié au service demandé. C'est pour cela que l'on a créé le grid-dip, que beaucoup ont proposé d'appeler en français résonateur. Cet appareil permet d'effectuer un ensemble de mesures assez important : fréquence d'un circuit oscillant, mesure d'une self, mesure d'un condensateur, mesure d'un quartz mesure des fréquences de résonance d'une self de choc. Certains ont été combinés pour servir de contrôleur ou de voltmètre à lampe. Les modifications à y apporter sont innombrables. La construction offre énormément de possibilités quant à l'utilisation des matériaux. Comme dans tous les montages radioélectriques, la stabilité sera fonction de la rigidité du châssis, du boîtier et des tensions qui devront être aussi stables que possible.

Le plus simple des grid-dip est représenté par la figure 3. L'oscillateur est du type ECO et l'indicateur est un ceil magique qui remplit également la fonction d'oscillateur. Le circuit oscillant est constitué par un condensateur de 150 pF associé à différentes selfs suivant la bande à couvrir. Bande 1,5 à 2,5 MHz : 75 spires de fil de 20/100. Bande 2,5 à 5 MHz : 50 spires de fil de 20/100. Bande 5 à 8,5 MHz : 25 spires de fil de 35/100. Bande 8,5 à 18 MHz : 14 spires de fil de 70/100. Bande 18 à 35 MHz : 7 spires de fil de 70/100. Toutes les selfs sont réalisées sur des mandrins de 15 mm de diamètre en spires rangées sauf pour la bande la plus haute en fréquence où le bobinage est réalisé avec un écartement égal au diamètre du fil. La prise de cathode est effectuée au tiers du bobinage. Cette prise sans être critique, doit être soignée parce qu'il y va

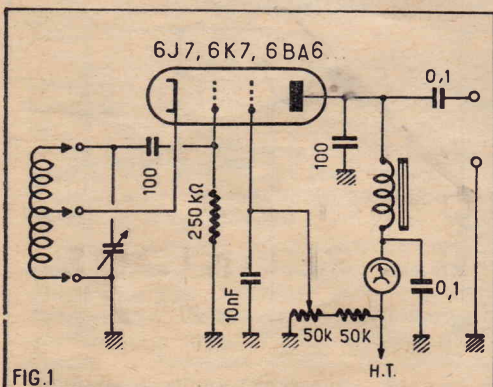


FIG.1

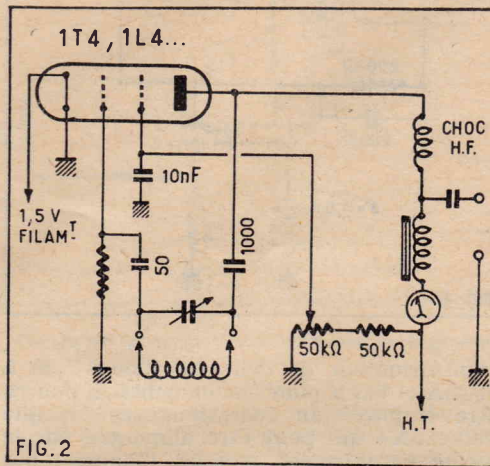


FIG.2

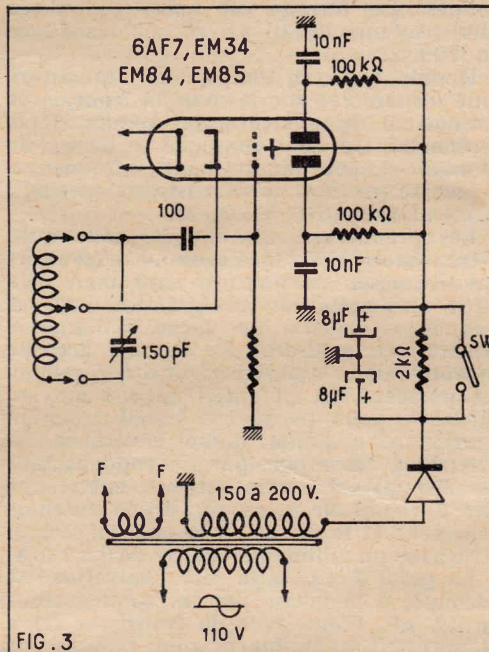


FIG.3

de la stabilité de l'appareil. La lampe utilisée pourra être d'un type quelconque mais les plus modernes donnent de bien meilleurs résultats aux fréquences élevées. Le schéma a été réalisé avec un tube 6AF7. Le point chaud du bobinage est relié à la grille du tube par un condensateur de 100 pF et la résistance de fuite de grille est de 500.000 Ω. La cathode est réunie à la prise sur le bobinage, c'est cette prise qui entretient l'oscillation. Les deux plaques sont reliées à la HT par des résistances de 100.000 Ω et découplées à la masse par des condensateurs de 10.000 pF. La cible est reliée directement à la HT. L'alimentation est fournie par un petit transformateur qui délivre 6,3 V 0,3 A pour les filaments et de 150 à 200 V sous 15 mA, pour la HT, qui est redressée par une cellule, oximétal, ou autre, et filtrée par deux condensateurs de 8 μF et une résistance de 2.000 Ω. L'interrupteur SW en parallèle sur la résistance de 2.000 Ω sert à court-circuiter celle-ci. En diminuant le filtrage, la HT est légèrement ondulée par le courant alternatif, ce qui permet,

de moduler la fréquence émise par le grid dip, avantage précieux lorsque l'on désire rechercher le réglage sur un récepteur. Ce grid-dip peut être réalisé en un seul boîtier, avec possibilité de manœuvrer le condensateur variable tout en gardant un très bonne visibilité sur la cible de l'œil magique, pour surveiller les indications de celle-ci.

Nous allons maintenant passer à un dispositif plus complet (fig. 4), comportant un appareil de mesure qui rend les essais plus précis. Ce grid-dip est réalisé en deux parties primo, une tête comprenant le circuit oscillant, la lampe et, secundo, un boîtier comprenant l'alimentation, le filtrage, la lampe oscillatrice basse fréquence, et l'appareil indicateur. Les lampes et les circuits oscillants ne présentant pas les mêmes caractéristiques aux différentes fréquences qu'un OM est amené à mesurer, il est très intéressant de réaliser plusieurs têtes venant se raccorder successivement sur la même boîte d'alimentation, de modulation, et de contrôle. Avec trois têtes, il est possible de couvrir une gamme de fréquences allant de 50 kHz à 400 MHz sans trous. Il est bien entendu que chaque tête ne couvre pas la bande citée plus haut avec une seule self, il faut disposer de bobines en plus ou moins grand nombre, suivant les bandes.

Nous ne donnerons que la description d'une seule tête (fig. 4), mais il sera très facile de compléter l'appareil suivant le

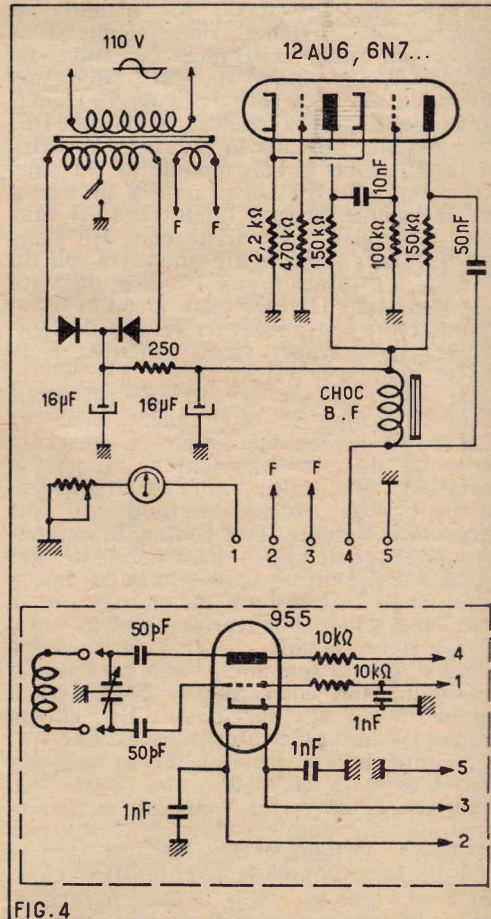


FIG.4

valeurs de celle-ci et aussi suivant les lampes utilisées.

L'oscillateur est un colpitts à alimentation parallèle. Ce genre d'oscillateur est recommandé pour sa simplicité et le peu de contact qu'il demande pour la self ce qui diminue les capacités parasites, gênantes aux fréquences élevées. Le circuit oscillant est constitué par une self quelconque et un condensateur de deux fois 15 pF. Ce circuit est couplé d'une part à la grille par un condensateur de 50 pF, et d'autre part à la plaque par un autre condensateur de 50 pF. La plaque est alimentée en HT à travers une résistance de 10.000 Ω découplée à la masse du côté froid par un condensateur de 1.000 pF. Afin d'éviter les oscillations parasites, une self de 20 tours de fil de 30 \times 100 bobinée sur une résistance 1/2 W de 150.000 Ω , est intercalée dans la HT. La résistance de fuite de grille de 10.000 Ω ne retourne pas à la masse sur la tête. Là aussi, nous trouvons du côté froid un condensateur de 1.000 pF, et une self de choc semblable à la première intercalée dans la HT plaque. Le retour à la masse, au point de vue courant continu, de la résistance de grille, s'opère à travers un milliampèremètre de 0 à 1 mA et un potentiomètre de 10.000 Ω monté en résistance variable ce qui permet de régler la déviation du milliampèremètre, suivant la bande couverte et souvent aussi de rectifier le réglage dans la bande, l'oscillation n'étant pas aussi énergique en haut qu'en bas de la gamme.

La modulation de la porteuse est effectuée par un oscillateur résistance-capacité classique, monté avec une double triode 12AU7. Tout autre type peut être utilisé par exemple deux triodes 6C5 ou 6N7, etc. Les deux cathodes sont polarisées par une résistance de 2.200 Ω , sans découplage, pour fournir une contre-réaction et même une réaction. La grille de la première triode est réunie à la masse par une résistance de fuite de 470.000 Ω , la plaque est portée à un potentiel HT par une résistance de 150.000 Ω . A partir de cette plaque, un condensateur de 10.000 pF attaque la grille de la deuxième triode réunie à la masse par une résistance de fuite de 100.000 Ω . La plaque de cette triode est alimentée par une résistance de 150.000 Ω sur laquelle nous recueillons la tension BF. Pour pouvoir moduler la HF, il faut moduler la HT, mais si l'on module la HT sans précaution, la BF se trouve à la masse par les condensateurs de filtrage. Il faut donc intercaler une self de choc BF dans la HT et appliquer la BF sur cette self du côté de l'utilisation, c'est-à-dire du côté de l'oscillateur HF. De cette façon la basse fréquence ne peut retourner vers les condensateurs de filtrage, vient s'ajouter à la HT et module la HF.

Le condensateur de 10.000 pF situé entre la plaque de la première triode et la grille de la deuxième règle la constante de temps du circuit oscillateur et, par sa variation, peut faire varier la fréquence, on peut donc choisir une note qui soit agréable à l'oreille. Par contre, le condensateur plaque de la deuxième triode permet de faire varier un tant soit peu la BF transmise, mais attention! la charge de la deuxième triode fait varier aussi la note. Il y a donc lieu de chercher un moment avant d'obtenir une note et une profondeur de modulation correctes. Le SW2 sert à couper la HT sur l'oscillateur BF, ce qui permet les mesures en dynamiques. Le SW1, lui, coupe la HT générale et le grid-dip peut à ce moment effectuer les mesures en statiques. Nous verrons plus loin le manie- ment de ces appareils suivant les diverses positions. Comme nous l'avons dit, le grid-dip est composé de deux boîtiers réunis entre eux par un câble à quatre conducteurs. L'alimentation est effectuée par un

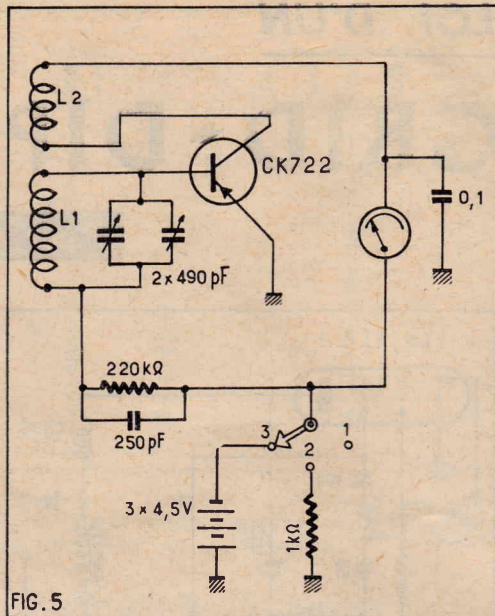


FIG. 5

transformateur de deux fois 200 V, 30 à 40 mA et 6,3 V pour les filaments. Il pourra être employé un redresseur sec ou une valve 6X4 qui peut être alimentée par le même enroulement que les filaments des lampes. Le filtrage est opéré par deux condensateurs de 16 μ F et une résistance de 100 Ω .

Depuis quelque temps, des transistors sont disponibles sur le marché français et permettent de construire des appareils très compacts. Un seul reproche à l'actif de ce matériel : pour monter haut en fréquence, il faut se procurer des transistors spéciaux qui sont très QRO à l'achat.

Les premiers essais ont été faits avec le transistor CK722 bien connu. Les résultats ont été assez satisfaisants sans pour cela offrir de possibilités très grandes dans les fréquences élevées. La figure 5 donne le schéma de grid-dip. Le circuit accordé se trouve dans la base du transistor, celle-ci est portée à un potentiel négatif moyen, suffisant pour permettre l'oscillation du transistor, à l'aide d'une résistance de 220.000 Ω découplée par un condensateur de 250 pF. L'oscillation est entretenue par une self de réaction, située entre le collecteur et le moins de la pile, et ceci en série avec un milliampèremètre de 0 à 1 mA.

Le point froid de la self d'entretien est découplé à la masse par un condensateur de 0,1 μ F. L'émetteur du transistor est à la masse. Les bobinages sont réalisés sur un mandrin de 35 mm et bobinés à spires jointives, la self L1 étant bobinée en premier, la self L2 sur L1, avec un isolement assuré par une couche de papier ou de ruban adhésif. Pour la bande 200 kHz

à 1.500 kHz, L1 110 tours de fil émaillé de 50/100, L2 38 tours de fil émaillé 45/100, Bande 1.500 kHz à 3.800 kHz, L1 58 tours de fil émaillé 60/100, L2 20 tours de fil émaillé de 50/100. Bande 3.500 à 7.500 kHz, L1 22 tours 60/100, L2 15 tours fil émaillé de 50/100. Certains transistors CK722 ne veulent pas osciller sur 7 MHz. Il y aura donc lieu de choisir ou de se servir d'un autre transistor dont le constructeur assure le fonctionnement sur ces fréquences.

Ce grid-dip n'est pas modulé, ce qui peut être gênant dans certains cas, et jusqu'à ce jour, il n'a pas été trouvé de système élégant qui remplisse cette fonction. En position 3 du contacteur, le grid-dip fonctionne en statique. Dans cette position, la HF produite par l'oscillateur sur lequel on mesure la fréquence, est recueillie sur la résistance de 1.000 Ω , et, produit une tension continue qui fait dévier l'appareil de mesures. Il faut faire très attention à ne pas trop coupler le grip-dip avec le circuit oscillant en fonctionnement, surtout si celui-ci est très puissant (final d'un émetteur par exemple), il y va de la vie du transistor.

Sous la signature de W9YVZ, la revue américaine Q S T, a donné une description d'un grip-dip, qui nous a tenté. Et après avoir réalisé le montage, nous avons eu le plaisir d'observer un démarrage immédiat, avec le type de transistor employé. La figure 6 donne le schéma complet de cet appareil. Le circuit oscillant se trouve dans le collecteur, le point froid est découplé à la masse par un condensateur de 20.000 pF. La base est portée à un potentiel moyen par un pont de résistances constitué, à partir du moins batterie, par une résistance de 39.000 Ω , et, de la base à la masse par une résistance de 3.300 Ω découplée par un condensateur de 20.000 pF. La réaction qui crée et entretient l'oscillation, est réalisée sur l'émetteur par un condensateur de 47 pF qui reporte une petite tension HF sur cette électrode. L'émetteur est porté à une tension négative par rapport à la masse par une résistance de 3.000 Ω non découplée. Il est facile de comprendre que le moindre découplage de cette électrode détournerait à la masse la tension HF venant du collecteur et ne permettrait pas le démarrage de l'oscillation. L'appareil de mesures indiquant la résonance, ne se trouve pas dans le collecteur comme dans le montage précédent. Ici la tension HF fournie par le circuit oscillant, est redressée par un détecteur et, la tension continue négative est mesurée par un montage amplificateur à courant continu, à transistor évidemment. La tension HF est recueillie sur le circuit oscillant par un condensateur de 10 pF, la prise est effectuée au point chaud du bobinage parce que l'impédance du collecteur est assez basse et comme le détecteur employé, possède, lui, une impédance rela-

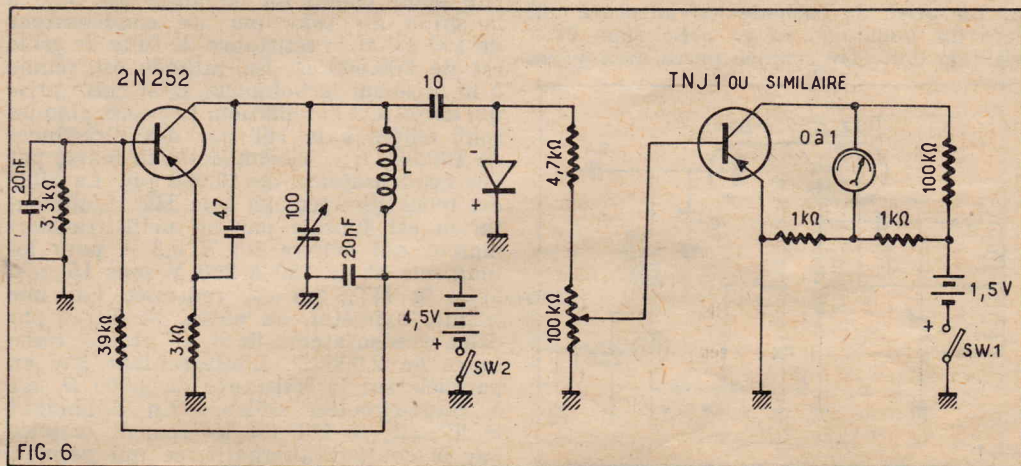


FIG. 6

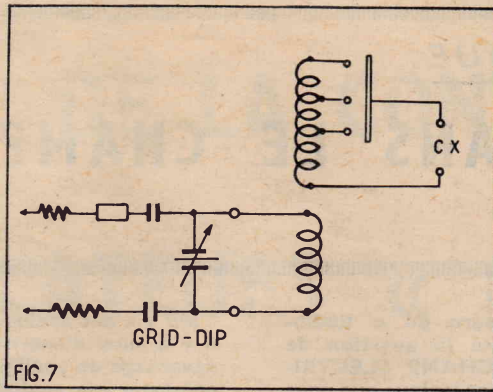
tivement élevée, l'amortissement n'est pas important. Cette tension est appliquée à un détecteur de bonne qualité IN34, OA50 ou autre, qui redresse la HF et fournit une tension négative commandant la base du transistor. Il est possible de faire varier la tension de commande à l'aide d'un potentiomètre de 100.000 Ω qui associé à une résistance de 4.700 Ω , sert de résistance de charge à la diode. Celle-ci doit avoir sa cathode à la masse. Bien respecter la polarité, cette cathode est toujours repérée par un point ou un anneau de couleurs différentes suivant le type ou la marque. L'émetteur du transistor est à la masse, c'est-à-dire au plus batterie. La résistance de charge du collecteur peut être avantageusement remplacée par un potentiomètre qui permettrait un réglage du zéro plus précis. Le collecteur est porté à un potentiel négatif par une résistance de 100.000 Ω . La mesure s'effectue entre le collecteur et un pont de résistance constituée par deux résistances de 1.000 Ω entre le moins pile et la masse. L'appareil de mesures aura une sensibilité de 1 mA ou plus si possible. Le réglage de l'élongation de la déviation se fera par le potentiomètre de 100.000 Ω servant de charge de diode, celui-ci se comportant en diviseur de tension. Et comme la HF délivrée sur 2 MHz est plus importante que sur 30 MHz, il faudra après chaque changement de bande, retarder l'appareil de mesures.

Valeurs de selfs :

- 1,3 à 2,5 MHz : 140 tours de fil émaillé de 25/100.
- 2,5 à 5 MHz : 60 tours de fil émaillé de 35-100.
- 5 à 10 MHz : 20 tours de fil émaillé de 35/100.
- 10 à 20 MHz : 10 tours de fil émaillé de 10/10.
- 20 à 35 MHz : 5 tours de fil émaillé de 10/10.

Toutes les bobines sont à spires jointives, sauf pour les bandes 10 à 20 et 20 à 35 MHz pour lesquelles l'espacement est égal au diamètre du fil, sur des mandrins de 20 mm de diamètre. L'appareil n'est pas modulé, mais nous tiendrons au courant nos lecteurs des modifications qui pourront intervenir par la suite.

Considérons l'appareil quel qu'il soit, terminé. Après avoir constaté qu'il oscille, ce qui est très facile puisqu'une déviation



de l'aiguille indique l'oscillation, sauf dans le modèle de la figure 5 où l'on contrôlera l'oscillation à l'aide d'un récepteur. Nous sommes prêts pour passer aux essais et aux contrôles.

Le grid-dip est un appareil à usages multiples nous le savons déjà, et à notre connaissance, cet appareil permet six mesures, à savoir : mesure des circuits oscillant en fonctionnement, mesure des circuits oscillant hors fonctionnement, mesure des capacités, mesure des selfs, mesure de la fréquence d'un quartz, mesure des fréquences de résonances des selfs de choc.

Mesure des circuits oscillants en fonctionnement.

Cette opération est effectuée, le grid-dip en position statique, c'est-à-dire sans HT ; approcher le grid-dip de la self en service, plus ou moins suivant la puissance de la lampe alimentant le circuit oscillant, tourner le condensateur variable du grid-dip, au passage de la fréquence de résonance ; une déviation, dans le sens augmentation, doit être observée, dans le cas contraire, changer la self du grid-dip, essayer plus haut ou plus bas. Evidemment il faudra au préalable avoir constaté, avec le milliampermètre plaque ou grille, une boucle de Hertz ou une lampe au néon, que le circuit oscillant fournit de la HF.

Mesure d'un circuit oscillant hors fonctionnement.

Parfois au cours d'un montage il peut être intéressant de connaître d'avance la fréquence de résonance d'un circuit oscillant, soit avant de le monter, soit avant d'appliquer la HT. Dans ce cas, passer le grid-dip en position dynamique, c'est-à-dire avec HT, approcher la self du grid-dip de la self du circuit oscillant à mesurer. Tourner le condensateur variable du grid-dip pour rechercher la fréquence de résonance, qui est indiquée par une déviation dans le sens diminution, puisque le circuit oscillant couplé absorbe de l'énergie. Si rien ne se passe changer la self du grid-dip.

La mesure des capacités s'opère très facilement avec un grid-dip. La figure 7 nous donne le schéma très simple du montage à réaliser. Il s'agit tout simplement d'une self à prise, commutée par un contacteur au besoin, qui, associée avec un condensateur inconnu donne une résonance dans la bande de 500 à 1.500 kHz par exemple. Dans ce cas, il suffit de se servir de la self correspondante à la bande et de graduer le cadran en capacité en trois ou quatre grammes suivant le nombre de prises de la self de mesure. En se servant bien entendu de condensateurs dont la valeur est connue d'une façon sûre, pour servir d'étalon. Pour la mesure, les deux

selfs seront mises face à face et découplées progressivement pour donner plus de précision à la mesure qui sera comme dans l'opération précédente, une diminution de la déviation de l'appareil.

La mesure des selfs, s'opère de la même façon. Si ce n'est que la gamme de fréquence sera beaucoup plus étendue et qu'il faudra posséder un ou plusieurs condensateurs étalons. Il n'est pas nécessaire que ces condensateurs soient d'une grande précision, mais il faut en connaître exactement la valeur, qu'ils soient stables dans le temps et les protéger au besoin par un boîtier qui pourra très bien être une de ces petites boîtes en plastique que l'on trouve partout, dans laquelle il y aura des douilles bananes correspondant aux condensateurs étalons (faire la mesure des capacités une fois le tout monté dans la boîte). La résonance trouvée, il suffira, connaissant la capacité et la fréquence, de trouver la valeur de la self à l'aide d'une table que l'on trouve un peu partout dans les manuels de radio.

La mesure des quartz est une opération qui nécessite une bonne vue, parce que le dip (déviation de l'aiguille) n'est pas bien prononcé. Mettre le grid-dip en position dynamique et coupler par quelques spires le quartz à mesurer avec la self correspondant à la fréquence supposée du quartz. Tourner le condensateur variable pour rechercher le dip, mais comme il a été dit plus haut, cette déviation n'est pas très grande et le réglage est très pointu. D'autre part, sur plusieurs grid-dip il a été constaté que le dip ne se faisait sentir que lorsque l'on passait sur la fréquence du quartz en allant des fréquences supérieures vers les fréquences inférieures dans la bande de mesures.

La mesure de la fréquence de résonance des selfs de choc, est très utile à connaître pour l'établissement des circuits quels qu'ils soient. Cette mesure s'opère, en couplant par quelques spires, les extrémités de la self de choc à la self du grid-dip et en tournant le condensateur variable. Noter les fréquences en utilisant successivement toutes les selfs, car les résonances s'étendent très largement dans le spectre des fréquences.

Une septième mesure que nous n'avons pas indiquée, est la mesure de la fréquence de résonance des antennes. Pour opérer, il suffit de coupler l'ondemètre à l'antenne par quelques spires, ou tout bonnement en approchant de l'appareil et de l'antenne. La fréquence de résonance de l'antenne sera la fréquence lue sur le grid-dip au moment de la résonance. Pour certains types d'aérien, il a été observé plusieurs points de réglage qui correspondent à la résonance de l'antenne, du feeder et de l'antenne réunis.

L'étalonnage de tous ces appareils peut se faire de différentes manières, comme nous avons procédé pour les ondemètres (1) par comparaisons : avec un ondemètre, une hétérodyne, un générateur, un récepteur à réaction, ou encore par comparaison avec des fréquences connues en opérant le battement sur un récepteur de trafic.

De toute façon, l'étalonnage devra être le plus précis possible pour pouvoir disposer de fréquences connues. Il faut remarquer que lorsque l'on couple la self du grid-dip à un circuit oscillant, la fréquence n'est plus exacte du fait de la proximité de celui-ci qui décale la fréquence.

Malgré cet inconvénient un grid-dip rendra toujours de très grands services au QRA des OM's.

ANDRÉ CHARCOUCHET.
F.9.R.C.

(1) Voir Radio-Plans n° 140.

BAPTÊME DE LA PROMOTION Général Leschi-Catherine Langeais

Cette manifestation annuelle, devenue un rite aux yeux de l'industrie électronique, a eu lieu le 24 avril. La promotion, particulièrement brillante, porte le nom du

« GÉNÉRAL LESCHI »

En effet, le parrain est le sympathique et dynamique directeur des Services Techniques de la R.T.F., pionnier des transmissions, héros de la résistance, créateur du réseau français de télévision, figure illustre de la radio et de la télévision françaises.

La marraine ne pouvait être qu'un visage familier et ami de tous les téléspectateurs. C'est pourquoi, et de bonne grâce, la délicieuse speakerine Catherine LANGEAIS a bien voulu répondre au désir des élèves et, au contentement général, a permis de réaliser l'appellation :

« GÉNÉRAL LESCHI-CATHERINE LANGEAIS »

Sans aucun doute, l'union de ces deux noms constitue un fleuron magnifique pour la promotion, et les élèves qui en ont bénéficié contribueront à étendre encore le renom de l'ÉCOLE CENTRALE de T. S. F. et d'ÉLECTRONIQUE, établissement d'enseignement français mondialement connu.

L'ÉLECTRON DANS LE CHAMP MAGNÉTIQUE

par R. DAMAN

Dans le précédent numéro de « Radio-Plans », nous avons traité la question de L'ÉLECTRON DANS LE CHAMP ÉLECTRIQUE. Il est donc parfaitement logique que nous examinions aujourd'hui le problème du comportement de l'électron dans LE CHAMP MAGNÉTIQUE. C'est, qu'en effet, on peut agir sur un électron en mouvement aussi bien au moyen d'un champ électrique qu'au moyen d'un champ magnétique. On retrouve cette double possibilité dans tous les chapitres de l'électronique. Nos lecteurs savent bien qu'il y a des tubes à rayons cathodiques à déviation et concentration ÉLECTROSTATIQUES et qu'il existe aussi des tubes à déviation et concentration MAGNÉTIQUE.

S'il y a des analogies entre les deux actions, il y a aussi d'énormes différences. Il importe davantage de souligner ces différences que de constater ces analogies.

C'est ce que l'auteur de l'article suivant met en évidence.

Il est certain que l'étude du comportement des électrons dans les champs de force magnétique ou électrique peut se faire avec l'intervention des mathématiques supérieures. C'est même, peut-on dire, le moyen le plus simple pour celui qui est « initié »... Ce n'est cependant pas cette méthode « facile » que l'auteur de l'article ci-dessous a voulu suivre... Il préfère expliquer les actions physiques en se servant du langage ordinaire...

Le champ de force magnétique.

Il faut, pour commencer, faire connaissance avec le champ de force magnétique, ou, comme on écrit plus souvent, pour simplifier, le *champ magnétique*. Par définition, c'est un endroit de l'espace dans

lequel une *masse magnétique* est soumise à une force...

Mais qu'est ce qu'une *masse magnétique* ?... C'est alors que les difficultés commencent, car une *masse magnétique* est un élément inventé par les physiciens, mais qui n'a aucune existence réelle. Nul n'a jamais vu de *masse magnétique* : ce serait un pôle d'aimant. Mais il est impossible de séparer le pôle de l'aimant lui-même et, d'autre part nul n'a jamais pu observer un *pôle sud* sans qu'il existe, plus loin, un *pôle nord*...

Il est beaucoup plus simple de supposer que le champ magnétique est l'accompagnement obligatoire du courant électrique. Un aimant ne présente certaines propriétés que parce que la matière qui le compose est le siège de courants électriques élémentaires. Aimanter un barreau d'acier, c'est faire en sorte que les trajectoires électroniques du matériau qui le compose s'orientent dans une certaine direction. Si ces trajectoires conservent indéfiniment l'orientation qu'on leur a donnée, il s'agit d'un *aimant permanent*.

Il résulte de cela que, placé dans un champ magnétique, il sera soumis à une force. Considérons maintenant un élément de conducteur rectiligne d'une longueur Δl parcouru par une certaine intensité de courant I et placé dans un champ magnétique de grandeur H . Si l'angle entre la direction du champ magnétique et celle de l'élément est α , on constate que le conducteur est soumis à une force. Celle-ci est perpen-

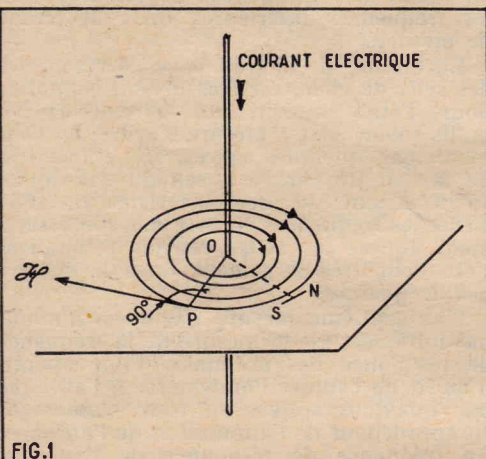


FIG. 1

FIG. 1. — Les lignes de force magnétique créées par un courant rectiligne sont des cercles concentriques. En un point P quelconque, la force magnétique est perpendiculaire au rayon OP. Un barreau aimanté s'orienterait comme nous l'indiquons en NS.

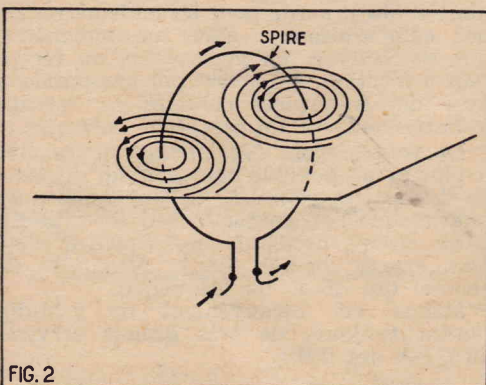


FIG. 2

FIG. 2. — En enroulant le conducteur de manière à constituer une spire, on constate que les actions magnétiques s'ajoutent au centre et renforcent l'action magnétique.

Ligne de force et spectre magnétique.

Comme nous l'avons déjà expliqué précédemment à propos du *champ électrique*, on peut matérialiser les lignes de force du champ, c'est-à-dire les directions selon lesquelles s'exerce l'action magnétique. Le moyen classique consiste à utiliser de la limaille de fer... Tout le monde connaît cela.

Ainsi, on peut constater qu'un conducteur rectiligne parcouru par une intensité de courant s'entoure d'un champ magnétique dont les lignes de force sont circulaires (fig. 1) et admettent la trace du conducteur comme centre.

Si nous constituons une boucle avec le fil il est évident que les actions magnétiques des différents éléments du fil seront concordantes au centre (fig. 2).

Enfin, si nous plaçons beaucoup de spires côte à côte, nous aurons constitué un *solénoïde*. Au centre, toutes les lignes de force seront parallèles et nous aurons ainsi créé un *champ magnétique uniforme* (fig. 3)

On peut canaliser les lignes de force dans un matériau magnétique. Un conducteur traversé par une intensité est assimilable à un aimant. Une spire se comporte comme un aimant infiniment plat présentant une face nord et une face sud (fig. 5). C'est, comme disent les électriciens, un *feuillet magnétique*.

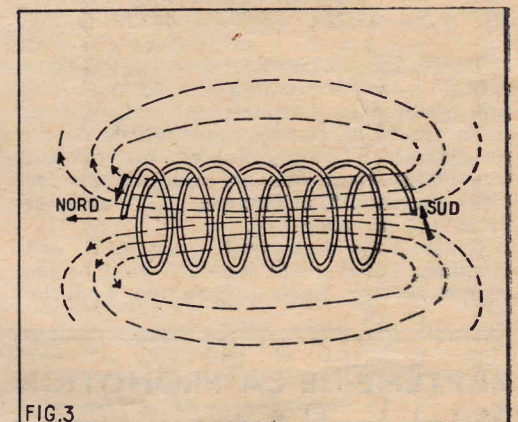


FIG. 3

FIG. 3. — Au centre d'un solénoïde, on obtient un *champ magnétique uniforme*.

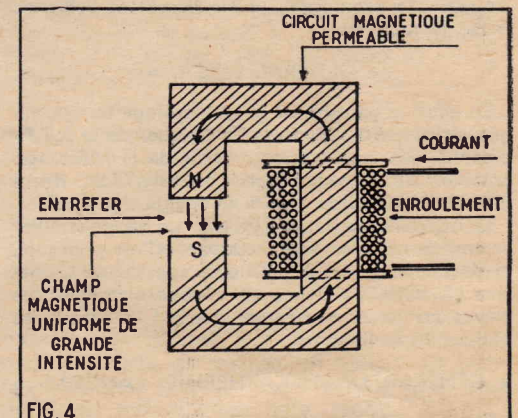


FIG. 4

FIG. 4. — Un circuit magnétique perméable (fer doux ou alliages spéciaux) permet d'éviter les fuites magnétiques et d'obtenir, dans l'entrefer, un *champ magnétique uniforme et puissant*.

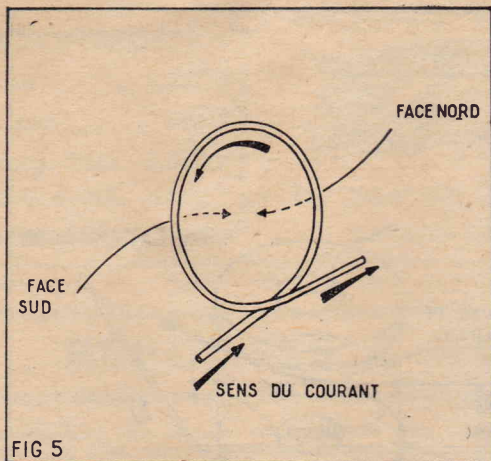


FIG. 5. — Une spire parcourue par une intensité de courant constitue un aimant infiniment plat, encore appelé feuillet magnétique.

diculaire à la fois à la direction du champ magnétique et à celle de l'élément de conducteur. Son intensité est donné par :

$$F = H I \Delta l \sin \alpha$$

Telle est la loi de Laplace...

AU SERVICE DES AMATEURS-RADIO

Voici un excellent ouvrage... pour tous ceux qui s'intéressent à la Radio, particulièrement pour les débutants et ceux qui veulent faire des montages simples.



Tous les modèles décrits ont été réellement réalisés avec des pièces détachées que l'on trouve sans difficulté dans le commerce. Chaque appareil décrit comporte un schéma de principe, un plan de câblage — parfois en plusieurs stades détaillés — et un texte descriptif qui indique, point par point, les opérations de montage dans l'ordre où elles doivent être effectuées.

En voici la table des matières :

- + Comment bâtir en Radio (outillage, pièces détachées, câblage, etc., etc.).
- + Réalisation et installation d'un récepteur à germanium et de nombreux récepteurs à lampes sur piles ou secteur ou à transistors, d'un cadre, d'un ampli, d'un émetteur récepteur, d'un radio-contrôle, etc...

142 pages, format 16 x 24 avec 104 fig. 780 Franco..... 980

A TITRE EXCEPTIONNEL

TOUT ACHÉTEUR DE CET OUVRAGE RECEVRA GRATUITEMENT : NOTRE CATALOGUE SPÉCIAL « PETITS MONTAGES » dans lequel sont indiqués tous les prix des pièces détachées nécessaires aux différents montages décrits dans ce volume.

PERLOR-RADIO
Au service des Amateurs-radio. Dir. : L. PÉRICONE
16, rue Hérold, Paris (1^{er}). C. C. P. Paris 5050-96

Remarquons immédiatement que cette force sera nulle si la direction du courant coïncide avec celle du champ. Dans ce cas, l'angle α est nul et son sinus l'est aussi... En conséquence, un conducteur parallèle à la direction du champ n'est soumis à aucune action. Les électriciens expriment cette remarque en disant que, pour être soumis à une action, il faut que le conducteur coupe les lignes de force.

Tel est le principe de base des moteurs électriques... Mais nous nous sommes proposé l'étude du comportement des électrons dans un champ électrique... et non pas celui des courants et nos lecteurs pourraient peut-être penser que nous nous sommes égarés. Il n'en est rien. Nous allons immédiatement retrouver notre sujet après ce petit préambule indispensable...

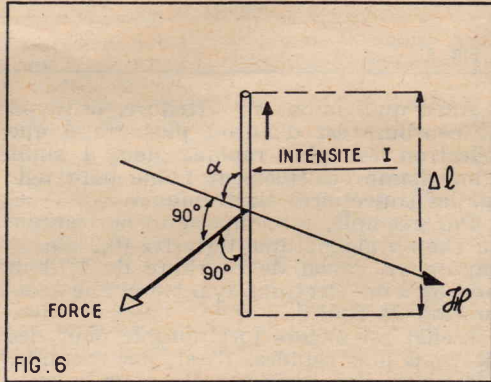


FIG. 6. — La loi de Laplace nous apprend que la force appliquée est perpendiculaire à la fois au champ H et à la direction du courant. Elle est dirigée vers la gauche d'un observateur nageant dans le sens du courant et regardant dans la direction du champ.

Du courant électrique aux électrons.

Mais qu'est-ce qu'un courant électrique ? Ce n'est pas autre chose qu'un transport de charges électriques. Ce transport est effectué par des porteurs de charge et, presque toujours, ces porteurs de charge sont des électrons.

Dire qu'un conducteur métallique est traversé par une intensité de courant, c'est dire que les électrons libres qu'il contient ont été mis en mouvement par l'action d'un champ électrique. C'est précisément ce mouvement qui provoque la naissance du champ magnétique.

Par définition, l'intensité de courant électrique, c'est la quantité d'électricité transportée en une seconde. Un ampère, cela veut dire un coulomb en une seconde...

Il est maintenant facile d'imaginer que rien ne sera changé si les électrons, au lieu de se mouvoir dans la matière du conducteur métallique, se déplacent dans le vide. La force due à l'action du champ magnétique ne sera plus appliquée au conducteur... puisqu'il n'existe plus, mais, directement, aux électrons. On peut aussi prévoir que leur trajectoire s'en trouvera modifiée ou, en d'autres termes, qu'ils seront déviés. Avant de préciser tout cela, il faut établir un pont entre l'intensité du courant dans le conducteur et la force de déviation appliquée aux électrons.

Imaginons maintenant, comme tout à l'heure, un élément de courant d'une longueur Δl . Les électrons libres sont animés d'une certaine vitesse v . Cette vitesse, c'est évidemment la distance parcourue pendant une seconde, c'est-à-dire pendant l'unité de temps. Pour parcourir la distance Δl , le temps nécessaire est $\Delta l/v$. La quantité d'électricité transportée par unité de temps c'est-à-dire l'intensité est $\frac{n \times \Delta l}{t}$, t étant le

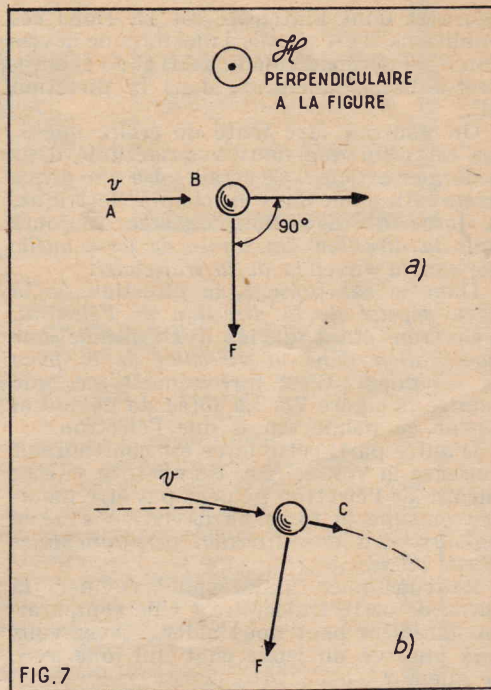


FIG. 7. — Il importe de bien comprendre que la direction de la force de déviation se tourne en même temps que l'électron. En a), elle s'exerce suivant BF, en b) suivant CF. Elle demeure toujours égale à elle-même.

temps considéré et n le nombre d'électrons, par unité de volume, e étant leur charge. Nous pouvons donc écrire maintenant la nouvelle forme de la loi de Laplace :

$$F = \frac{H e v n \Delta l \sin \alpha}{n \Delta l}$$

La longueur Δl disparaît ainsi que l'expression n , la force appliquée à chaque électron est :

$$F = H e v \sin \alpha$$

Quelques remarques essentielles.

a) Pour qu'il y ait une force, il faut que l'électron soit en mouvement. S'il est en repos, sa vitesse v est nulle et, naturellement, l'expression de la force s'annule. Un électron au repos dans un champ magnétique n'est soumis à aucune action ;

b) Si l'électron se déplace dans la direction des lignes de force, il n'est soumis à aucune force de déviation ;

c) La direction de la force appliquée est, comme nous l'avons indiqué à propos de l'élément conducteur, perpendiculaire à la fois au conducteur et au champ magnétique... C'est ce que traduit en électricité, la règle des trois doigts... ou celle du fameux bonhomme d'Ampère.

Il est fort important de remarquer que sa direction est déterminée par la direction du courant, c'est-à-dire, ici, par la direction de l'électron.

La force maximale se produit quand le champ magnétique est perpendiculaire à la direction de l'électron ou — en d'autres termes — quand l'électron coupe les lignes de force du champ sous un angle de 90° . Dans ce cas, $\sin \alpha$ atteint la valeur maximale de 1 et la force est simplement :

$$F = H e v$$

C'est ce cas que nous allons examiner maintenant, car tous les autres cas peuvent se ramener facilement à celui-là, comme nous le montrerons plus loin.

La forme de trajectoire.

Un électron se déplaçait en ligne droite suivant la trajectoire AB (fig. 7a). On le soumet à un champ magnétique dont les lignes de force sont perpendiculaires à la

gure et dont l'intensité est H . Dans ces conditions, il est soumis à une force de déviation F — perpendiculaire à AB et au champ, est-à-dire, finalement, dans la direction F .

On pourrait être tenté de croire que le cas est celui que nous avons étudié dans le dernier article... Ce serait faire une grave erreur. En effet, dans un champ électrique, la force de déviation s'exerce toujours dans la direction des lignes de force quelle que soit la direction de la trajectoire.

Dans le cas présent, la direction de la force dépend de la direction de l'électron. L'électron étant dévié, il en résulte une modification dans la direction de la force de déviation. C'est précisément ce que montre la figure 7b. La force de déviation tourne en même temps que l'électron.

D'autre part, cette force est constante et conserve la valeur Hv . En effet, la vitesse cinétique de l'électron ne peut pas être modifiée puisque la force de déviation s'exerce toujours dans une direction perpendiculaire à cette vitesse...

Pouvons-nous maintenant deviner la forme de cette trajectoire? Une comparaison familière peut nous aider... Avez-vous déjà observé un jeune chat qui joue avec sa queue?

Considérant l'extrémité de son individu comme un objet insolite et curieux, il cherche à l'attraper avec sa patte... Il tourne. Mais la queue suit naturellement le même mouvement... Il tourne bientôt d'un mouvement continu.

C'est bien en effet un mouvement circulaire que l'électron va accomplir. Il est facile d'établir (ce que nous ferons à la fin de cet article) que le rayon du cercle est donné par :

$$r = \frac{v}{H e / m}$$

m étant la masse de l'électron qui vaut $9,1 \times 10^{-28}$ gramme ;

e étant la charge de l'électron qui vaut $1,6 \times 10^{-19}$ coulomb.

Pas d'échange d'énergie dans un champ uniforme.

Le précédent article nous avait appris qu'un faisceau d'électrons pouvait puiser de l'énergie dans un champ électrique ou, au contraire, en fournir à ce champ. L'importance de cette remarque est évidente, puisque de nombreux dispositifs électroniques utilisent ces échanges... En est-il de même pour le champ magnétique uniforme.

Eh bien, non ! Aucun échange d'énergie n'est possible pour la simple raison que la force de déviation ne fournit jamais aucun travail. On pourrait dire, en somme, qu'elle travaille toujours à vide. En effet, par définition, le travail d'une force est égal au produit de la grandeur de cette force par le déplacement de son point d'application dans la direction de la force.

Le déplacement est toujours nul puisque la force et le déplacement sont toujours perpendiculaires.

Il en résulte qu'aucun échange d'énergie n'est possible. Et cela permet d'expliquer certaines observations courantes. L'aimant correcteur d'un piège à ions, les aimants de concentration d'un téléviseur peuvent être éternellement déviés, la trajectoire des électrons qui passent à proximité sans être désaimantés. Si les électrons puisaient de l'énergie dans le champ magnétique, la désaimantation se produirait rapidement.

En effet, un champ magnétique représente une certaine quantité d'énergie répartie dans l'espace. Cette énergie a été dépensée au moment de l'aimantation. Elle ne disparaîtrait pas à disparaître si chaque électron cueillait sa dîme au passage...

On ne pourrait pas provoquer la dévia-

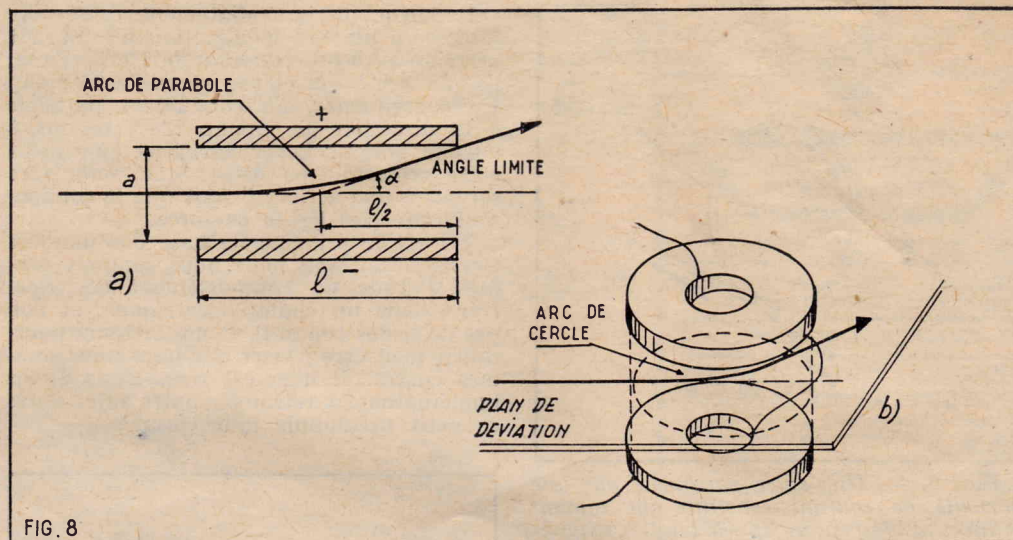


FIG. 8

Ainsi qu'il fallait s'y attendre, le rayon de courbure est d'autant plus grand que l'électron est plus rapide. Mais il suffit d'un champ relativement faible pour agir sur les trajectoires électroniques.

Par exemple, la composante horizontale du champ magnétique terrestre (0,2 gauss) impose un rayon de courbure de 1,70 m environ à des électrons ayant subi une accélération de 100 V.

L'effet est encore fort notable pour des électrons plus rapides. Il est, par exemple, nécessaire d'en tenir compte pour la mise au point d'un téléviseur « en couleurs », comme ceux qu'emploient les téléspectateurs américains. Le déplacement du téléviseur d'un angle de la pièce dans un autre peut provoquer un dérèglement important. Il faut alors modifier la position de certains aimants correcteurs. C'est parce que l'orientation du téléviseur a été modifiée par rapport au champ magnétique terrestre.

tion d'un faisceau d'électrons entre deux armatures d'un condensateur chargé, même si l'isolation de ce dernier était parfaite... parce qu'il y aurait prélèvement d'énergie au passage. Nous venons déjà de découvrir une différence essentielle entre les deux modes d'action. Il y en a d'autres.

Plans de déviation.

Quand un faisceau passe entre les deux armatures constituant les plaques de déviation (fig. 8a) les électrons sont attirés par la plaque positive et repoussés par la plaque négative. Le plan de déviation est perpendiculaire aux électrodes. Il en résulte que l'angle de déviation est limité à une certaine valeur dépendant de l'écartement a des plaques et de leur longueur l . Le centre de déviation est d'ailleurs situé exactement au milieu de l'axe médian.

Si la déviation était plus importante, le faisceau viendrait heurter la plaque positive et serait ainsi éliminé. C'est pour cette raison qu'il est impossible de construire des tubes à rayons cathodiques à déviation électrostatique pour la télévision. Ces tubes seraient beaucoup trop longs. Il faudrait, en effet, allonger le corps du tube pour obtenir une surface d'écran suffisante.

La chose est différente avec la déviation magnétique. Le plan de déviation est perpendiculaire aux lignes de force. Le faisceau demeure ainsi constamment parallèle aux bobinages. On peut alors prévoir des angles de déviation aussi grands qu'on le désire (fig. 8b).

FIG. 8. — En a) l'angle limite α au-delà duquel le faisceau n'émerge pas des plaques de déviation ;

En b) cas d'un champ magnétique. Le plan de déviation est parallèle au plan des enroulements. Il n'y a pas d'angle limite.

Action sur la concentration.

Après passage dans le système de déviation, les électrons doivent aller frapper l'écran pour donner la trace visible qu'on appelle le « spot ».

Il est essentiel que ce « spot » soit d'un diamètre aussi réduit que possible. La netteté du tracé en dépend, s'il s'agit d'un oscillographe, et c'est la finesse de l'image qui est en cause s'il s'agit d'un téléviseur.

Cette vitesse est obtenue grâce à l'action du système de concentration qui peut être magnétique ou électrique, mais qu'on peut comparer à une lentille convergente. Mais la distance focale de cette lentille dépend de la vitesse des électrons.

Dans un système magnétique, comme celui de la figure 8b, les électrons ne peuvent absolument subir aucune modification de vitesse. C'est encore une conséquence du fait qu'aucun échange d'énergie n'est possible avec un champ magnétique. S'ils ont abordé l'entrée du bloc de déviation avec la vitesse v , c'est avec la même vitesse v qu'ils en sortiront. Il n'y aura donc aucune modification de concentration, quel que soit l'angle de déviation.

Il en sera tout autrement avec le système électrostatique de la figure 8a. La vitesse de sortie ne sera plus v . Elle sera plus ou moins grande suivant l'importance plus ou moins grande de la déviation. En conséquence, le spot ne sera parfaitement net que dans la région centrale de l'écran.

Du tube à rayons cathodiques au cyclotron.

Nous avons établi plus haut qu'un électron animé d'une certaine vitesse v se mettrait à tourner « en rond » quand il est placé dans un champ magnétique. Il est facile de déterminer les éléments de cette rotation électronique.

Nous avons indiqué plus haut que le rayon du cercle est :

$$r = \frac{v}{H e / m}$$

Calculons le temps nécessaire pour accomplir une rotation complète. La longueur du cercle est $2 \pi r$, c'est-à-dire :

$$l = \frac{2 \pi v}{H e / m}$$

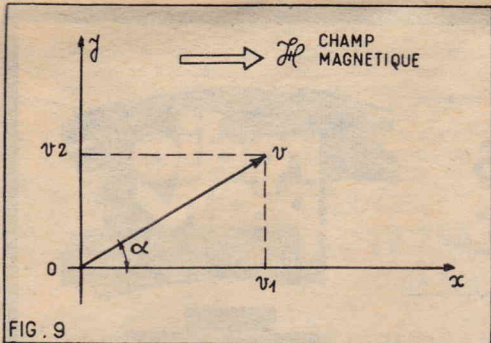


FIG. 9

FIG. 9. — L'électron dans un champ H avec lequel sa direction fait un angle α . On étudie le mouvement de la projection sur les deux axes ox et oy .

Et le temps nécessaire est e/v , c'est-à-dire :

$$T = \frac{2\pi}{H e/m} \text{ ou } \frac{2\pi}{H e/m}$$

Nous arrivons à ce résultat tout à fait remarquable que ce temps ne dépend pas de la vitesse de l'électron... Il ne dépend que du champ magnétique H.

Physiquement, cela se comprend sans peine. Si l'électron est rapide, sa trajectoire est peu incurvée. Il décrit un très grand cercle... S'il est lent, il décrit un tout petit cercle... Moralité, rien ne sert de courir, il faut savoir choisir sa courbure...

La période T est dite période cyclotron parce que c'est précisément cette observation qui est appliquée dans la machine à briser les atomes qui se nomme un cyclotron.

Le cas général.

Nous nous sommes limités jusqu'à présent à l'étude du cas particulier où la direction suivie par l'électron était perpendiculaire aux lignes de force du champ. Qu'advient-il si l'angle est quelconque comme sur la figure 9.

L'électron se déplace selon ov et le champ magnétique contenu dans le plan de la figure est représenté par H. On voit que l'électron coupe les lignes de force sous l'angle α . Nous allons opérer comme dans notre dernier article et supposer que la vitesse de l'électron est la résultante de deux vitesses composantes $v1$ et $v2$. La vitesse $v1$ est la projection de la vitesse v dans la direction du champ. Les déplacements dans la direction ov ne subiront aucun changement puisqu'ils coïncident avec la direction des lignes de force.

LE PROCHAIN SALON DE LA RADIO DE LA TÉLÉVISION ET DU DISQUE

Ce Salon constituera une véritable synthèse des résultats obtenus dans le domaine des appareils récepteurs et de l'électro-acoustique et soulignera les rapports étroits qui se sont établis dans ce domaine entre l'art et la technique. La participation des vedettes au spectacle permanent réalisé à l'intérieur du Salon permettra au grand public de prendre avec elles un contact direct qui constitue une attraction importante et donne au Salon son caractère si particulier.

Tous les éléments mis en œuvre ne manqueront pas d'assurer au Salon de la Radio, de la Télévision et du Disque le succès traditionnel et l'on peut être certain que cette manifestation connaîtra cette année l'affluence qui reste l'une de ses caractéristiques.

Le Salon se tiendra du 10 au 21 septembre, dans le hall monumental du Parc des Expositions, à la Porte de Versailles.

Mais les déplacements selon $ov2$ se font perpendiculairement au champ H. La trajectoire correspondante sera donc transformée en un cercle dont le rayon sera :

$$e = \frac{v2}{H e/m}$$

Pour connaître la trajectoire de l'électron, il nous suffit maintenant de combiner les deux mouvements élémentaires :

- a) Déplacement à vitesse constante selon ox ;
- b) Déplacement circulaire de rayon P passant par le point O.

Tout le monde sait que la combinaison

de ces deux mouvements constitue une hélice... C'est le mouvement que décrit un point quelconque du filet d'une vis métaux par exemple. En même temps qu'elle tourne régulièrement, la vis s'avance d'une quantité régulière par tour. La distance parcourue longitudinale correspondant à un tour complet est le pas.

Dans le cas présent, on peut démontrer que le pas est indépendant de l'angle et que, par conséquent, tous les électrons partent du point O avec la même vitesse dans la direction ox . C'est le principe de lentilles magnétiques et de la concentration par aimant.

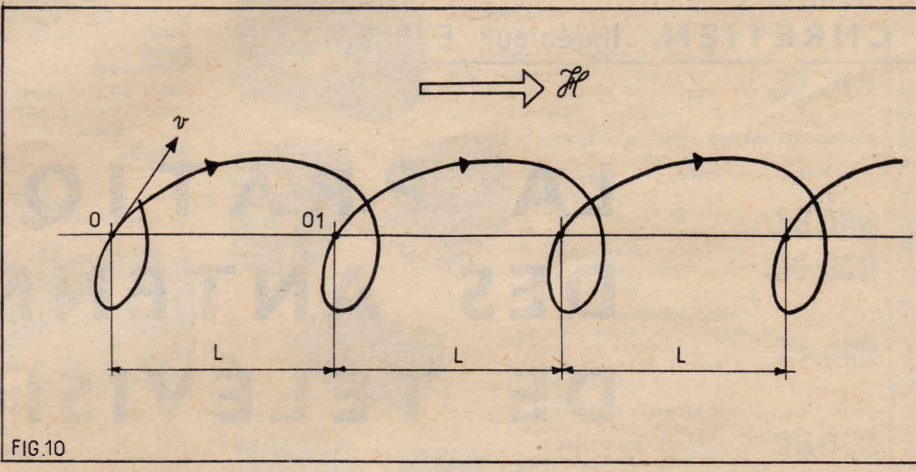


FIG. 10

FIG. 10. — Le mouvement de l'électron est hélicoïdal. C'est celui d'un pas de vis.

Note complémentaire.

Pour ceux de nos lecteurs qui veulent aller au fond des choses, il est facile de calculer le rayon de courbure imposé à l'électron par un champ magnétique uniforme.

L'électron est une charge en mouvement. Il en résulte qu'il est soumis à une force $F = H ev$ qui a été calculée plus haut et qui est naturellement dirigée vers le centre de courbure. C'est une force centripète.

Mais l'électron est aussi une masse en mouvement de valeur m. Or, une masse que l'on veut écarter de sa trajectoire rectiligne réagit par une force centrifuge... qui est mv^2/e .

La trajectoire du mobile sera évidemment le lieu où les deux forces sont en équilibre. S'il en était autrement, le mobile ne suivrait pas cette trajectoire. On a donc nécessairement :

$$\frac{mv^2}{e} = H ev$$

De cette égalité, le calcul élémentaire nous permet de tirer le rayon de courbure

$$e = \frac{v}{H e/m}$$

On voit que tous les éléments sont constants. Le rayon est donc constant. Or, le cercle est la seule courbe présentant une courbure constante... Donc, la trajectoire de l'électron est un cercle.

Conclusion.

Nous n'avons examiné ici que le cas du champ magnétique uniforme et d'intensité constante. Le cas d'un champ magnétique variable est beaucoup plus compliqué. Dans ce cas, les échanges d'énergie sont possibles. C'est, d'ailleurs, le cas des accélérateurs d'électrons qu'on nomme des betatrons et d'autres machines du même genre (synchrotrons, bevatrions, etc.).

On remarquera toutefois que les cas très simples que nous avons examinés ont de multiples applications pratiques. C'est d'ailleurs, pour cette raison que justifie le présent article.

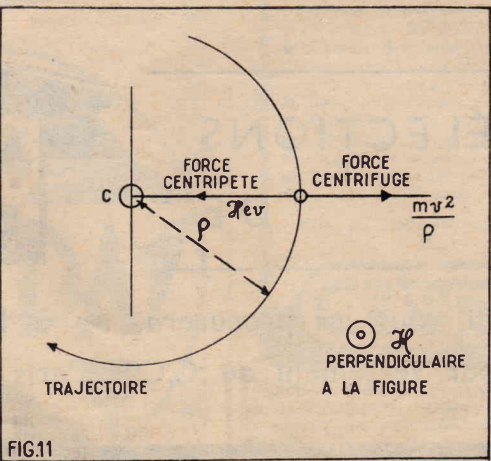


FIG. 11

SCIENCE ET VOYAGES

vous fait faire
chaque mois
LE TOUR
DU MONDE

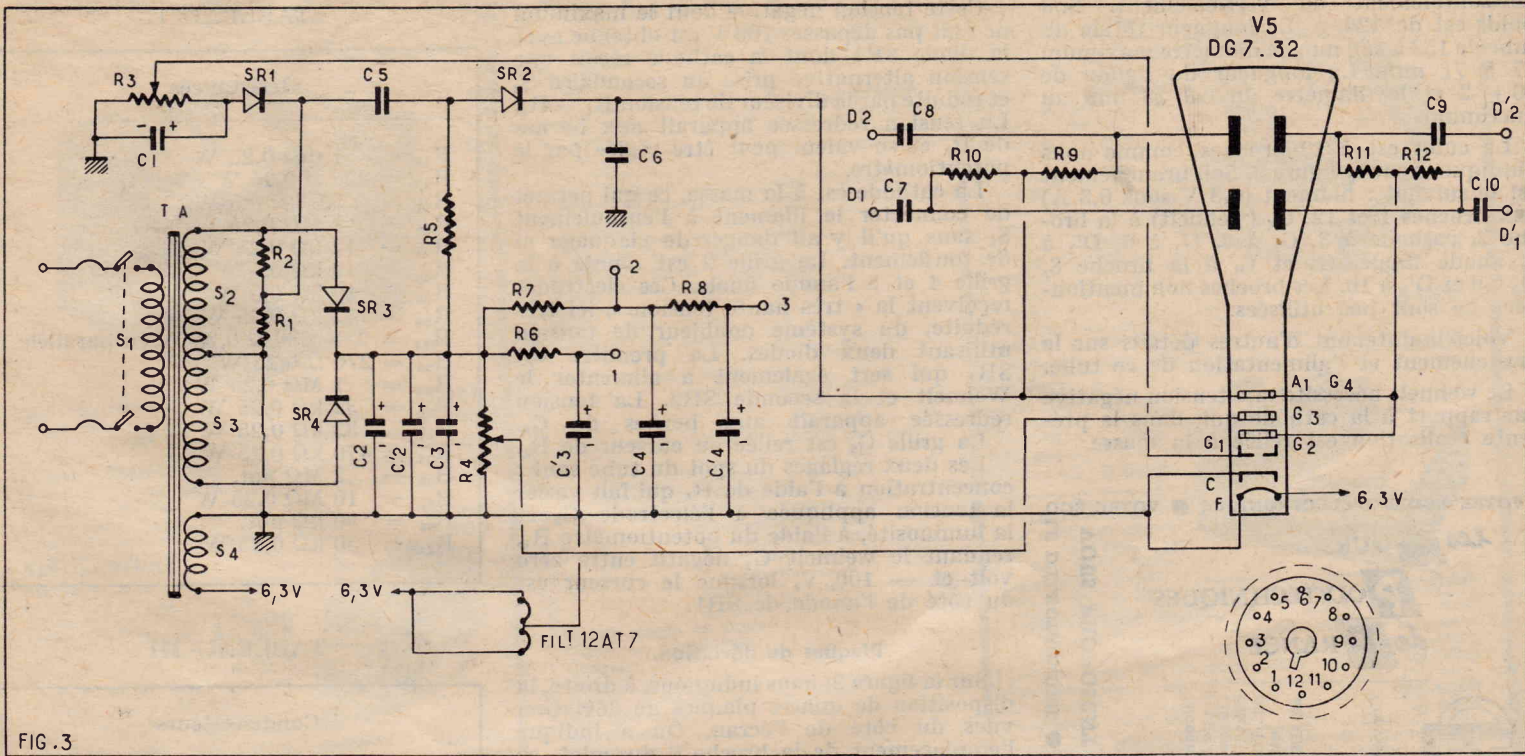


FIG. 3

donnant le schéma de l'alimentation et des circuits du tube cathodique.

Elle est à la masse, au point de vue du courant alternatif grâce un condensateur C_4 reliant le point 3 à la masse. La cathode de V_{1A} comprend une charge composée de R_{14} et R_{15} et le retour de grille s'effectue au point commun de ces résistances, ce qui permet de polariser la grille correctement, malgré la forte valeur de $R_{14} + R_{15}$.

Nous trouvons ensuite la liaison $C_{12} R_{16}$ et la sortie de l'étage, au curseur de R_{16} , relié à la grille de V_2 , pentode EF86 montée normalement avec sortie à la plaque.

Grâce au montage à sortie cathodique de V_{1A} , l'impédance d'entrée est élevée et le circuit connecté à l'amplificateur vertical n'est pas amorti. L'étage V_A présente également l'avantage de ne provoquer que de très faibles distorsions grâce à la contre-réaction.

Il n'y a rien de particulier à dire sur la lampe V_{3A} , élément pentode d'une ECF80. Le second élément de la ECF80, la triode V_{3B} , est la déphaseuse à sorties par la

Base de temps.

Passons maintenant au schéma de la figure 2 dont la liaison avec le précédent est au point « Sy ».

V_{13} est un élément triode de la lampe 12AT7 dont l'élément V_{1B} est en tête de l'amplificateur vertical. Cet étage sert d'amplificateur du signal de synchronisation et le signal est ensuite appliqué à un oscillateur blocking utilisant la lampe V_{4A} , élément d'une deuxième double triode 12AT7.

La fréquence est modifiable par bonds à l'aide du commutateur FR qui introduit un circuit six condensateurs C_{20} à C_{25} de valeur décroissante et permet ainsi d'obtenir des gammes de fréquences de plus en plus élevées.

Le réglage continu de la fréquence est effectué en agissant sur le potentiomètre R_{33} . La tension en dents de scie fournie par cet oscillateur est transmise par C_{26} à la grille de l'amplificatrice déphaseuse triode V_{4B} . Les deux tensions symétriques sont disponibles aux bornes de R_{36} et R_{35} des

plaque et par la cathode, les charges étant R_{25} et R_{24} . On obtient ainsi la possibilité d'attaquer symétriquement la paire de plaques de déviation verticale D_1 et D'_1 . On remarquera le circuit correcteur $R_{33} - C_{17}$.

À la sortie (à la droite de la fig. 1) on remarque le commutateur de synchronisation Sy qui comporte deux positions. En position 1, il relie la sortie de l'amplificateur à l'entrée de la base de temps de la figure 2 et, de ce fait, on réalise la synchronisation intérieure, autrement dit, la base de temps est synchronisée par la tension à étudier, amplifiée par V_{1A} , V_2 et V_3 .

En position 2, on a la possibilité de synchroniser, si cela est possible, avec une tension à 50 Hz prélevée à l'enroulement filant de 6,3 V alternatif. Dans cette éventualité, on placera un cavalier entre les deux points a et b.

Dans la même position, on pourra également, sans placer le cavalier, appliquer au point a un signal de synchronisation extérieur.

Alimentation

Cette partie de l'appareil de mesure est représentée sur la figure 3.

Le transformateur d'alimentation se compose d'un primaire S_1 adapté à la tension du secteur alternatif et à sa fréquence et de deux secondaires, l'un, $S_2 + S_3$ pour la haute tension et l'autre, S_4 pour filaments sur 6,3 V. Ne pas oublier de monter les filaments des lampes 12AT7 avec les deux moitiés en parallèle comme nous l'indiquons sur le schéma pour un filament de 12,6 V. Il s'agit donc de relier les deux extrémités du filament à la borne 6,3 V de S_4 et la prise médiane à la masse la plus proche.

Le redressement de la haute tension alternative de $S_2 + S_3$ est effectué par deux diodes SR3 et SR4. La haute tension redressée apparaît entre la masse (négatif) et le point de réunion des cathodes de ces éléments.

Le filtrage s'effectue à l'aide de condensateurs électrostatiques $C_2 + C'_2$, $C_3 + C'_3$, $C_4 + C'_4$ constituant six éléments en 3 boîtiers. La tension la plus élevée est obtenue aux bornes de R_4 , potentiomètre dont le curseur est relié à l'électrode G_3 . Des tensions plus réduites sont obtenues grâce aux résistances R_6 , R_7 , et R_8 qui servent également d'éléments de cellules de filtrage.

On remarquera qu'aucune bobine de filtrage ne figure dans ce montage, ce qui évite les ronflements dus aux champs magnétiques créés par les bobines de ce genre. Les points 1, 2 et 3 sont les points de branchement des retours des circuits des figures 1 et 2.

Tube cathodique.

Sur la figure 3 nous avons représenté également le tube cathodique et ses circuits d'alimentation. Le tube cathodique DG7-32 possède les caractéristiques suivantes : Résistance moyenne, écran à fluorescence vert clair.

Concentrations électrostatique, déviation électrostatique double, quatre plaques de déviation symétriques et accessibles. Il est donc nécessaire de fournir des tensions de déviation symétrique. Ceci a été prévu dans notre montage d'amplificateur et de base de temps.

Le spot a une épaisseur de 0,5 mm lorsque la tension des grilles 2 et 4 est de 500 V.

Des conditions normales d'utilisation sont réalisées avec des tensions $G_2 + G_4$ de 500 V, tension G_3 0 à 120 V, tension négative de grille 1 (wehnelt) maximum — 50 à — 120 V, tension à ne pas dépasser 0 V. Sensibilités dans les conditions indiquées :

Plaques D_1 D'_1 : 0,35 à 0,43 mm/V.
Plaques D_2 D'_2 : 0,4 à 0,3 mm/V.

L'orientation du montage du DG7-32 est quelconque, le tube pouvant être placé

Bobinages.

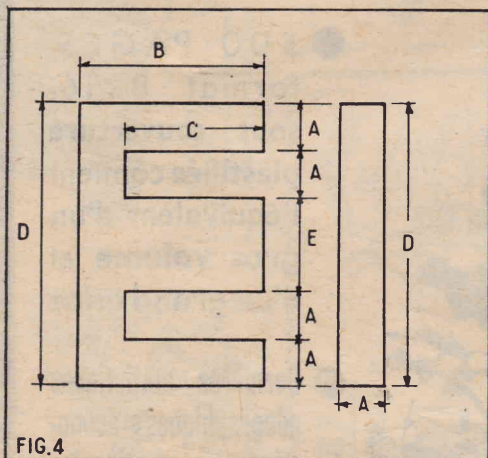
Dans les trois schémas de cet oscilloscope ne figurent que deux bobinages, le transformateur d'alimentation et le transformateur-oscillateur blocking de la figure 2.

Ces bobinages doivent être exécutés suivant les données recommandées par les réalisateurs de cet appareil.

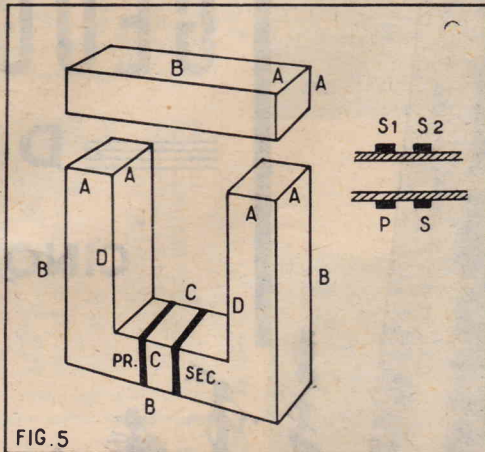
En ce qui concerne TA, on emploiera de tôles en E et I suivant les dimensions de la figure 4 : A = 12,5 mm, B = 50 mm, C = 37,5 mm, D = 75 mm, E = 25 mm.

Le primaire S₁ comporte 846 spires de fil de cuivre émaillé de 0,25 mm de diamètre pour une tension appliquée au primaire de 130 V. Pour d'autres valeurs de tension, le nombre des spires est proportionnel à la tension. Ainsi, pour 120 V, le nombre des spires sera $\frac{120}{130} \times 846 = 780$

spires, et pour 240 V, ce nombre sera $\frac{240}{130} \times 846 = 1.560$ spires.



de 0,01 mm d'épaisseur et pour S₂, on prévoira deux couches de papier de 0,01 mm. Entre deux enroulements, on disposera 3 feuilles de papier de 0,03 mm d'épaisseur. La hauteur de l'empilement du noyau est de 26 mm. On utilisera des tôles d'acier au silicium de 2,6 W recuites. Le courant à vide de ce transformateur, à 130 V au primaire, est de 27 mA environ.



Voici comment réaliser le bobinage blocking :

Il comporte une carcasse en U et T, comme l'indique la figure 5. Les dimensions sont : A = 6 mm, B = 24 mm, C = 12 mm, D = 18 mm. On bobinera les deux enroulements identiques, S₁ et S₂ du blocking sur la base de l'« U ». Chaque enroulement comportera 50 spires de fil de cuivre émaillé de 0,1 mm de diamètre, largeur de l'enroulement 1,5 mm, écartement bord à bord des enroulements 1,5 mm également. Bobiner en spires jointives en autant de couches que nécessaire.

Le branchement se fera comme pour les oscillateurs de façon que les flux soient inversés.

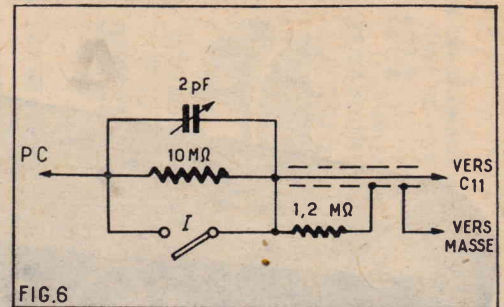
Caractéristiques générales.

Le tableau VI donne les caractéristiques de cet oscilloscope.

TABLEAU VI

Résistance d'entrée 10 MΩ avec atténuateur.

Résistance d'entrée 1 MΩ sans atténuateur. Capacité d'entrée 12 pF avec atténuateur. Capacité d'entrée 50 pF sans atténuateur. Tension d'entrée maximum 300 V crête à crête.



Sensibilité globale 100 mV/cm.
Réponse — 3 dB à 1 Hz et à 3 MHz.
Gamme de fréquences de la base de temps en 6 sous-games 20 Hz à 16 kHz.
Puissance alimentation 26 W.

L'appareil peut être réalisé sur un châssis de faibles dimensions : 100 × 120 × 260 mm, et le poids total sera de 2,6 kg environ.

Sonde d'entrée.

Le montage de l'amplificateur de la figure 1 doit être précédé d'une sonde contenant un atténuateur réduisant de 10 fois la tension appliquée à C₁₁. Le schéma de la sonde est donné par la figure 6. Tout ce circuit est disposé dans un petit blindage cylindrique relié à la masse par la gaine métallique du coaxial dont le conducteur intérieur est le fil de liaison sur le chasseur de la masse seront reliées aux bornes du circuit à examiner.

G. B.

Bibliographie. Bulletin Miniwatt : Tubes à rayons cathodiques à basse tension, édité par la Radiotechnique, 130, avenue Ledru-Rollin, Paris-XIe.

UN REDRESSEUR DE COURANT
peut vous rendre bien des SERVICES

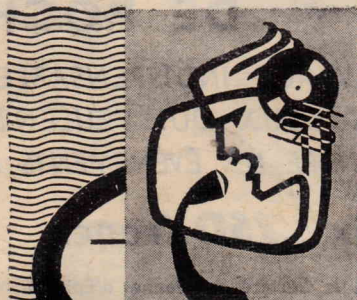
Dans notre Sélection N° 25 :

REDRESSEURS DE COURANT DE TOUS SYSTÈMES

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

PRIX : 60 FRANCS

Ajoutez 10 francs pour envoi et adressez commande à
Système D, [43, rue de Dunkerque, Paris-Xe.
C.C.P. PARIS 259-10.



SALON ALLEMAND DE LA RADIO,
DE LA TELEVISION ET DU DISQUE

FRANCFORT/M. • 14-23 AOUT 1959

ANTENNE POUR MODULATION DE FRÉQUENCE ⁽¹⁾

Les antennes pour FM présentent de très nombreux points communs avec les antennes de télévision et, de ce fait, elles bénéficient de toutes les recherches effectuées par les techniciens de la télévision.

Quelques aspects particuliers des antennes FM justifient toutefois une étude spéciale.

On trouvera ci-après des indications pratiques permettant au lecteur de réaliser lui-même l'antenne pour modulation de fréquence convenant soit à la réception d'une station proche, soit à la réception à longue distance de plusieurs émissions provenant de directions différentes.

I. Principe des antennes FM.

La conception d'une antenne dépend principalement des longueurs d'ondes des émissions à recevoir.

Lorsque la longueur d'ondes est réduite, cas des émissions à très haute fréquence (THF ou VHF), il est possible de réaliser des antennes accordées.

La puissance captée par les antennes est, dans ces conditions, beaucoup plus grande que celle reçue par des antennes « aperiodiques » comme celles adoptées en radio (PO - GO - OC).

Les VHF sont les fréquences comprises entre 30 et 300 MHz, ce qui correspond aux longueurs d'ondes de 10 m à 1 m.

Trois bandes sont réservées à la TV et à la FM. Les bandes 40 à 85 MHz et 140 à 240 MHz environ comprennent des canaux de télévision, tandis que la bande 88 à 108 MHz est destinée aux émetteurs à modulation de fréquence du monde entier.

On peut adopter des antennes accordées. Leur longueur approximative des éléments est $\lambda/4$, $\lambda/2$ ou λ (λ = longueur d'onde).

La longueur d'onde correspondant à 100 MHz est 3 mètres.

L'antenne donnant les meilleurs résultats est l'antenne Yagi, qui comporte des éléments dont la longueur est d'environ une demi-onde, soit 1,5 m environ.

Antennes Yagi pour FM.

Les antennes de ce type se composent d'un *radiateur* dont la longueur est $0,95 \lambda/2$, d'un *réflecteur* dont la longueur est $\lambda/2$ et d'un ou plusieurs *directeurs* dont la longueur est inférieure à $0,95 \lambda/2$.

La figure 1 indique la configuration de l'antenne Yagi à cinq éléments comportant un réflecteur, un radiateur et trois directeurs.

Les longueurs des éléments sont l , l_0 , l_1 , l_2 et l_3 ; les distances entre éléments sont d_0 , d_1 , d_2 et d_3 ; les diamètres des tubes sont désignés par d .

Tous les éléments sont dans le même plan et ont un axe de symétrie $x x'$. C'est suivant cet axe que l'on doit monter un bras sur lequel on fixera les éléments de l'antenne.

Le plan de l'antenne doit être horizontal et on l'orientera de façon que les directeurs se trouvent du côté de l'émetteur à recevoir et le réflecteur du côté opposé.

Dans le cas de la figure 1, l'émetteur est du côté x' .

Caractéristiques générales.

Une antenne Yagi possède des caractéristiques dont certaines sont favorables à la réception des émissions à FM et d'autres qui le sont moins.

Examinons-les une par une :

a) Largeur de bande.

L'ensemble des émissions FM se place dans la bande 88 à 108 MHz. C'est une bande de 20 MHz dont le milieu se situe vers 100 MHz (98 MHz exactement), ce qui correspond à une largeur de bande relative de $20/100 = 0,2$.

Une antenne Yagi type TV dont les dimensions seraient calculées pour 98 MHz aurait une largeur de bande de l'ordre de 10 MHz et un grand gain, pouvant atteindre 10 dB.

En agissant sur le « décalage » de fréquences réalisé en augmentant les écarts entre les dimensions successives des éléments, on peut augmenter la largeur de bande. Ainsi, on peut atteindre la bande de 20 MHz en diminuant les éléments successifs de 6 % environ au lieu de 4 %, comme cela se fait en télévision.

Pendant, l'augmentation de la largeur

de bande entraîne la diminution du gain.

En procédant comme nous venons de l'indiquer, le gain se réduit à 6 dB environ, mais cette valeur peut suffire dans de nombreux cas.

b) Directivité.

Le problème de la directivité se pose de la même manière qu'en télévision.

L'antenne Yagi ne reçoit le maximum de puissance que dans un angle de l'ordre de $\pm 15^\circ$ (voir diagramme fig. 2).

On en déduit que seules les émissions se trouvant dans cet angle de 30° seront reçues, à condition, bien entendu, que la propagation le permette.

Trois solutions existent pour recevoir de toutes les directions.

La première consiste à utiliser un dispositif de rotation de l'antenne Yagi normale, qui orientera l'antenne vers l'émission à recevoir.

L'inconvénient de cette solution est unique : c'est le prix relativement élevé du dispositif.

La seconde solution nécessite plusieurs antennes, chacune orientée vers les émissions groupées dans un angle de l'ordre de 30° .

Il en faudrait théoriquement $360/30 = 12$ antennes, mais en pratique 2 ou 3 sont suffisantes, car on aura rarement la possibilité de recevoir des émissions provenant de toutes les directions.

Evidemment, le prix de revient sera multiplié par le nombre des antennes utilisées.

Un avantage intéressant est la possibilité d'augmenter le gain de l'une ou plusieurs antennes en diminuant la largeur de bande si les émissions à recevoir par le

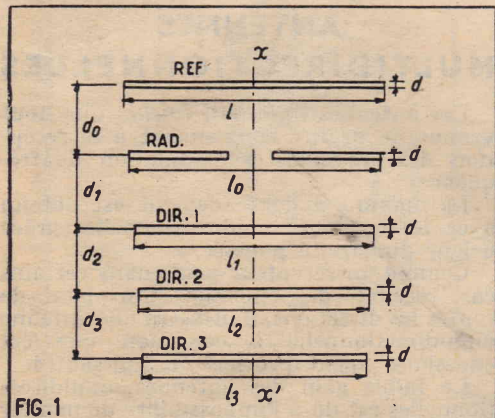


FIG. 1

(1) A la demande de nombreux lecteurs nous publions cette étude qui a déjà paru dans des numéros de Radio-Plans aujourd'hui épuisés.

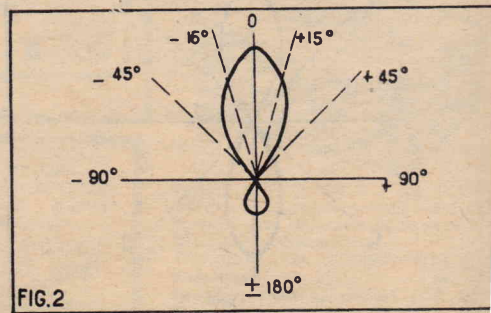


FIG. 2

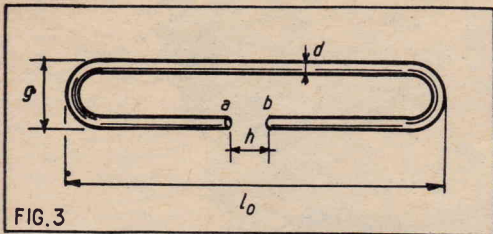


FIG. 3

Cas 2. Réception d'émissions faibles ou lointaines.

Plus il y a d'éléments, plus le gain augmente, ce qui permet de mieux recevoir mais il est impossible de déterminer, autrement que par l'expérience, quelle est l'antenne qui convient parfaitement dans un cas particulier.

Nous allons, par conséquent, donner les dimensions des antennes Yagi de deux, trois, quatre et cinq éléments.

Antenne deux éléments :

Longueurs :
 Réflecteur $l = \lambda/2 = 151,5$ cm
 Radiateur $l_0 = 0,95 \lambda/2 = 143$ cm
 Ecartement entre ces deux éléments :
 $d_0 = 0,15 \lambda = 46$ cm

Antenne trois éléments :

Longueurs :
 Réflecteur $l = \lambda/2 = 151,5$ cm
 Radiateur $l_0 = 0,95 \lambda/2 = 143$ cm
 Directeur 1 $l_1 = 0,9 \lambda/2 = 136$ cm
 Ecartements :
 $d_0 = 46$ cm
 $d_1 = 59$ cm.

Antenne quatre éléments :

Longueurs :
 Réflecteur $l = 151,5$ cm
 Radiateur $l_0 = 143$ cm
 Directeur 1 $l_1 = 136$ cm
 Directeur 2 $l_2 = 129$ cm
 Ecartements :
 $d_0 = 46$ cm, $d_1 = 60$ cm, $d_2 = 60$ cm.

Antenne cinq éléments :

Longueurs :
 Réflecteur $l = 155$ cm
 Radiateur $l_0 = 143$ cm
 Directeur 1 $l_1 = 136$ cm
 Directeur 2 $l_2 = 129$ cm
 Directeur 3 $l_3 = 125$ cm
 Ecartements :
 $d_0 = 46$ cm, $d_1 - d_2 = d_3 = 65$ cm.

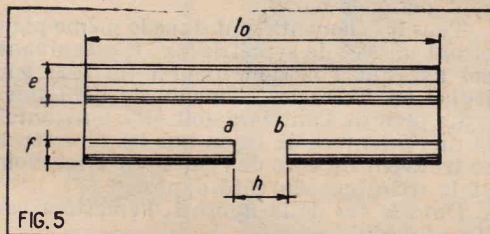


FIG. 5

Radiateurs.

En raison de la réduction d'impédance due à la présence des éléments réflecteur et directeurs, il est nécessaire de monter des radiateurs spéciaux à haute impédance, de façon que celle de la totalité de l'antenne soit de 300Ω .

Ces éléments se composent de deux tubes (voir fig. 5). Tous les deux ont la longueur l_0 indiquée plus haut. Le tube non coupé a un diamètre e plus grand que le diamètre f du tube coupé.

Les deux tubes sont reliés à leurs extrémités par des plaquettes ayant la forme qu'indique la figure 6.

La distance d'axe en axe des deux tubes est g et la distance entre les deux points de branchement est h . Voici les dimensions de e , f , g et h dans le cas des antennes Yagi à deux, trois, quatre ou cinq éléments :

Deux éléments :
 $f = 1$ cm, $e = 5$ cm, $g = 7,5$ cm
 $h = 1$ à 4 cm, valeur non critique.

Trois éléments :
 $f = 1$ cm, $e = 8$ cm, $g = 12$ cm, $h = 1$ à 4 cm

Quatre éléments :
 $f = 0,5$ cm, $e = 5$ cm, $g = 7$ cm, $h = 1$ à 4 cm

Cinq éléments :
 $f = 0,5$ cm, $e = 5$ cm, $g = 8$ cm, $h = 1$ à 4 cm

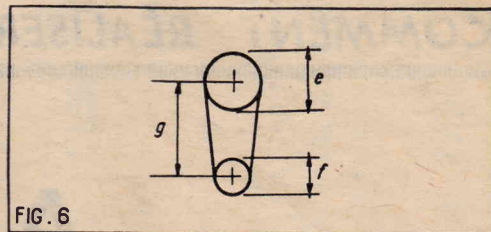


FIG. 6

On maintiendra les deux demi-tubes de diamètre f à l'aide d'un tube isolant un peu plus long que h , que l'on fera rentrer de force dans les extrémités a et b , ou encore à l'aide d'une petite plaquette de bakélite ou toute autre matière isolante de bonne qualité.

Mise au point.

La seule mise au point est celle de l'impédance qui doit être de 300Ω .

Il suffit pour cela de modifier la distance d_0 entre réflecteur et radiateur.

On diminue l'impédance en rapprochant ces deux éléments et on l'augmente en les éloignant.

Il est évident que c'est le réflecteur qui sera déplacé et non le radiateur.

Pratiquement, on effectuera cette opération pendant l'écoute d'une station puissante et proche, ou mieux encore, en faisant fonctionner un générateur HF accordé sur 98 MHz, si on en possède un.

Ce générateur sera placé à environ 4 m de l'antenne et sa sortie sera reliée à une antenne composée d'un radiateur comme celui de la figure 1, c'est-à-dire un seul tube coupé au milieu, long de 143 cm, coupure comprise.

Disposer les antennes dans un même plan horizontal, de façon que leurs éléments soient également parallèles.

Faire varier la distance d_0 jusqu'à obtention du maximum de puissance à la sortie du récepteur à modulation de fréquence accordée sur 98 MHz.

Remarquer que le réglage d'impédance est moins important en FM qu'en télévision. Dans notre cas, il s'agit uniquement d'obtenir le maximum de gain en adaptant bien l'impédance et non d'éviter les déformations d'images comme cela se produirait en télévision.

Un manque d'adaptation ne donnera lieu en FM à aucune mauvaise qualité musicale, mais diminue la puissance transmise par l'antenne à l'entrée du récepteur.

Un autre procédé de mise au point de l'impédance consiste à régler l'impédance du radiateur en modifiant la distance g (voir fig. 6) entre les deux tubes.

On peut également réaliser un radiateur du type delta.

ANTENNES

MULTIDIRECTIONNELLES

Les antennes *unidirectionnelles* que nous venons de décrire conviennent à la réception des émissions à modulation de fréquence.

Le maximum de rendement est obtenu avec les antennes unidirectionnelles grâce à leur directivité poussée.

Comme un récepteur peut, dans certains cas, recevoir des émissions provenant de toutes les directions, il utilisera une antenne omnidirectionnelle à condition que ces émissions soient proches ou puissantes.

Le faible gain des antennes omnidirectionnelles est dû à l'impossibilité de monter des réflecteurs et des directeurs.

Ces éléments augmentent le gain mais sont également des dispositifs créant la directivité comme leur nom l'indique d'ailleurs.

antennes considérées sont comprises dans des bandes plus étroites que 20 MHz, cas qui se présente très souvent.

On peut également monter toutes les antennes en parallèle, ce qui augmente un peu le gain pour chacune des émissions reçues, tout en supprimant leur commutation.

Dans la troisième solution du problème, on a recours à une antenne omnidirectionnelle.

Une telle antenne crée des difficultés au point de vue du gain, car il est difficile de monter des réflecteurs et des directeurs. Elle est intéressante pour la réception des émissions proches ou très puissantes.

Réalisations pratiques.

On trouvera ci-après des indications sur les dimensions et la réalisation de quelques antennes établies suivant les dispositifs dont nous venons de parler.

Commençons par des antennes simples du type Yagi.

Cas 1. Réception d'une seule émission proche.

Une antenne très simple se réalise avec un seul élément, le radiateur :

Sa longueur est de $0,95 \lambda/2$ avec $\lambda = 300/f$ mètre, f étant égale à 98 MHz. Cela conduit à une longueur d'onde : $\lambda = 300/98 = 3,03$ mètres. La longueur du radiateur est $l_0 = 0,95 \times 3,03/2 = 1,43$ m ou 143 cm.

Pour que l'impédance soit de 300Ω , valeur adoptée le plus souvent en FM, il faut réaliser un radiateur replié comme celui de la figure 3.

Les dimensions sont : $l_0 = 143$ cm, $h = 1$ à 4 cm, $d = 2$ à 4 cm, $g = 8$ à 20 cm.

Seule la valeur de l_0 est critique et doit être observée rigoureusement. Il faut employer un véritable tube, car une tige pleine serait trop lourde. Le tube sera aussi léger que possible, en aluminium ou duralumin de préférence au cuivre ou au fer. On attachera les deux brins du câble bifilaire 300Ω aux points de branchement a et b .

Pour 75Ω , on adoptera le radiateur rectiligne de la figure 1 avec les mêmes dimensions. Remarquer que cette antenne reçoit aussi bien d'avant que d'arrière, son diagramme étant un huit (voir fig. 4).

Elle pourra recevoir, par conséquent, deux ou même plusieurs émetteurs, s'ils se trouvent dans les angles AOB et COD.

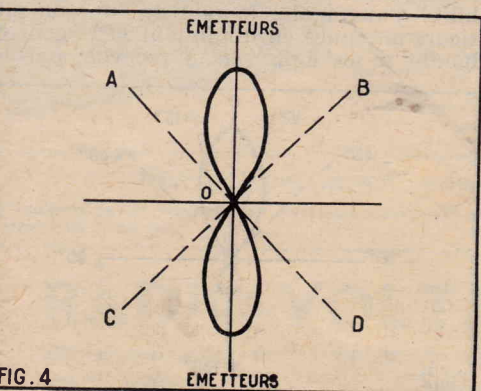


FIG. 4

Gain.

Le gain de l'antenne rectiligne de la figure 1 ou de celle de la figure 4 est de zéro décibel. On sait que le gain d'une antenne mesuré en décibels est égal à dix fois le logarithme décimal du rapport des puissances P_0 et P_a , P_0 étant la puissance reçue pour une antenne étalon et P_a la puissance reçue dans les mêmes conditions par l'antenne considérée.

Dans notre cas les deux antennes sont identiques, le rapport est l'unité, le logarithme décimal de 1 est zéro et le nombre des décibels est zéro également.

Lorsqu'on replie ces radiateurs en S ou en O (fig. 2 et 3), le gain diminue de deux fois environ, ce qui se traduit en décibels par -3 dB (décibels de rapports de puissances).

Pour retrouver le gain de l'antenne rectiligne il faudrait multiplier par deux le gain de l'antenne omnidirectionnelle.

Le moyen le plus simple c'est de monter deux antennes de ce genre en parallèle.

Pratiquement, on les monte l'une au-dessus de l'autre comme l'indiquent les figures 5 et 6.

Les plans de chaque antenne élémentaire, que l'on nomme « nappe » ou « étage » sont évidemment horizontaux.

On peut évidemment user de cette méthode pour doubler à nouveau la puissance de l'antenne en montant quatre nappes superposées. Le gain devient $+3$ dB. Dans tous les cas la distance entre deux nappes consécutives est de $\lambda/2$.

L'antenne pour F.M. étant de dimensions relativement grandes, on voit qu'il est difficile de prévoir plus de quatre nappes dont la hauteur est de l'ordre de 6 mètres.

Antennes à quatre pôles.

Ce genre d'antenne se compose de deux radiateurs rectilignes disposés perpendiculairement l'un à l'autre comme on le voit sur la figure 7.

Les deux radiateurs sont identiques à ceux des figures 1 ou 4.

Les deux conducteurs du câble se relient comme suit : l'un A aux points A et C réunis, l'autre aux points D et B réunis.

Il est également possible de monter plusieurs nappes horizontales superposées, comme on l'a fait pour les antennes en S ou en O.

Le gain de l'antenne de la figure 7 est de l'ordre de 0 dB. Avec deux nappes on obtient 3 dB et avec quatre, 6 dB.

L'omnidirectivité est excellente, le gain étant sensiblement le même dans toutes les directions. Les radiateurs de la figure 9 peuvent être également du type replié identique à celui de la figure 4.

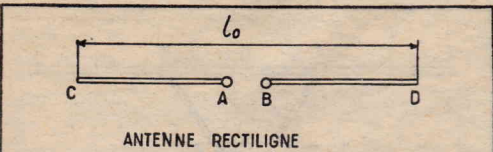


FIG. 1

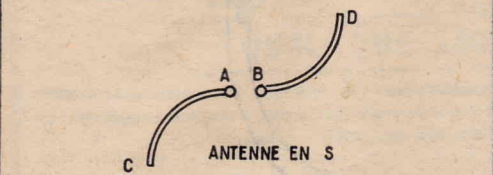


FIG. 2

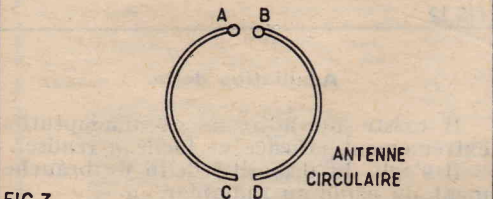


FIG. 3

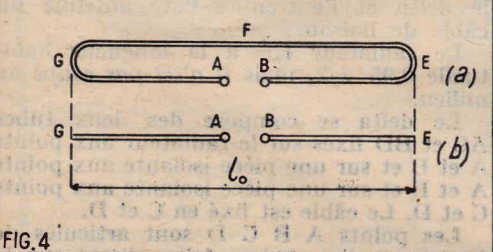


FIG. 4

Les antennes omnidirectionnelles les plus simples, à polarisation horizontale, sont constituées d'un radiateur unique replié en S ou de forme circulaire, comme le montrent les figures 2 et 3, la figure 1 rappelant la forme du radiateur demi-onde rectiligne.

Dans les trois cas le câble de liaison à l'entrée du téléviseur se connecte aux points A et B.

La longueur l_0 des radiateurs est toujours la même : $m \lambda l_0 = 0,95 \lambda/2$ autrement dit l'ensemble des deux brins plus l'espace AB vaut 5 % de moins que la demi-longueur d'onde (voir la valeur en centimètres dans notre précédent article).

Impédance.

Les radiateurs des figures 1, 2 et 3 sont du type unifilaire. Leur impédance est de 75Ω et conviennent au branchement d'un câble coaxial de 75Ω .

Nombreux sont les récepteurs à F.M. possédant une entrée de 75Ω mais la majorité des récepteurs comporte une entrée de 300Ω .

Dans ce dernier cas on remplacera les radiateurs unifilaires par des radiateurs repliés dont l'impédance est justement de 300Ω .

La figure 4 rappelle en a la forme du radiateur dipôle demi-onde replié dit également « trombone » ou « folded » (= replié, en anglais).

Le plan de cette antenne doit être vertical et les brins horizontaux. En projection, l'antenne se présente suivant la figure 4 b.

Pour réaliser des antennes omnidirectionnelles comme celles des figures 2 et 3, il suffit de replier en S ou en O les deux brins de l'antenne trombone, de sorte qu'en projection l'aspect sera celui des deux figures mentionnées.

Il n'y a pas de changement pour la longueur l_0 qui est toujours égale à $0,95 \lambda/2$.

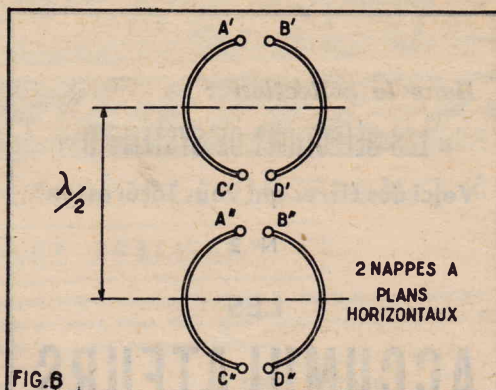


FIG. 6

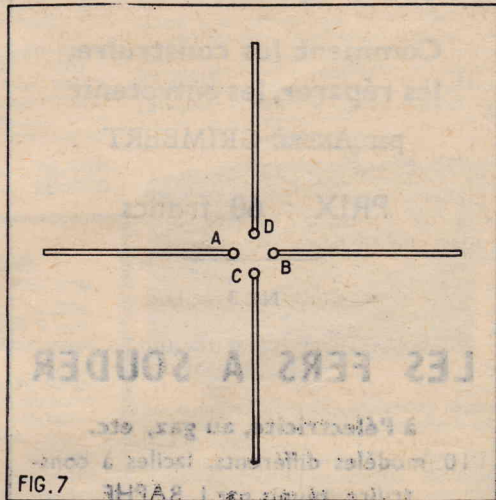


FIG. 7

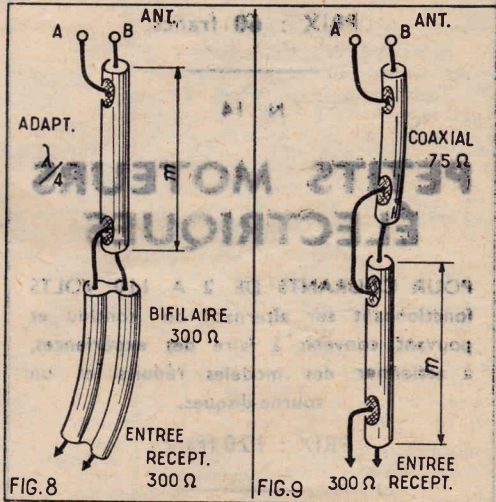


FIG. 8

FIG. 9

Adaptation.

Aucun problème d'adaptation ne se pose pour les antennes des figures 1 à 4.

Il suffit de connecter l'antenne de 75Ω , au moyen d'un coaxial de 75Ω à l'entrée de même impédance du récepteur.

On procède de même dans le cas d'une impédance de 300Ω en utilisant un câble bifilaire. Il est également possible d'adapter des antennes de 75Ω à une entrée de 300Ω au moyen d'un adaptateur du type « quart d'onde ».

Ce procédé est intéressant car il est plus facile de réaliser une antenne de 75Ω qu'une antenne de 300Ω .

La figure 8 montre le mode de branchement. L'adaptateur est constitué par une portion de câble coaxial de 150Ω long de $m = 0,65 \lambda/4$, connecté d'une part aux points AB de l'antenne de 75Ω , et d'autre part aux deux conducteurs d'un câble bifilaire de 300Ω de longueur quelconque, dont l'autre extrémité est reliée aux deux bornes de l'entrée à 300Ω du récepteur.

Une autre solution est indiquée par la

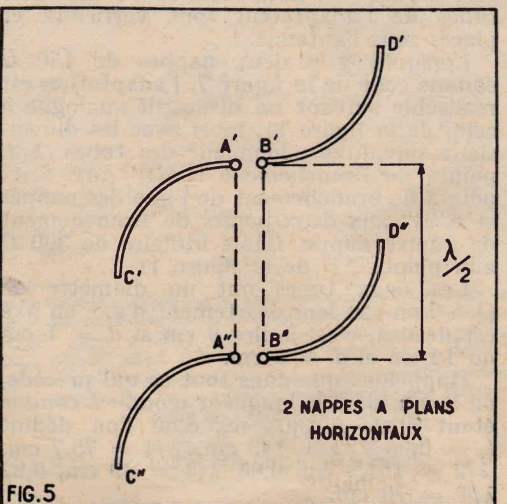


FIG. 5

Dans la collection :

« LES SÉLECTIONS DE SYSTÈME D »

Voici des titres qui vous intéressent

N° 2

LES

ACCUMULATEURS

Comment les construire,
les réparer, les entretenir

par ANDRÉ GRIMBERT

PRIX : 60 francs

N° 3

LES FERS A SOUDER

à l'électricité, au gaz, etc.

10 modèles différents, faciles à construire, réunis par J. RAPHE

PRIX : 60 francs.

N° 14

PETITS MOTEURS ÉLECTRIQUES

POUR COURANTS DE 2 A 110 VOLTS fonctionnant sur alternatif ou continu et pouvant convenir à faire des expériences, à actionner des modèles réduits et un tourne-disques.

PRIX : 120 francs

N° 27

LA SOUDURE ÉLECTRIQUE

Description d'un poste à souder fonctionnant par points et de 3 postes à arc.

PRIX : 60 francs.

Aucun envoi contre remboursement.

Ajoutez 10 F pour une brochure et 5 F par brochure supplémentaire 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 PARIS 259-10, en utilisant la partie « Correspondance » de la formule du chèque. (Les timbres et chèques bancaires ne sont pas acceptés.) Ou demandez-les à votre libraire habituel.

figure 9. On relie l'adaptateur de 150 Ω long de $m = 0,65 \lambda/4$ aux bornes d'entrée du récepteur à 300 Ω . A l'autre extrémité de l'adaptateur on connecte le câble coaxial de 75 Ω de longueur quelconque, effectuant le branchement à l'antenne. Remarque que si l'on ne trouve pas de câble de 150 Ω on peut le réaliser en montant en parallèle deux câbles de 300 Ω comme l'indique la figure 10. La longueur de chaque portion de câble bifilaire de 300 Ω doit être égale à $0,92 \lambda/4$.

Les antennes à deux nappes comme celles des figures 5 et 6 s'adaptent d'une manière analogue.

On peut utiliser des nappes de 75 Ω chacune, dont les points de branchement

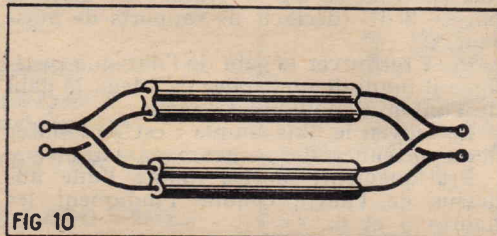


FIG 10

sont A'B et A'B'' (voir fig. 11). On relie ces points par deux tubes A'A'' et B'B'' parallèles, longs de $\lambda/2$ de diamètre d et distants d'axe en axe de $3d$. Si, par exemple, $d = 1$ cm, la distance entre les deux tubes est de 3 cm d'axe en axe.

On branchera ensuite le câble bifilaire de 200 Ω aux points AB situés au milieu des tubes.

Remarque au sujet de l'antenne de la figure 6 que les points C'D' et C''D'' ne doivent être connectés nulle part.

Considérons maintenant l'antenne de la figure 7. Il convient de la réaliser avec deux radiateurs pliés comme celui de la figure 4.

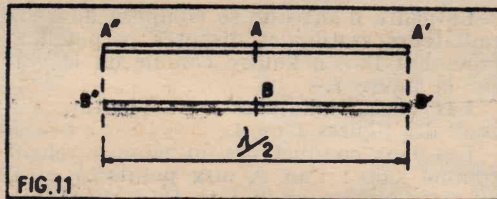


FIG.11

En reliant A à C et B à D on obtient une antenne omnidirectionnelle de $300/2 = 150 \Omega$. Pour effectuer l'adaptation à 300 Ω on procède comme dans le cas précédent en utilisant l'adaptateur de la figure 11, mais long de $\lambda/4$ seulement. On relie une extrémité de cet adaptateur, par exemple les points A' et B', à l'antenne et l'autre extrémité, les points A et B (la partie AA'' et BB'' étant supprimée) au câble bifilaire de 300 Ω . On notera que le plan de l'antenne est horizontal et que les deux tubes de l'adaptateur sont verticaux et placés sous l'antenne.

Lorsqu'il y a deux nappes de 150 Ω comme celle de la figure 7, l'adaptation est réalisable suivant un dispositif analogue à celui de la figure 11, mais avec les dimensions suivantes : longueur des tubes $\lambda/2$, points de branchement : A'B' aux deux points de branchement de l'une des nappes et A''B'' aux deux points de branchement de l'autre nappe. Câble bifilaire de 300 Ω aux points AB de la figure 11.

Les deux tubes ont un diamètre de (1 à 2 cm) et leur écartement d'axe en axe est de $6d$, c'est-à-dire 6 cm si $d = 1$ cm ou 12 cm si $d = 2$ cm.

Rappelons que dans tout ce qui précède, on a considéré la longueur d'onde λ comme étant égale à 3,03 m, d'où l'on déduit $l_0 = 0,95 \lambda/2 = 143$ cm, $\lambda/4 = 75,7$ cm, $\lambda/2 = 151,5$ cm, $0,65 \lambda/4 = 49$ cm, $0,92 \lambda/4 = 70$ cm.

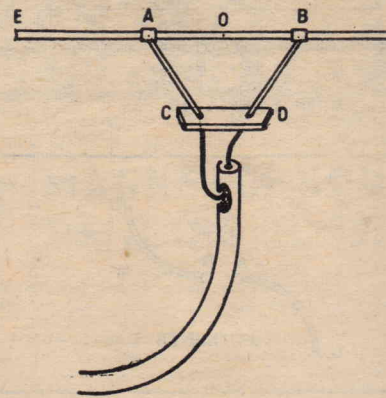


FIG.12

Adaptation delta.

Il existe un autre mode d'adaptation extrêmement efficace et facile à réaliser. Il s'agit du dispositif delta de branchement du câble au radiateur.

La figure 12 montre le radiateur delta et l'extrémité côté antenne du câble de liaison.

Le radiateur EF a la longueur totale $0,95 \lambda/2$, mais il n'est pas coulé au milieu.

Le delta se compose des deux câbles AC et BD fixés sur le radiateur aux points A et B et sur une pièce isolante aux points C et D. Le câble est fixé en C et D.

Les points A B C D sont articulés de façon que l'on puisse faire glisser le radiateur les contacts A et B, les distances OA et OB restant toujours les mêmes.

C'est en modifiant ces distances que l'on effectue l'adaptation.

Ce travail doit être exécuté expérimentalement à partir des données suivantes : AC = BD = $\lambda/5$ environ, CD = $\lambda/10$ environ. Les valeurs pour la F.M. sont : AC = BD = 60 cm environ, CD = 30 cm.

Une auto se paie 2 fois

- 1° Quand on l'achète.
- 2° Quand on ne la soigne plus.

Si vous voulez savoir conduire la voiture mais aussi la dépanner et l'entretenir, lisez

COMMENT SOIGNER VOTRE AUTO

Par M. ALBIN
Un volume de 186 pages et 54 dessins.

PRIX : 200 francs.

Ajoutez pour frais d'envoi 30 francs et adressez votre commande à la Société Parisienne d'Édition, 43, rue de Dunkerque, Paris-10^e, par versement à notre compte chèque postal Paris 259-10, en utilisant la partie « Correspondance » de la formule du chèque. Aucun envoi contre remboursement.

SYSTÈME "D"

LA REVUE DES BRICOLEURS

Menuiserie - Maçonnerie - Électricité - Mécanique - Auto, moto, vélo - Ciné, photo...

Chaque mois : 80 francs

RÉPONSES A NOS LECTEURS

(Suite de la page 19.)

B. J..., à Montpellier.

Désire connaître le nombre de spires et la section du fil qu'il faut pour rebobiner des écouteurs de 500 ohms.

Le rebobinage des bobines d'un électro-aimant d'un écouteur est très délicat. Il faut utiliser du fil émaillé 5/100.

En ce qui concerne le nombre de tours, cela dépend du modèle de l'écouteur et, dans votre cas, nous pensons qu'il vous suffirait de remplir la carcasse avec le plus de tours possible, en essayant de ranger au mieux les spires.

J.-R. G..., à Bruxelles.

A réalisé la chaîne stéréophonique décrite dans notre numéro 134 et constate un sifflement intense qu'il ne peut éliminer. Il nous demande la cause et le remède.

L'accrochage que vous constatez sur votre amplificateur est vraisemblablement dû à un mauvais branchement du circuit de contre-réaction.

Il vous suffira donc d'inverser le branchement de ce circuit sur le secondaire du transfo de sortie « grave » pour que tout rentre dans l'ordre.

L. R..., à Villeherviers.

En possession d'un petit poste, a branché à la sortie du transformateur du HP un second haut-parleur supplémentaire. Il nous demande s'il pourrait introduire dans le circuit du HP un potentiomètre de façon à augmenter ou diminuer la puissance de ce HP sans aller à chaque fois dans la pièce où se trouve le poste.

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

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

A. P..., à Sevran.

En possession d'un téléviseur du commerce, constate une déformation de l'image après quelques minutes de fonctionnement et n'arrive pas à déceler la cause. Il nous demande conseil.

Le défaut signalé est certainement dû à un court-circuit partiel dans le système de déflection horizontale. C'est donc dans le déflecteur qu'il faut chercher la panne (bobine inférieure). Il se peut qu'il s'agisse du claquage partiel du condensateur d'équilibrage des capacités.

Nous ne voyons pas du tout ce que le changement de position du fusible peut modifier dans cette anomalie.

G. B..., à Paris-XVIII°.

A réalisé un ampli suivant la partie BF du récepteur AM-FM décrit dans notre numéro 122. Il constate une déformation qu'il ne réussit pas à supprimer. Il nous demande le remède à apporter.

La déformation que vous constatez est certainement due à une mauvaise polarisation d'une lampe. Essayez donc de modifier les résistances qui assurent cette fonction.

Il est aussi possible que la préamplification de tension soit trop grande, ce qui expliquerait la vibration du HP aigu; essayez donc de réduire la valeur des résistances de charge plaque.

G. B..., à Champigny-les-Langres.

Nous demande si on peut remplacer les transistors.

— 2N486 par un OC70.

— 2N633 par un OC71.

Vous pouvez remplacer le transistor 2N486 par un OC44, et le 2N633 par un OC70 ou OC71.

V..., à Roubaix.

Constata sur son récepteur un bourdonnement très prononcé qui couvre l'audition. En mettant successivement chaque grille à la masse en commençant par la ECC81, il élimine ce bourdonnement (et aussi l'audition) avec la grille de la EL84. Il nous demande conseil.

D'autre part, il nous demande comment accorder le réjecteur sur 455 kHz.

Le bourdonnement que vous constatez peut être dû à un défaut de filtrage. Essayez de doubler les condensateurs de filtrage par un de 50 pF, de manière à voir si l'un d'eux n'est pas défectueux.

Cela peut être dû à une mauvaise masse. Vérifiez vos soudures au châssis. Voyez si une connexion du circuit de chauffage ne voisine pas une connexion grille.

Un voltmètre alternatif de 1 V ne vous permet pas de déceler une composante alternative qui a certainement une amplitude trop faible pour faire dévier cet appareil de mesure.

Pour régler le réjecteur, il faut injecter à la prise antenne un signal à 455 kHz et régler le noyau du bobinage jusqu'à extinction de ce signal.

Vous n'avez pas avantage à remplacer la cellule par un petit dynamique.

P. D. L. B..., à Marseille.

Nous demande quel est le montage peut faire pour régulariser à 220 V la tension de son réseau alternatif 220 V dans les conditions suivantes :

— Puissance 250 W max.

— Entrée 220 + 10 V.

— Sortie 220 + 1 %.

Il nous demande également s'il est possible de faire un montage à lampes pour l'effet désiré.

Les variations de fréquence sont effectuées sur les régulateurs magnétiques, mais la fréquence des secteurs est généralement stable.

Un montage régulateur uniquement à lampes n'est possible que pour le courant continu. Pour l'alternatif, la meilleure solution est

l'emploi d'amplificateurs magnétiques avec tension de référence fournie par tubes ou par transistors.

H. B..., à Saint-Romain (Vaucluse).

A réalisé une guitare électrique et se plaint du mauvais fonctionnement de cet appareil. Il n'arrive pas, après de nombreuses recherches, à déceler la cause et nous demande la marche à suivre.

Nous pensons que les défauts constatés sur votre ampli de guitare ne sont pas dus à l'amplificateur lui-même, ni au micro-magnétique, mais à une déficience de l'aigu du haut-parleur.

Vous avez donc intérêt à utiliser en plus du haut-parleur normal un second haut-parleur de faible diamètre (12 cm) et même une cellule électrostatique.

J. L..., à Dieppe.

A réalisé l'amplificateur décrit dans le numéro 135, mais en utilisant une EL41 au lieu d'une 1L81, il constate un bruit de frottement de l'aiguille qu'il ne peut atténuer en utilisant le potentiomètre « graves » qu'au détriment de la puissance.

Il nous demande s'il existe un circuit ou un filtre qui puisse amortir ce bruit.

Le bruit d'aiguille que vous constatez ne devrait pas se produire avec les disques microsillons, et il est possible que votre saphir soit défectueux.

Essayez de le remplacer avant de recourir à un filtre que vous devrez réaliser vous-même, car

Antenne Auto
antenne séparée.
Rexine lavable.
295 x 190 x 85 mm.

22.500

Ensemble complet, une seule fois...
En ordre de marche : **27.500.**
Housse pour le transport : 1.750 F.


LE SUPER-ÉLECTROPHONE

ÉLECTROPHONE 10-12 WATTS
RNE-DISQUES 4 vitesses et
CHANGEUR à 45 TOURS

3 HAUT-PARLEURS
Cercle dégonflable formant baffles

NUMÉRIQUE DE SORTIE HI-FI, impédances : 2,5 - 5 et 15 ohms. 5 LAMPES (EL84). ENTRÉES : Micro pick-up, P.S. Adaptation instantanée pour 20 volts.

AMPLIFICATEUR complet, en



ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE

(Suite de la page 36.)

On soude également au châssis le fil — du condensateur électrochimique. Les extrémités de l'enroulement HT sont connectées aux broches 1 et 7 du support EZ80. L'enroulement CH.V est relié aux broches 4 et 5. Sur la broche 3 du support on soude le fil positif du condensateur électrochimique. On y relie une des extrémités de la self de filtre. Une broche de la prise secteur est connectée à la cosse « Sect. » du transfo. Entre cette cosse et le point milieu de l'enroulement HT on soude un condensateur de 10 nF. Un condensateur de même valeur est placé entre ce point milieu et la cosse O.

La liaison entre l'alimentation et l'ampli est réalisée à l'aide d'un cordon à 5 conducteurs muni à son extrémité d'un bouchon mâle qui s'adapte sur la prise « Alimentation » de l'ampli. Sur l'alimentation, le fil du cordon est soudé sur la seconde fiche de la prise secteur, le fil bleu sur la seconde cosse CH.L du transfo, le fil blanc sur le châssis, le fil vert sur la cosse O du transfo et le fil rouge sur la seconde cosse de la self de filtre. Sur le bouchon, le fil vert est soudé sur la broche 1, le fil jaune

sur la broche 4, le fil blanc sur la broche 2, le fil bleu sur la broche 3 et le fil rouge sur la broche 5.

Pour l'alimentation du moteur de la platine tourne-disque on soude un cordon à deux conducteurs entre la cosse secteur du transfo et la prise 120 V du répartiteur de tension. A son autre extrémité, ce cordon sera soudé sur les cosses du dispositif d'arrêt automatique du tourne-disque.

Lors de la fixation dans la malette, chaque haut-parleur sera placé sur un des couvercles qui forment baffles.

Cet appareil a été conçu pour ne nécessiter aucune mise au point. En cas d'accrochage, il faut inverser le branchement des circuits de contre-réaction sur le secondaire des transfos de sortie. Enfin, lors du branchement définitif des haut-parleurs, il faut vérifier si la mise en phase est correcte entre eux. Pour cela, on essaiera d'inverser le branchement de l'un par rapport à l'autre et on adoptera le sens qui donne l'effet de relief.

A. BARAT.