

radio plans

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

XXV^e ANNÉE

PARAIT LE 1^{er} DE CHAQUE MOIS

N° 130 — AOUT 1958

100 francs

Prix en Belgique : 18 F belges

Étranger . 120 F

en Suisse : 1,60 FS

Dans ce numéro :

L'ANTENNE DE TÉLÉVISION :

Le câble de descente

★

Lutte contre les parasites

★

Filtres basse fréquence
pour récepteurs de trafic

★

Code des amateurs émetteurs

et

LES PLANS

EN VRAIE GRANDEUR

D'UN CHANGEUR
DE FRÉQUENCE

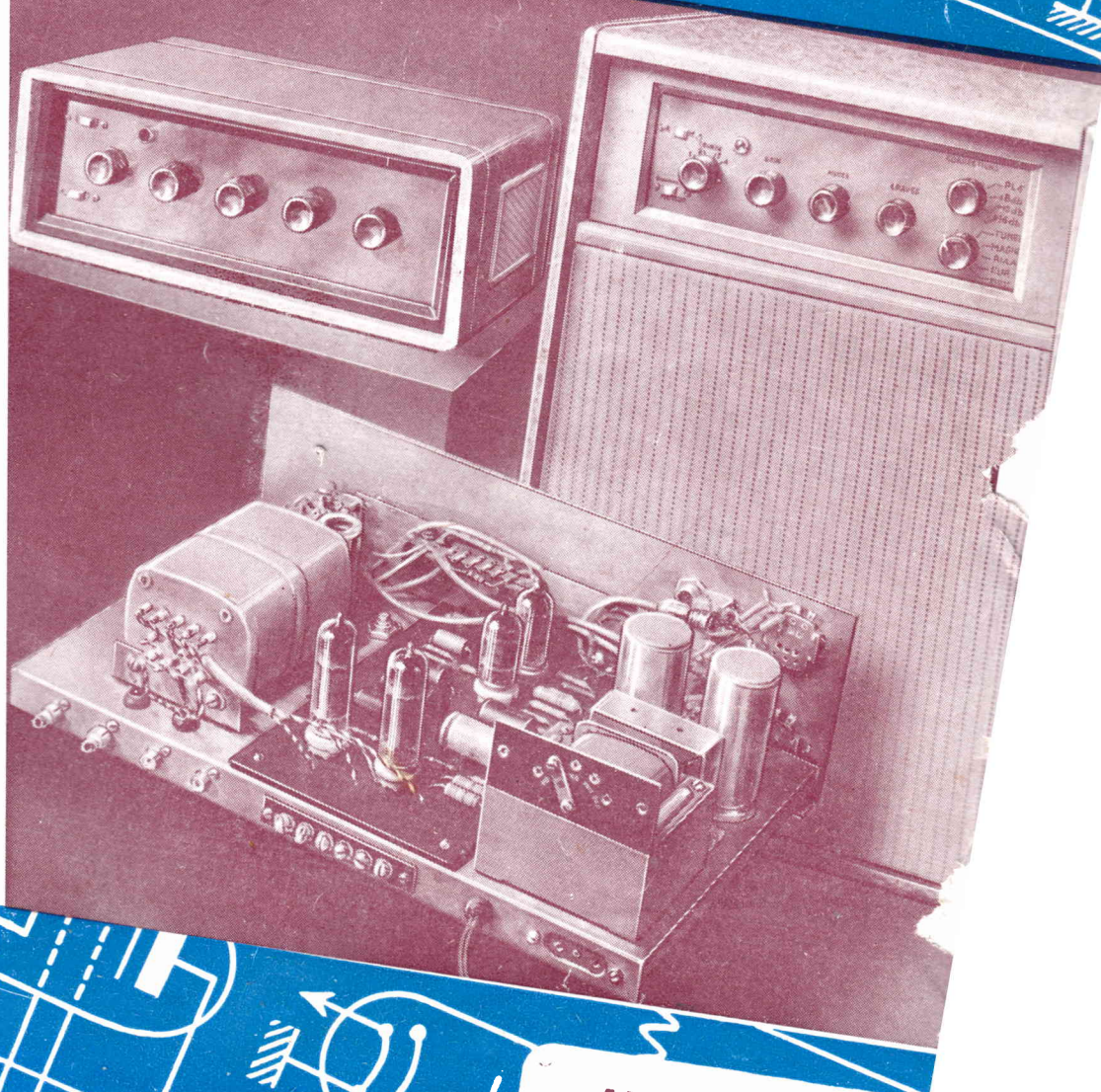
5 LAMPES $\frac{+}{-}$ LA VALVE
ET

L'INDICATEUR D'ACCORD

★

D'UN GÉNÉRATEUR BF

et de cet...



...AMPLIFICATEUR

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION : Raymond SCHALIT

ABONNEMENTS :

Un an..... 1.050 F

Six mois.... 550 F

Étrang., 1 an. 1.110 F

C. C. postal : 259-10

**DIRECTION-
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS**

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

CONFRONTATION MONDIALE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE ÉLECTRONIQUE

Cette année l'exposition annuelle de la Pièce détachée a pris une ampleur extraordinaire en raison de la participation étrangère — car pour la première fois le Salon était international. Son intérêt s'en est accru et l'émulation a conduit les constructeurs français à se surpasser. Ils en ont été récompensés par le nombre considérable de techniciens qui, du 20 au 26 juin, se sont rendus au parc des expositions de la porte de Versailles.

Nous ne décrivons pas tout le matériel exposé par les deux cent trente-cinq participants français et les trente-trois firmes étrangères, mais nous chercherons, dans les lignes qui vont suivre, à dégager les tendances générales en ce qui concerne la radio et la télévision.

Les instruments de mesure sont toujours le pôle d'attraction. Là nous avons constaté que des gains sérieux ont été faits du point de vue précision et robustesse. Même les contrôleurs multiples à cadre mobile ont une précision au moins de 1,5% en courant continu et 2,5% en courant alternatif et, par l'adjonction de poignées et de supports, leur emploi et leur transport sont rendus plus faciles.

Quant aux nouveaux voltmètres électroniques, ils permettent des mesures très étendues : certains sont prévus pour mesurer de quelques millivolts à des dizaines de milliers de volts en courant continu. L'équipement des stations service télévision est à l'ordre du jour et l'on trouve des ensembles comprenant un générateur de mire, un oscilloscope et un contrôleur électronique avec lesquels on peut contrôler la linéarité des bases de temps, la forme et l'amplitude des signaux de synchronisation, la reproduction des fréquences, le cadrage, la distance son-image, l'amplification fréquence intermédiaire et vidéo... A propos d'oscilloscope il faut noter une nouveauté : un modèle à blocs fonctionnels amovibles, c'est-à-dire avec amplificateur vertical interchangeable suivant le signal à analyser.

Peu de changements dans la pièce détachée radio et télévision. Encombrements plus réduits, performances accrues et stables, telles sont les caractéristiques générales des condensateurs, résistances et bobinages grâce à l'emploi de matériaux de qualité. Par exemple on trouve des condensateurs isolés au mylar dont la température d'emploi s'étend de - 60° à + 150° C. Chapitre condensateur, on note une avance des diélectriques céramiques par rapport aux diélectriques micas. Quelquefois les condensateurs et les résistances s'unissent pour former des capristances facilitant les montages. Enfin on dispose maintenant pour la haute fréquence de résistances à coudre, non spiralées et en conséquence non inductives.

Les transistors qui l'an passé se rencontraient exceptionnellement dans les instruments de mesure ont considérablement gagné du terrain. Rien d'étonnant à ce développement d'emploi des transistors puisque leur fabrication s'intensifie, quoique le nombre des nouveaux types français soit assez restreint. On nous promet cependant dans un avenir assez proche des transistors réalisés suivant une formule inédite, dite par alliage post-diffusé, qui permet d'obtenir une couche formant la base de quelques microns d'épaisseur. La minceur de la couche, jointe à un effet de champ, conduit à des fréquences de coupure très élevées ; on pourra donc, lorsqu'ils seront sur le marché, les utiliser avec succès en haute fréquence.

En attendant, dans le matériel basse fréquence, les transistors règnent en maîtres. Préamplificateurs,

amplificateurs pour électrophones les utilisent pour être autonomes et même on les trouve sur des équipements de sonorisation alimentés par batterie d'auto et fournissant une puissance sonore allant jusqu'à 7W.

Une autre application basse fréquence des transistors se fait sur les appareils de prothèse auditive. Pour eux cette année on propose des transistors subminiatures.

Des piles et du matériel radio ont été étudiés spécialement pour les récepteurs à transistors. Et les bobinages, les transformateurs, les condensateurs et les haut-parleurs pour ces récepteurs sont offerts à de nombreux stands. Egalement des instruments de mesure pour la mise au point des circuits à transistors sont à la disposition des utilisateurs qui peuvent aussi acquérir des appareils pour la vérification et la mesure du gain ou la lecture et le relevé direct du réseau de courbes des transistors.

Les tubes électroniques se défendent devant la concurrence des transistors et de nouveaux types sont proposés aux radiotechniciens. Ceux qui s'intéressent à la télévision apprécieront les doubles-triodes amplificatrices haute fréquence, à forte pente, ECC189 et PCC189, spécialement étudiées pour l'amplification haute fréquence en cascade ; elles ont un très faible bruit de souffle et sont de qualité supérieure au tube ECC88. A propos de télévision il faut signaler que les tubes cathodiques 90° restent les maîtres du terrain et que les tubes à angle de 110° n'équiperont pas encore cette année les téléviseurs français.

Par le nombre d'exposants français et étrangers (où l'on remarque la présence de nouveaux venus) spécialisés dans la technique des circuits imprimés, on peut déduire que cette année le grand démarrage est en route. Plaquettes isolantes recouvertes d'une pellicule de cuivre pour réaliser des circuits imprimés, ou circuits tout imprimés sont offerts aux fabricants de matériel électronique. Ceux-ci peuvent d'autre part trouver des pièces détachées spécialement conçues pour s'adapter à ces circuits : condensateurs variables, transformateurs fréquence intermédiaire pour les postes radio, rotacteurs pour les téléviseurs et connecteurs.

La haute fidélité reste un des soucis majeurs pour les radiotechniciens. Les constructeurs de matériel acoustique se sont efforcés de leur donner satisfaction en leur fournissant : des transformateurs basse fréquence à large bande passante et à faible distorsion où les tôles à grains orientés aident à obtenir la qualité voulue ; des haut-parleurs exempts de résonance gênante et qui, en bicône, reproduisent de 40 à 16.000 c/s sans affaiblissement sensible ; des tweeter permettant d'augmenter la bande passante jusqu'à 20.000 c/s ; des chaînes à haute fidélité dont les prix s'étagent de 100.000 à 400.000 F environ.

Quoi qu'en dise notre concœur France Roche dans « France-Soir », ce n'est pas encore cette année que nous verrons les disques stéréophoniques et les pick-ups et équipements spéciaux pour la reproduction de deux canaux, dont une maison anglaise a fait une démonstration. Plus sages que certains constructeurs étrangers, les spécialistes français, qui n'ignorent rien de cette question, ne veulent pas perturber le marché de l'électrophone par un perfectionnement très coûteux qui, de l'avis de ceux qui ont entendu les premiers essais, est assez discutable. Il ne faut pas que l'effet de stéréophonie soit acquis aux dépens de la haute fidélité.

Le développement du poste auto-radio se concrétise à ce Salon par le nombre important de pièces qui leur sont destinées, dont les tubes électroniques à tension anodique 6-12 V pour montage mixte tubes-transistors. Parmi les nouveaux accessoires nous trouvons des faisceaux d'allumage pour l'anti-parasitage et des antennes réalisées suivant la dernière mode : le jumelage, par l'intermédiaire d'une boîte de jonction de deux antennes placées sur les ailes arrière.

Le visiteur avait encore bien d'autres sujets d'intérêt en parcourant les stands... Un fabricant de piles lui montrait même un satellite miniature qui, s'il ne tournait pas autour de la terre, tournait sur lui-même grâce à un axe entraîné par un tourne-disque. Il était équipé d'un micro-émetteur à transistors dont l'émission était captée quelques mètres plus loin par un récepteur chaque fois que l'antenne émettrice très directive était au cours de la rotation orientée vers le récepteur. De cette façon celui-ci reproduisait un son haché rappelant les bip-bip classiques.

Tout dans ce Salon à l'harmonieuse simplicité était réussi, organisateurs et industriels sont à féliciter. La Fédération Nationale des Industries Electroniques a fait briller les nouvelles initiales F.N.I.E. qu'elle vient d'adopter en remplacement de l'appellation S.N.I.R., si familière aux radiotechniciens et phonétiquement plus agréable, de l'ancien Syndicat National des Industries Radio-électriques.

M. A. D.

SOMMAIRE DU N° 130 AOUT 1958

L'antenne de télévision.....	11
Les semi-conducteurs dans la régulation.....	16
Changeur de fréquence 5 lampes plus la valve et l'indicateur d'accord (EF85 - ECH81 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80).....	17
Du pick-up à réductance variable au pick-up magnétodynamique.....	21
Amplificateur haute fidélité (2 ECC83 EF86 - 2 EL84).....	22
Lutte contre les parasites.....	27
Filtres basse fréquence pour récepteurs de trafic.....	31
Dépannage et installation des téléviseurs.....	34
Code des abréviations utilisées par les amateurs émetteurs.....	37
DéTECTRICE à réaction EF80.....	39
Générateur BF (EF86 - 6AQ5 - 12AU7 6X4).....	41



PUBLICITÉ :

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

Le précédent n° a été tiré à 43.663 exemplaires
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire, Sceaux.

LE CABLE DE DESCENTE

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Les articles précédents ont montré dans quelles conditions une antenne de télévision, ou plus exactement un collecteur d'ondes, permettait d'obtenir les « meilleurs résultats ». C'est à dessein que nous employons cette dernière expression, bien qu'elle semble manquer de précision. Les qualités qu'on doit exiger du collecteur d'ondes sont en effet multiples et complexes :

- Sensibilité sur toute la bande à recevoir ;
- Variation d'impédance aussi faible que possible ;
- Diagramme correct de directivité.

Mais il ne suffit pas de capter la précieuse énergie à haute fréquence.

Il faut encore la conduire sans dommage jusqu'à l'entrée du récepteur.

Une descente d'antenne mal établie peut amener non seulement des pertes considérables, mais déformer les signaux de telle manière qu'il est impossible d'obtenir une image acceptable. On saisit ainsi l'importance capitale du problème de la « descente d'antenne ».

C'est précisément la question que nous nous proposons d'examiner dans le présent article.

Un problème délicat.

Nous avons reconnu précédemment que le collecteur d'onde pouvait être assimilé à un générateur de courants alternatifs G, en série avec une impédance Z, comme le montre précisément le croquis figure 1.

Si l'antenne est de bonne qualité, c'est-à-dire si elle est bien conçue et bien réalisée, l'impédance mesurera, par exemple, 75Ω et ne s'écartera guère de cette valeur... Mais si c'est une mauvaise antenne, les variations d'impédance tout le long de la gamme peuvent être considérables. Dans notre dernier article, nous avons publié le diagramme d'une certaine antenne vendue pour 75Ω et dont l'impédance variait entre 30 et 240Ω ! Ces variations fantaisistes — mais hélas ! réelles — montrent bien qu'il serait imprudent de considérer que n'importe quelle antenne peut se ramener au schéma de la figure 2. Les choses sont beaucoup plus compliquées que cela. Si l'on voulait tracer le vrai schéma équivalent d'une antenne à six brins, il faudrait arriver à un système analogue à la figure 3, en précisant bien que tous les circuits sont couplés plus ou moins lâchement les uns aux autres, qu'ils sont accordés sur des fréquences différentes et qu'ils n'ont pas nécessairement les mêmes caractéristiques

A moins de faire appel à une machine à calculer électronique, l'étude analytique

d'un tel problème est à peu près inextricable... Elle ne présenterait d'ailleurs qu'un intérêt fort limité.

Mais on conçoit aussi que le problème du couplage d'un réseau aussi complexe avec le circuit d'entrée d'un récepteur puisse être la source de quelques hésitations.

D'autant plus que, dans notre cas particulier, les courants à transporter ont des fréquences de l'ordre de 200 MHz... c'est-à-dire de 200 millions de périodes par seconde.

Transposons le problème.

Nous avons déjà eu l'occasion de remarquer que des chiffres aussi éloignés de nos valeurs habituelles confondent simplement notre imagination. Nous allons, d'ailleurs, en donner la preuve dans les lignes suivantes.

Il s'agit de transporter une puissance à haute fréquence à une distance qui peut atteindre assez couramment une trentaine de mètres. Cette puissance à haute fréquence est représentée par des courants à 200 millions de périodes par seconde, ce qui, en espace libre, correspondrait à une longueur d'onde de 1,50 m... La distance à couvrir entre le pôle collecteur et le récepteur représente donc exactement $30/1,5$, c'est-à-dire 20 longueurs d'ondes.

Transposons maintenant le problème dans le domaine des « Grandes Ondes ». Nous voudrions recevoir la station anglaise de Droitwich qui travaille sur 200 kHz — c'est-à-dire 200.000 périodes par seconde. La longueur d'onde est de 1.500 mètres. Que penseriez-vous d'une antenne qui serait installée à $1.500 \times 20 = 30.000$ mètres, c'est-à-dire à 30 kilomètres du récepteur ? Vous diriez sans doute que c'est une absurdité et que recevoir l'Angleterre dans ces conditions est une impossibilité.

Et pourtant, c'est très exactement le problème devant lequel nous nous trouvons : c'est bien en fonction des longueurs d'ondes qu'il convient de poser le problème et non pas en fonction des distances absolues.

Ainsi présenté, le problème peut sembler insoluble. Ne nous hâtons cependant pas de conclure et examinons soigneusement les difficultés.

Transmission de puissance à distance.

L'essentiel du problème peut se ramener à la figure 4. Nous disposons d'une certaine puissance électrique W à un endroit éloigné de la résistance d'utilisation. Celle-ci est Ru. Il s'agit de conduire la puissance W,

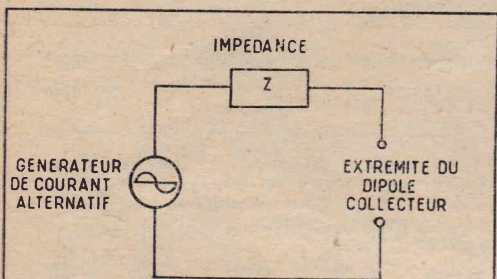


FIG. 1. — Schéma équivalent simplifié d'une antenne, mais il faut penser que l'impédance Z est généralement très complexe.

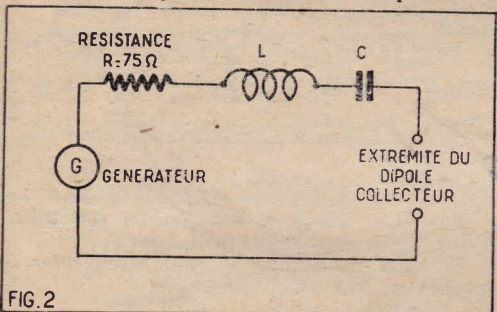


FIG. 2. — Schéma équivalent de l'antenne la plus simple.

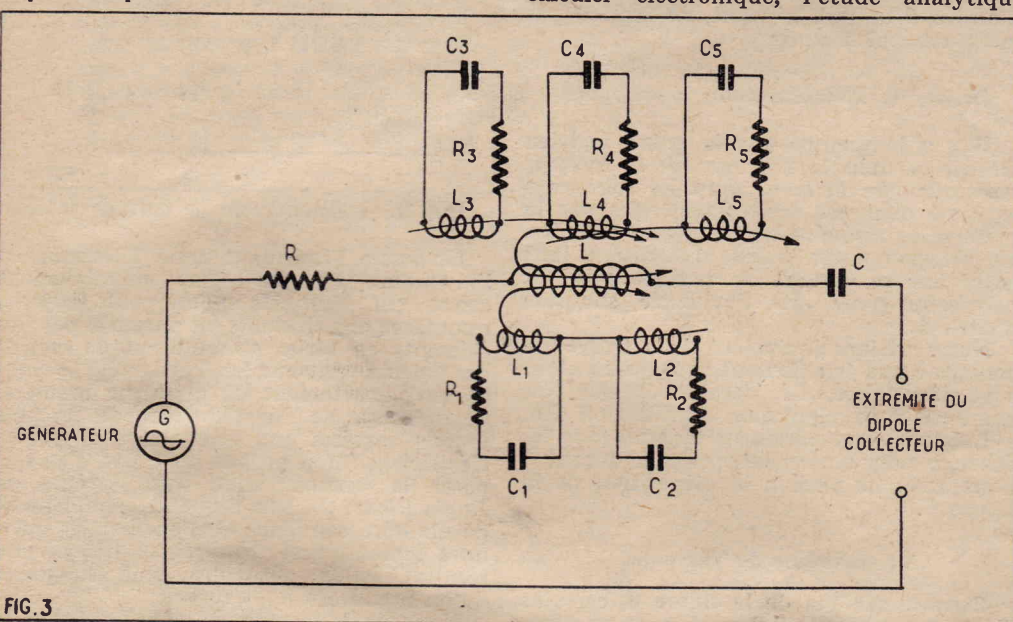


FIG. 3. — Schéma équivalent d'une antenne à six éléments. Les circuits et les couplages sont différents.

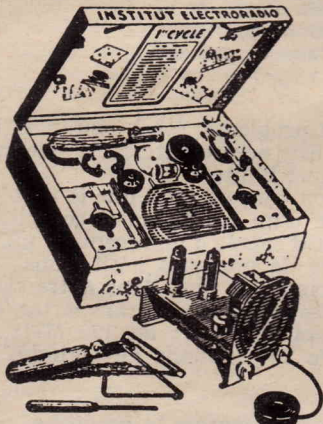
(1) Voir les numéros 127, 128 et 129 de Radio-Plans.

Apprenez facilement la RADIO par la MÉTHODE PROGRESSIVE

Tous les jeunes gens devraient connaître l'électronique, car ses possibilités sont infinies. L'I.E.R. met à votre disposition une méthode unique par sa clarté et sa simplicité. Vous pouvez la suivre à partir de 15 ans, à toute époque de l'année et quelle que soit votre résidence : France, Colonies, Etranger.

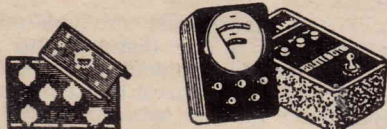


CERTIFICAT DE FIN D'ÉTUDES



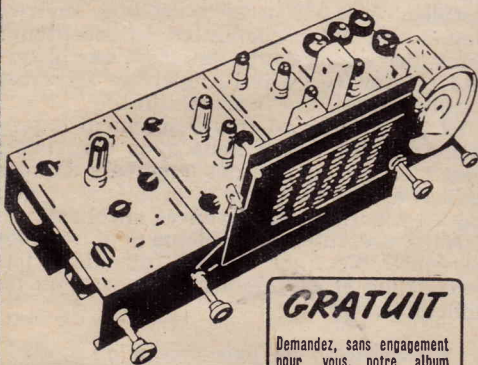
PLUS DE 500 PAGES DE COURS

Notre programme de cours par correspondance est établi pour être étudié en six mois, à raison de deux heures par jour. Pour nos différentes préparations, nos cours théoriques comprennent plus de 100 leçons illustrées de schémas et photos.



Des séries d'exercices accompagnent ces cours et sont corrigés par nos professeurs. Quatre cycles pratiques permettent de réaliser des centaines d'expériences de radio et d'électronique. L'outillage et les appareils de mesures sont offerts GRATUITEMENT à l'élève.

Car les travaux pratiques sont à la base de la méthode d'enseignement de l'I.E.R., et l'élève apprend ainsi en construisant. Il a la possibilité de créer de nouveaux modèles, ce qui développe l'imagination et la recherche. En plus des connaissances acquises, l'élève garde des montages qui fonctionnent et dont il peut se servir après ses études. Nos coffrets de construction sont spécialement pédagogiques.



GRATUIT

Demandez, sans engagement pour vous, notre album illustré sur la

MÉTHODE PROGRESSIVE

**Institut
ÉLECTRO RADIO**
6, RUE DE TÉHÉRAN, PARIS-8^e

jusqu'au lieu d'utilisation. Nous allons donc établir une ligne de transmission entre les deux éléments.

C'est exactement de cette manière que procède l'Electricité de France. Les chutes d'eau sont situées, en général, loin des lieux d'utilisation de l'énergie électrique. Qu'à cela ne tienne ! On produit l'électricité à l'endroit où une chute d'eau est disponible et une ligne de transport de puissance électrique est établie entre la montagne et la capitale.

Il faut seulement bien veiller à l'établissement de cette ligne pour que les pertes inévitables dont elle est le siège demeurent admissibles.

Dans l'exemple choisi, la fréquence du courant industriel est assez basse pour que l'on puisse admettre, du moins en première approximation, que la ligne est une résistance pure...

Si nous revenons à notre cas particulier, les choses se compliquent singulièrement, car il ne s'agit plus d'une fréquence de 50 périodes par seconde... mais de 200 millions. Et cela change tout !

A 200 millions de périodes par seconde.

A une fréquence aussi fantastiquement élevée, on ne peut plus admettre qu'une ligne électrique se comporte comme une résistance pure. Un simple conducteur rectiligne de quelques centimètres présente une inductance et une capacitance notables. Il faut, en effet, se souvenir que l'inductance est le produit $L\omega$, qui peut être très grand, même si L est très petit, car ω représente plus de 600 millions ! Et il en est de même de la capacitance qui est égale à $1/c\omega$.

A 50 périodes par seconde, le schéma équivalent de la ligne de transmission est celui qui correspond à la figure 5 a. En effet, chaque élément de conducteur présente une résistance ohmique donnée R . Si bien que le schéma général peut finalement se ramener à la figure 5 b dans laquelle la résistance R_t représente la totalité de la résistance du conducteur.

Quand la fréquence atteint 200 MHz, la réactance, nous l'avons vu plus haut, l'emporte beaucoup sur la résistance. On peut donc considérer que la ligne de transmission est représentée par la figure 5 c.

Ce n'est naturellement, qu'un schéma équivalent dans lequel il faut supposer qu'il existe une infinité d'éléments constitués par L et C .

La seule simplification qu'on puisse introduire correspondrait, par exemple, à la figure 5 d ce qui, a priori, ne semble pas nous avancer beaucoup.

Diviser la difficulté pour la résoudre.

Il y a longtemps que le grand logicien Descartes dans le *Discours de la méthode pour atteindre la vérité dans les sciences* a exprimé quelques vérités générales sur la manière de résoudre les problèmes difficiles. En présence d'une grande difficulté, il faut la diviser en autant de parties qu'il est nécessaire pour que l'évidence s'impose d'elle-même.

Notre schéma équivalent de la figure 5 d constitue une échelle dont tous les échelons sont identiques. Le dernier échelon est connecté à la résistance d'utilisation R_u .

Laissons provisoirement de côté tous les échelons pour ne considérer que le dernier : nous arrivons ainsi à la disposition de la figure 6.

Le théorème de Thévenin.

Dans le schéma de la figure 6, certains éléments comme la bobine L sont en série, et d'autres comme le condensateur C et la résistance R_u sont en parallèle.

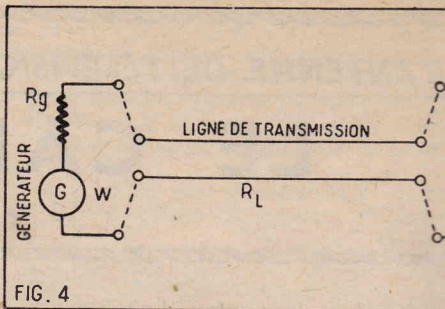


FIG. 4. — Il s'agit de transmettre, au minimum de perte, la puissance fournie jusqu'à la résistance R_u .

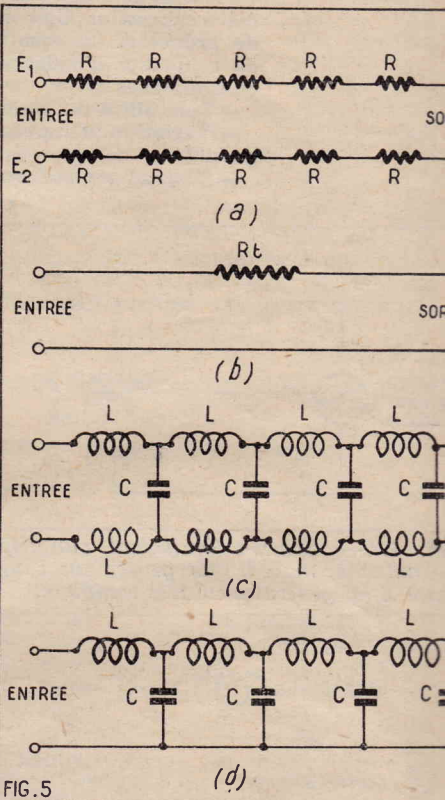


FIG. 5. — En a et b : schéma équivalent d'une ligne aux fréquences basses. En c et d, comme il faut, représentation en très haute fréquence.

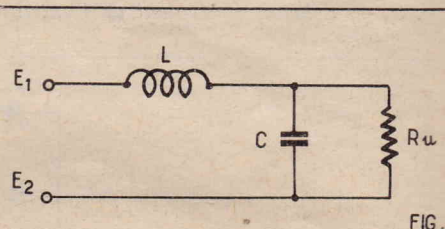


FIG. 6. — Considérons le dernier échelon.

Un autre Français nommé Thévenin l'inventeur d'un théorème mondial connu qui démontre qu'on peut toujours remplacer des éléments en parallèle par des valeurs convenables, les circuits se comportent exactement de la même manière. Ce théorème de Thévenin a rendu les grands services aux électriciens et radiotechniciens. Mon propos n'est pas de proposer la démonstration aux lecteurs de *Radio-Plans*. Je leur demande simplement de me faire confiance et d'excuser quelques lignes qu'on trouvera ci-dessous. Le résultat qu'on obtiendra vaut la peine qu'on prendra à nous suivre.

Nous avons appliqué la transformation de Thévenin à la figure 7. Le condensateur n'est plus de la même valeur. Il mesure main

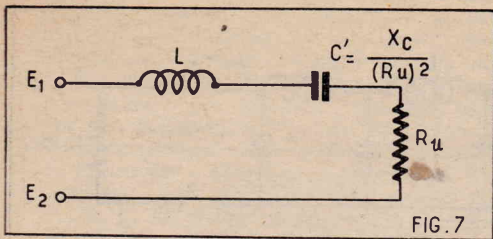


FIG. 7

FIG. 7. — *Electriquement cette disposition donne les mêmes résultats que celle de la figure 6.*

nant : X_c/Ru^2 . X_c étant la réactance de capacité de C à la fréquence considérée, c'est-à-dire tout simplement $1/C\omega$.

Les figures 6 et 7 sont équivalentes en ce sens que les sources connectées en E_1 et E_2 fournissent la même puissance et que l'intensité de courant dans la résistance Ru est la même.

Un résultat surprenant.

Les lecteurs de *Radio-Plans* ont remarqué au premier coup d'œil que la figure 7 représentait tout simplement un circuit accordé série. Ils connaissent tous les propriétés remarquables de cette combinaison, véritable « pont aux ânes » de la radioélectricité. Quand la réactance de L est égale à la réactance de C' , il y a résonance, c'est-à-dire que la ligne n'oppose plus aucune résistance au passage du courant.

Cela se produira précisément pour :

$$L\omega = \frac{(Ru)^2}{X_c}$$

c'est-à-dire : $(Ru)^2 = L\omega \times X_c$.
mais : $X_c = 1/C\omega$.

D'où : $(Ru)^2 = \frac{L\omega}{C\omega}$

c'est-à-dire finalement :

$$(Ru)^2 = \frac{L}{C} \text{ et } Ru = \sqrt{L/C}$$

Il faut donc bien souligner ce fait remarquable que ce résultat devient tout à fait indépendant de la fréquence.

En effet, dans le cours de cette analyse mathématique tout à fait élémentaire, on voit disparaître la pulsation ($\omega = 2\pi F$) qui est le seul terme dépendant de la fréquence.

Conclusion.

A condition de choisir pour Ru la valeur $\sqrt{L/C}$, tout se passe comme si le dernier échelon du câble disparaissait totalement et comme si la résistance Ru était directement connectée à l'entrée (et non à la sortie) de ce dernier échelon.

Cette valeur tout à fait remarquable $\sqrt{L/C}$ se nomme l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

Remontons les échelons.

Nous connectons une résistance $Ru = \sqrt{L/C}$ entre les bornes S_1 et S_2 du dernier échelon. Nous venons de démontrer que tout se passe comme si cette résistance

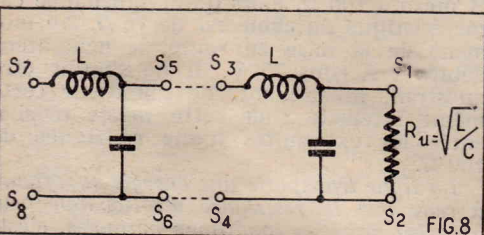


FIG. 8. — *Remontons d'échelon en échelon.*

avait été connectée entre les bornes S_3 et S_4 ... c'est-à-dire, précisément, à la sortie de

l'avant-dernier échelon. En conséquence, tout se passera comme si Ru était connecté à l'entrée de cet avant-dernier échelon.

Nous venons de faire une opération logique que les mathématiciens nomment un raisonnement « par récurrence ». Pourquoi s'arrêter en si bon chemin? De l'avant-dernier échelon, nous passerons à celui qui le précède.

Nous pouvons continuer ainsi à remonter l'échelle et nous arriverons ainsi jusqu'à l'extrémité supérieure, c'est-à-dire à l'antenne. Avant d'en tirer toutes les conclusions, revenons en détail sur cette notion essentielle de l'impédance caractéristique d'une ligne de transmission.

Précision sur l'impédance caractéristique.

L'impédance caractéristique d'une ligne de transmission, ou d'un câble, ne dépend que du rapport entre le coefficient de self-induction et la capacité par unité de longueur. Elle ne dépend absolument pas de la longueur de la ligne. En pratique, elle dépend du diamètre des conducteurs, de leur écartement, de la nature et de l'épaisseur du diélectrique qui les sépare (pouvoir inducteur spécifique ou constante diélectrique).

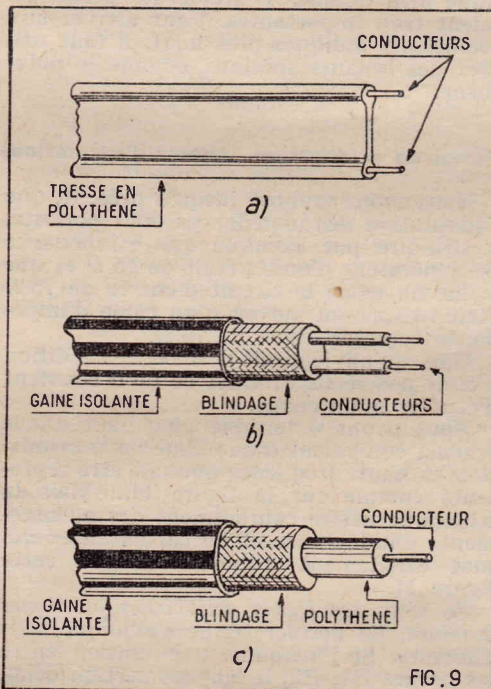


FIG. 9

FIG. 9. — *Différentes réalisations de câble à haute fréquence.*

Pour que l'impédance caractéristique soit constante, il faut que la position relative des deux conducteurs soit rigoureusement invariable et que leur diamètre soit parfaitement constant.

En pratique, on peut réaliser des câbles spéciaux de différentes manières : ruban méplat bifilaire, avec une tresse de polythène, câble bifilaire blindé, ou câble coaxial (voir fig. 9, abc).

De l'antenne au circuit d'entrée.

Nous pouvons maintenant revenir à l'antenne réceptrice. Nous avons reconnu (fig. 4) qu'elle pouvait être assimilée à un générateur dont la résistance ou impédance intérieure est égale à R_g et qui produit une puissance électrique W .

Le but que nous devons atteindre, c'est de conduire la plus grande partie possible de cette puissance jusqu'à la résistance d'utilisation Ru .

Si la résistance d'utilisation était nulle, on ne pourrait évidemment recueillir aucune

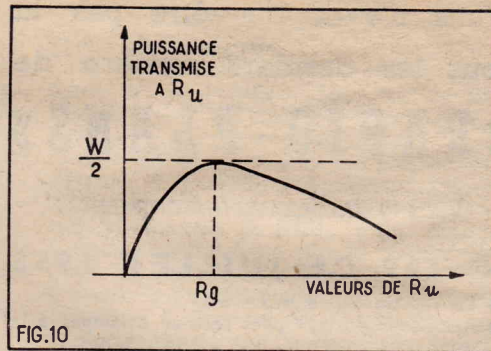


FIG. 10

FIG. 10. — *Puissance recueillie en fonction de la résistance extérieure d'utilisation.*

puissance parce que la tension entre ses extrémités serait nulle. Il en serait de même si cette résistance était infiniment grande. Dans ce cas, le générateur ne pourrait débiter aucune intensité de courant. Entre ces deux valeurs extrêmes doit nécessairement exister une valeur Ru qui permet de recueillir le maximum de puissance. Il s'agit là d'un problème bien connu d'électrotechnique. Si l'on trace le diagramme de la puissance transmise à Ru en fonction de sa valeur on obtient le résultat indiqué sur la figure 10. On voit ainsi que la puissance transmise passe par un maximum quand la résistance d'utilisation Ru est précisément égale à la résistance intérieure du générateur.

A ce moment la moitié de la puissance recueillie dans l'antenne est transmise au circuit d'utilisation, c'est-à-dire à l'entrée du récepteur. Le rendement maximum est donc de 50 %.

Que deviennent les 50 % de puissance qui ne sont pas utilisés? C'est très simple. Une partie est transformée en chaleur, par effet Joule, dans la résistance de perte de l'antenne. L'autre partie est éventuellement la source du rayonnement secondaire de l'antenne.

Ainsi, pour extraire le maximum de puissance de l'antenne réceptrice, il faut que la résistance d'utilisation soit égale à la résistance ou l'impédance de l'antenne. D'autre part, pour que la ligne de transmission transpose la résistance d'utilisation aux bornes de l'antenne, il faut que son impédance caractéristique soit égale aux deux autres impédances : celle de l'antenne et du circuit d'entrée. Ainsi, nous avons résolu notre problème... en apparence inextricable.

Quand cette condition essentielle de l'égalité des trois impédances est respectée, on dit qu'on a réalisé l'adaptation des impédances.

Pertes dans la ligne.

Nous avons supposé jusqu'ici que la ligne de transmission était parfaite. En réalité, il y a des pertes dans les capacités élémentaires par hystérésis diélectriques, il y a des pertes ohmiques dans les conducteurs.

Un choix judicieux du diélectrique permet de réduire les pertes. On fait aussi des câbles « aérés », c'est-à-dire dans lesquels le diélectrique est, pour une large part, constitué par de l'air.

Les pertes sont, à une fréquence donnée, mesurées en décibels par unité de longueur. Un câble de bonne qualité présente, à 200 MHz, un affaiblissement compris entre 0,1 et 0,2 décibel par mètre. On peut donc considérer que c'est à peu près négligeable. En effet, pour que la puissance transmise soit réduite de moitié il faut un câble dont la longueur atteigne 30 mètres.

La réduction de tension à l'entrée est alors de 0,707. On notera que pour une même qualité des éléments employés un câble coaxial est d'autant meilleur que son diamètre est plus grand.

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

« RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 129 DE JUILLET 1958

- Le Walkie Talkie WS - 38.
- Récepteur portatif piles secteur 6 lampes 6 la valve 1T4 - DK92 - IS5 - 3S4 - 50B5.
- L'antenne squelette 72 MCS.
- Ebénisterie de poste.
- Un électrophone équipé d'un amplificateur 5W ECC82 - EL86 (2) EZ80.
- Installation domestique de téléphone automatique.
- Récepteur portatif à 7 transistors 37T1 - MF1 - 36T1 - MF2 - 35T1 - MF3 - 40P1 99IT1 (2) 987 T1 (2).

N° 128 DE JUIN 1958

- Un électrophone équipé d'une platine semi-professionnelle 4 vitesses - 12AT7 - EL84 - 6V4.
- L'équipement électromécanique d'une vedette téléguidée.
- Changeur de fréquence tous courants UCH81 - UBF89 - UCL82 - EM34 - UY85.
- Récepteur miniature équipé de 3 transistors OC44 - OC71 - OC72.
- Installation des antennes de télévision.

N° 127 DE MAI 1958

- Un récepteur à une diode suivie de 2 transistors OC71 - OC72.
- Un récepteur à 5 transistors, OC44 - OC45 - OC45 - OC71 - OC72.
- L'amateur et ses surplus. Le BC 348 et le BC 224.
- Quelques applications de l'électronique à la photographie.
- Convertisseur et émetteur pour la bande 114 MHz.
- Changeur de fréquence à 4 lampes miniature, UCH42, UF41, UBC41, UL41.
- Récepteur portatif batterie, 4 lampes, DK96 - DF96 - DAF96 - DL96.

N° 126 D'AVRIL 1958

- Compteur photoélectrique.
- Téléviseur multicanal, tube 43 cm, ECC84 - ECF80 - EF80 (4) - EB91 - EL83 - EBF80 - ELL80 (2) - EL81 - EY51 - EY81.
- Deux montages simples OC71.
- Changeur de fréquence 4 lampes, ECH81 - EF80 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80.
- Un cadre antiparasite à lampe.

N° 125 DE MARS 1958

- Un électrophone 4 vitesses ECC81 (2) - EL84 - EZ80. Le R-107 (amateur et surplus).
- Récepteur AM-FM à circuits imprimés ECH81 - EF85 - EL84 - EABC80 - EZ80.
- Récepteur portatif à 5 transistors OC44 - OC45 - OC45 - OA85 - OC71 - OC72.
- Perfectionnement au récepteur de trafic amateur.
- Signal Tracer ECC82 - EL84 - EZ80.
- Cadre antiparasite à lampé 6BA6.

100 F le numéro

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

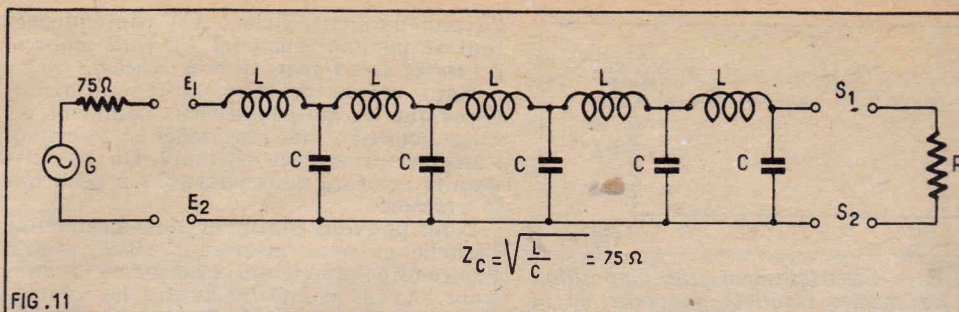


FIG. 11

FIG. 11. — Une adaptation parfaite.

Par exemple, un câble coaxial dont l'impédance caractéristique est de 75 Ω et dont le diamètre extérieur est de 6 mm présente, à 200 MHz, un coefficient d'affaiblissement de 0,22 décibels par mètre.

Ces pertes ne sont plus que de 0,15 décibels par mètre pour câble de mêmes caractéristiques, mais de diamètre 11 mm.

Les valeurs standardisées d'impédance caractéristiques les plus courantes sont 300 Ω, 150 Ω, 75 Ω et 50 Ω.

On peut parfaitement admettre qu'un fil souple à deux conducteurs constitue une ligne et présente une impédance caractéristique bien définie. Toutefois les pertes seraient trop importantes. Pour arriver aux coefficients indiqués plus haut, il faut utiliser des isolants spéciaux comme le polythène.

Temps de propagation. Défauts d'adaptation.

Nous avons supposé jusqu'à présent, que l'adaptation des impédances était parfaite, c'est-à-dire par exemple que l'impédance du générateur d'ondes était de 75 Ω et que la liaison entre le circuit d'entrée de 75 Ω était réalisée au moyen d'un câble d'impédance caractéristique de 75 Ω.

Mais qu'advierait-il si cette condition n'était pas réalisée? C'est ce qu'il convient d'étudier maintenant.

Nous avons déterminé plus haut que le schéma équivalent d'une ligne de transmission en haute fréquence pouvait être représenté comme sur la figure II... Mais la technique utilise couramment des arrangements d'inductance et de capacités qui sont exactement disposées comme cette figure II.

Ce sont des *lignes artificielles* ou *lignes à retard*. Ce dernier terme s'explique sans difficulté. Si j'introduis une tension entre les bornes E1, E2, il faut un certain délai, un certain temps pour qu'une différence de potentiel apparaisse entre S1 et S2.

Il faut, en effet, que les condensateurs et les bobinages se chargent. Les premiers emmagasinent de l'énergie sous forme d'un champ électrique et les seconds sous forme d'un champ magnétique.

Cas d'une tension alternative.

Branchons brusquement le générateur de tensions alternatives G à l'entrée de la ligne. Celle-ci se comporte comme une impédance de valeur ; c'est-à-dire, ici, de 75 Ω. Si le générateur fournit 75 volts entre ses bornes de sortie, c'est une intensité de courant de 1 A qui commence à circuler.

Mais au début de l'expérience aucune tension n'apparaît entre S1 et S2. On peut dire que le générateur ignore totalement ce qui se passe à l'extrémité de la ligne. Les choses se passeront exactement de la même manière si S1 et S2 sont à circuit ouvert, sont en court-circuit, ou fermées sur une impédance quelconque. C'est le régime d'établissement du courant pendant lequel le générateur fournit une certaine quantité

d'énergie qui s'emmagasine dans la

Si les deux conducteurs constitués par le câble sont séparés par de l'air, la vitesse de propagation est pratiquement la même que dans l'espace libre, c'est-à-dire environ 300.000 kilomètres par seconde. S'il y a un câble à diélectrique solide, la vitesse est nettement moins grande, tout en restant toutefois supérieure à 200.000 kilomètres par seconde.

Quand le câble est chargé, tous les condensateurs C sont soumis à la même tension efficace. Mais la valeur de la tension instantanée varie régulièrement le long du câble. En d'autres termes, il y a rotation de phase.

Cela veut dire qu'en nous éloignant progressivement des bornes d'entrée E1 et E2, nous observerons un écart de phase qui va croissant. A une distance déterminée, les tensions seront de nouveau en phase. Cette distance représente évidemment la longueur d'onde λ.

La relation entre la longueur d'onde λ et la fréquence F est :

$$\lambda = v/F$$

étant la vitesse de propagation dans le câble λ est naturellement plus petite que la longueur d'onde dans le vide ou dans l'espace libre.

Câble fermé sur son impédance caractéristique.

Supposons maintenant que nous connectons les bornes S1 et S2 (fig. 11). Nous avons reconnu plus haut que le câble était parcouru par un courant efficace de 1 A et qu'une tension efficace de 75 V se manifestait entre les armatures de chaque condensateur.

La résistance de 75 Ω va précisément absorber une intensité de 1 A en maintenant 75 V entre ses extrémités.

La loi d'Ohm est parfaitement respectée et tout rentre alors dans l'ordre. Les choses s'écartent un peu de l'ordre habituel au moment où l'on déconnectera le générateur G. En effet, la résistance R continuera à être parcourue par du courant pendant un certain temps. Les lecteurs de Radio-Plans ont déjà compris que l'énergie ainsi emmagasinée correspond précisément à la décharge du câble. C'est la manifestation du « retard » apporté par la ligne.

Le câble n'est pas fermé sur son impédance caractéristique.

Supposons maintenant que la résistance R mesure 100 Ω, alors que l'impédance caractéristique du câble est de 75 Ω. Au moment de la mise en route, le générateur débite 1 A sous 75 V. Il ne saurait être question, maintenant, de maintenir la même intensité sous cette même tension entre les extrémités d'une résistance de 100 Ω.

La ligne transporte une énergie supérieure à celle que la résistance d'utilisation absorberait dans les conditions normales, c'est-à-dire sous la différence de potentiel de 75 V.

Les choses vont cependant s'arranger facilement. Tout se passera comme si

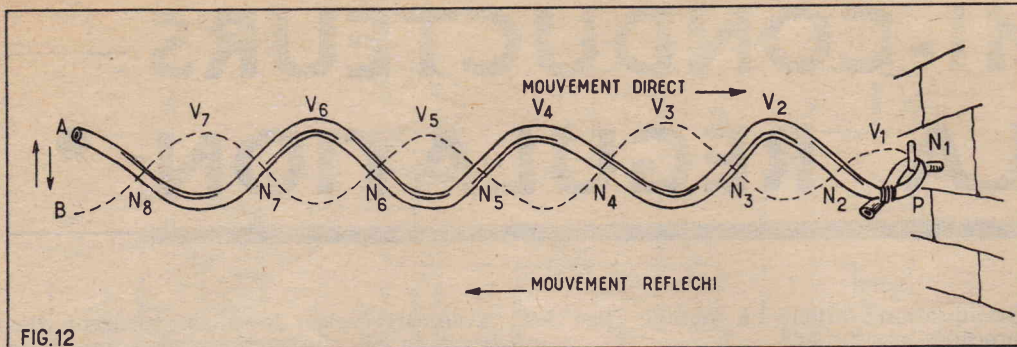


FIG. 12. — Ondes stationnaires.

force contre-électromotrice prenait naissance et la résistance d'utilisation va reverser dans la ligne la fraction d'énergie qu'elle ne peut absorber. Ce « rendu » va voyager à contre-courant, depuis l'utilisation vers la source. En chaque point de la ligne, la tension et l'intensité instantanée résulteront de la composition des ondes d'aller et des ondes de retour. C'est précisément ce que les physiciens appellent un régime d'ondes stationnaires.

Une expérience bien simple.

Une expérience bien simple vous permettra de mieux comprendre ce qui se passe dans la ligne à haute fréquence. Prenons un ressort à boudins ou un tuyau de caoutchouc de 2 ou 3 mètres de longueur. Fixons une des extrémités au point P (fig. 12). Agitons régulièrement l'autre extrémité de A en B. Nous trouverons facilement un rythme d'agitation qui permet d'obtenir la configuration indiquée sur la figure. L'amplitude du mouvement est naturellement nulle au point d'attache. Elle l'est aussi en des points comme N2 et N3, etc., qui sont des *nœuds de vibration*. Elle est, au contraire, maximum en des points comme V1 et V2, etc... et entre A et B qui sont des *ventres*.

En réalité, nous avons envoyé des vibrations le long du tuyau. Celles-ci se sont réfléchies sur l'obstacle constituant le point fixe et elles sont revenues en arrière avec la même vitesse et la même amplitude. Ce que nous observons, c'est la résultante de la superposition de deux mouvements vibratoires de même fréquence se propageant en sens inverse. C'est un système d'ondes stationnaires.

Ondes stationnaires dans la ligne.

Notre ligne de transmission mal adaptée sera le siège d'un phénomène électrique de même nature. Il est sans doute inutile d'entreprendre ici une étude complète de la question. Nous n'en soulignerons que les aspects principaux.

Nous avons reconnu plus haut que si la résistance d'utilisation n'est pas égale à l'impédance caractéristique du câble, une partie de l'énergie fournie par la source est refoulée en arrière. Il y a ainsi une intensité I pour le courant d'aller et une intensité i pour le courant de retour. De la même manière, la tension est V pour l'aller et v pour le retour. Le maximum d'intensité L aux ventres est de $I + i$. Le minimum est $I - i$. Il en est de même pour la tension.

Si R_u est la résistance d'utilisation, on a nécessairement :

$$R_u = \frac{V + v}{I - i}$$

Au moment où la source a commencé à débiter dans la résistance caractéristique du câble, on avait nécessairement :

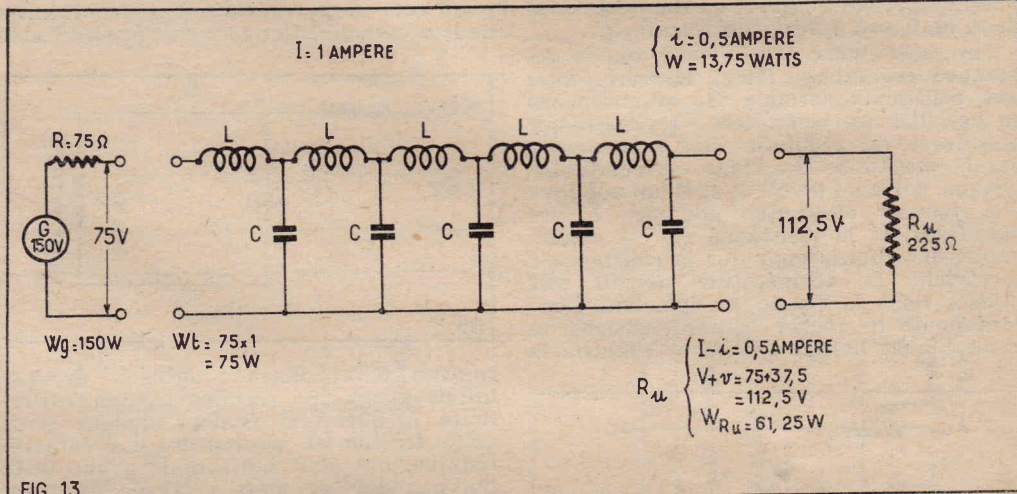


FIG. 13

FIG. 13. — Ce qui se passe dans une ligne non adaptée.

Le rapport $I/i = V/v$ qui est égal à :

$$\frac{R_u - R_c}{R_u + R_c}$$

est nommé le *taux d'ondes stationnaires*. Il est évidemment nul pour $R_u = R_c...$

Que se passe-t-il en pratique?

La situation pratique est illustrée par la figure 13. Le générateur G fournit 150 W. La moitié de cette puissance est transmise à la ligne sous forme d'une intensité de 1 A sous 75 V.

Mais la résistance d'utilisation est de 225 Ω. Le taux d'ondes stationnaires est de : $\frac{225 - 75}{225 + 75}$ ce qui fait $\frac{1}{2}$ ou 50 %. La

tension aux bornes de l'utilisation est de : $V + v = 75 - 75/2 = 112,5$ V et l'intensité de $I - i = I - 1/2 = 0,5$ A. Ce qui fait une puissance de $112,5 \times 0,5 = 61,25$ W.

La différence de $75 - 61,25 = 13,75$ W est refoulée dans la ligne sous forme d'un courant inverse de 0,5 A sous une tension de 37,5 V...

On voit ainsi que la loi d'Ohm est satisfaite.

Bien qu'élémentaires, ces quelques considérations un peu théoriques semblent peut-être sans intérêt à nos lecteurs. Ils préfèrent sans doute connaître ce qui se passe en réalité quand un téléviseur est « mal adapté ».

Disons-le tout net : cela peut être très grave.

Une première conséquence, c'est que le circuit d'entrée du récepteur « refuse » d'accepter une partie de la puissance captée par le collecteur d'onde. Une partie de la précieuse énergie captée par l'antenne est donc inutilisée.

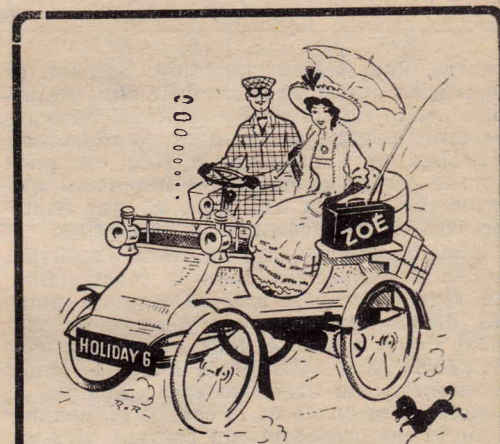
Mais c'est bien pire qu'une perte sèche. Cette énergie en chômage va remonter le

long du câble. Jusqu'au générateur. En général, celui-ci ne pourra point l'employer. Cela dépend d'ailleurs de la longueur du câble, ou, plus exactement, du nombre de longueurs d'ondes qu'il comporte. Il y aura encore réflexion. Et l'énergie reviendra, encore une fois, dans l'autre sens. Elle se présentera, de nouveau, à l'entrée du récepteur.

Celui-ci pourra peut-être en accepter une partie. Mais ces informations déphasées se traduiront sur l'écran par une *image fantôme* parfois fort gênante.

Moralité : il faut absolument réaliser l'adaptation la plus parfaite possible et éviter certaines erreurs dans le branchement des câbles coaxiaux et autres lignes de

haute fréquence. Dans un prochain article, nous étudierons comment on peut éviter ces erreurs.



RECTA

SERA FERMÉ
DU 3 AU 24 AOUT INCLUS

Pour être servis en temps utile
veuillez passer vos commandes
LE PLUS TÔT POSSIBLE

... ET BON REPOS
pour vous et votre famille

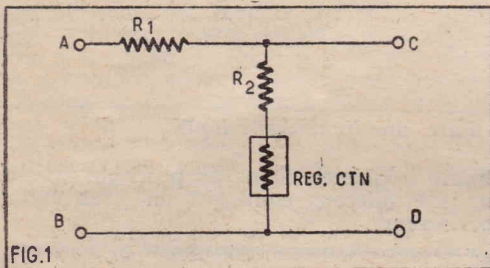
RECTA

37, av. Ledru-Rollin - PARIS (12^e)

LES SEMI-CONDUCTEURS DANS LA RÉGULATION

Les semi-conducteurs sont depuis longtemps utilisés pour la régulation de la tension. Chacun connaît les dispositifs utilisant les résistances à coefficient de température élevée (CTN ou thermistances) dont la figure 1 rappelle le principe.

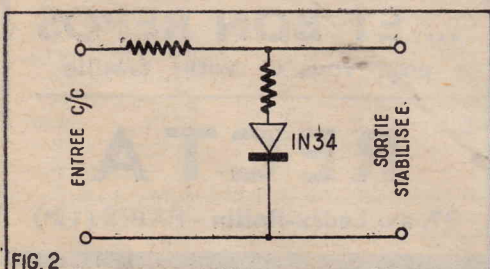
Sur cette figure nous voyons que la résistance régulatrice (Reg) en série avec une résistance normale R_2 est branchée en parallèle sur la tension à régler. L'amplitude de la régulation est commandée par la résistance R_1 . Dans ces conditions lorsque, entre les points A et B, on applique une tension alternative soumise à des variations, si la résistance R_2 est convenablement choisie pour que la résistance à coefficient de température négatif soit utilisée dans la partie sensiblement horizontale de la courbe courant-tension, on obtient, aux bornes CD où se branche la



charge, une tension constante. En effet, si la tension augmente, l'intensité croît également et la résistance à coefficient de température négatif s'échauffant, sa résistance s'abaisse et l'ensemble R_2 -Reg est parcourue par un courant plus important qui provoque dans la résistance R_1 une chute de tension s'opposant à la surtension.

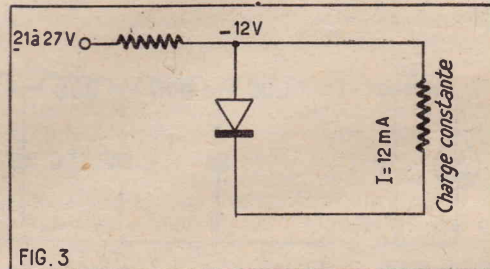
Mais les transistors et surtout les diodes à cristal permettent aussi la construction de régulateurs. Le schéma proposé pour les diodes classiques au germanium est celui de la figure 2 dont on remarquera l'analogie avec celui de la figure 1. Dans ce montage on utilise la caractéristique à résistance négative de la courbe et, comme dans le cas précédent, un courant plus ou moins important circule dans la déviation R_2 -IN34 (ou autres diodes à cristal à tension inverse élevée). Ce courant fait varier la chute de tension dans R_1 en sens inverse des variations de la tension d'entrée.

Pour la régulation des basses tensions continues de l'ordre de 5 à 27 V la CSF propose des diodes au silicium utilisées suivant le schéma de la figure 3. Elles permettent en particulier la régulation des tensions d'alimentation des transistors qui, on le sait, doivent être absolument stables.



Stabilisation difficile à obtenir par les procédés classiques.

Ces diodes dénommées DR5, 6, 7, 9, 11, 13, 16, 19 et 24, spécialement conçues pour cet usage, présentent sur la courbe de leur caractéristique inverse une véritable



rupture d'impédance : celle-ci, presque infinie avant une certaine tension, est réduite à quelques dizaines d'ohms pour cette tension et au-dessous. La caractéristique, qui était horizontale avant cette tension, devient alors verticale avec un angle à peu près droit.

Chaque diode est enfermée dans un minuscule tube de verre scellé aux deux extrémités. De l'une d'elles sortent les deux fils de connexion dont un est repéré par un point rouge indiquant qu'il est à réunir au pôle positif de la source dont on veut réguler la tension.

Suivant les types, ces diodes permettent de réguler des tensions comprises entre 4,5 et 5,5 V jusqu'à 20 et 27 V et la puissance qu'elles peuvent dissiper à 25°C est de 200 mW.

Supposons pour un exemple d'application que l'on ait besoin d'une tension régulée de 12 V avec un débit constant de 12 mA pour une tension nominale de 24 V variant entre 21 et 27 V. Comme dans les régulateurs décrits au début, il faut, bien entendu, disposer d'une tension d'alimentation supérieure à la tension régulée pour insérer une résistance et utiliser les variations de chute de tension dans celle-ci pour obtenir la régulation.

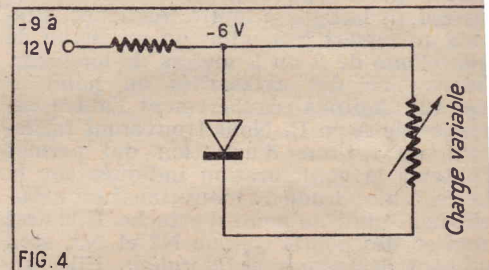
Pour établir un régulateur à diode on commence par calculer la résistance R de façon que le débit maximum dans la diode ne dépasse pas la valeur admissible, soit, dans le cas présent, 13 mA. Si l'on admet 12 mA dans la diode quand la tension d'alimentation maximum est de 27 V, un courant de $12 + 12 = 24$ mA circule dans la résistance R et la chute de tension doit être de $27 - 12 = 15$ V,

$$\text{d'où } R = \frac{15}{0,024} = 625 \Omega.$$

Ensuite on contrôle que le courant dans la diode est supérieur à zéro lorsque la tension d'alimentation est à sa valeur minimum de 21 V. A ce moment la chute de tension dans R est de $21 - 12 = 9$ V et l'intensité du courant total de : $\frac{9}{625} = 0,0144$ A. Comme l'intensité du courant de charge est de 12 mA il reste dans la diode $14,4 - 12 = 2,4$ mA.

Cette marge ne serait pas respectée si, par exemple, la charge exigeait un débit constant de 18 mA sous 12 V. Pour s'en rendre compte il suffit de recommencer

avec cette valeur le calcul précédent. Bien entendu, la chute de tension provoquée par R doit toujours être de 15 V, mais comme le courant est de $18 + 12 = 30$ mA la résistance R doit être réduite à $\frac{15}{0,03} = 500 \Omega$. Avec cette valeur, lorsque la tension est minimum le courant s'abaisse à $\frac{9}{500} = 0,018$ A — c'est-à-dire aux 18 mA demandés par la charge. Donc plus au courant ne passerait dans la diode pour une tension d'alimentation inférieure à 21 V et il n'y aurait plus d'effet régulateur. En conséquence, si l'on augmente l'intensité de charge pour une diode correspondant à une tension régulée déterminée, la variation de la tension d'alimentation doit être comprise entre des limites plus étroites.

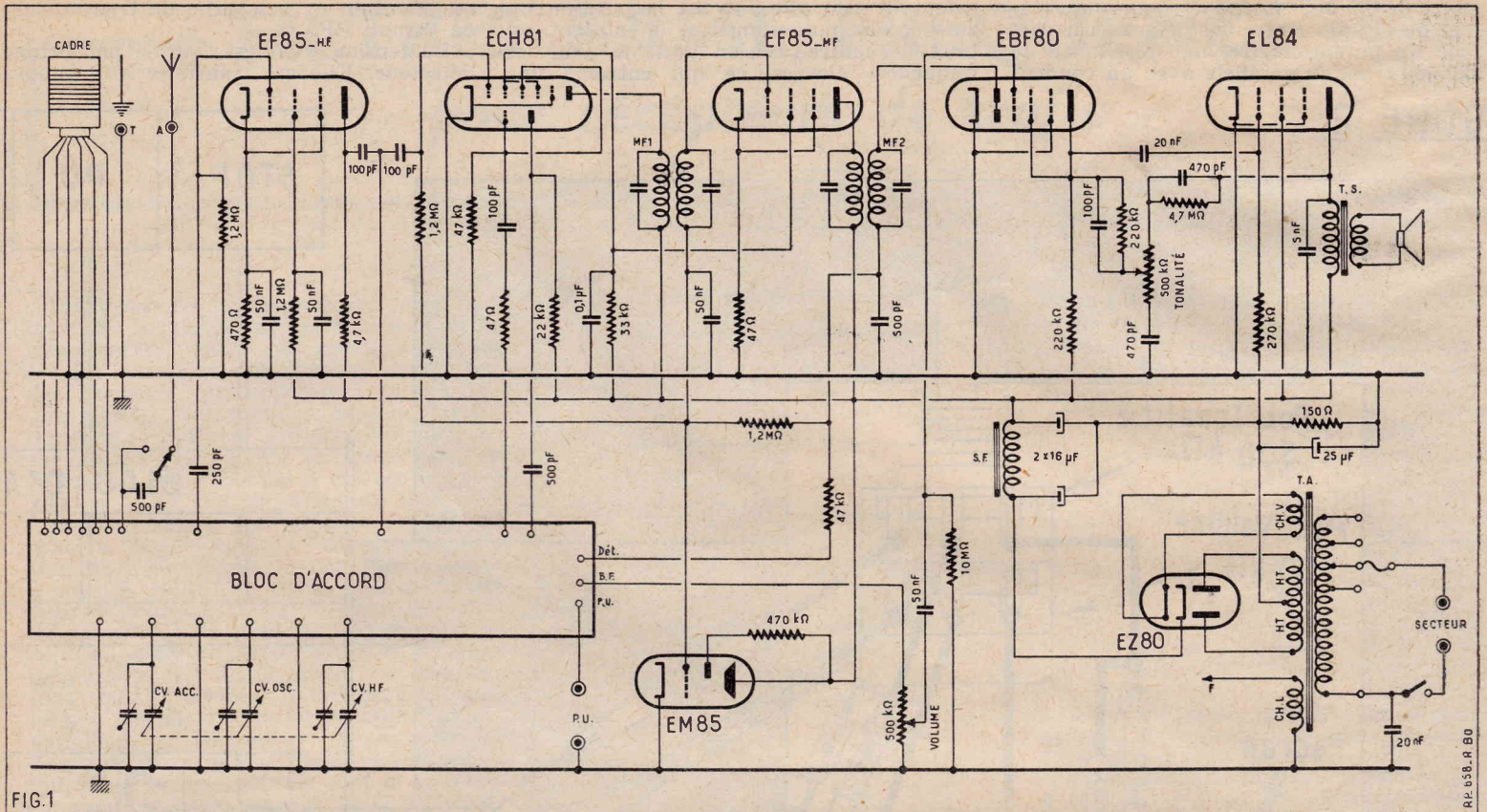


Un autre exemple est donné pour ces diodes en vue d'obtenir une tension régulée de 6 V dans une charge à débit variable de zéro au maximum de courant à partir d'une tension d'alimentation variable entre 9 et 12 V comme l'illustre la figure 4. Pour cela il convient que l'intensité soit maximum dans la diode quand le courant est nul dans la charge et que la tension d'alimentation est maximum. Ceci signifie qu'on a droit à un courant de 30 mA pour une diode 6 V afin de se tenir en dessous de 200 mW, limite de dissipation permise. La chute de tension dans la résistance R devant atteindre $12 - 6 = 6$ V et le courant étant de 30 mA, la valeur de R est de $\frac{6}{0,03} = 200 \Omega$.

Si la tension d'alimentation s'abaisse à 9 V la chute de tension dans R n'est plus que de $9 - 6 = 3$ V et le courant I de $\frac{3}{200} = 0,015$ A. Courant qui se partage entre la diode et la charge suivant l'intensité demandée par celle-ci de 0 à 15 mA.

De nombreux autres problèmes de régulation en basse tension peuvent être résolus avec ces diodes dans la limite de la dissipation maximum. Le courant régulé est d'autant plus faible que la tension est plus élevée; cependant il est possible de réunir deux ou plusieurs diodes en série pour augmenter la puissance admissible. Par contre il est déconseillé de brancher deux diodes en parallèle car leur tension n'étant jamais rigoureusement exacte, tout le courant passerait par l'une d'elles et l'autre ne servirait à rien. Voici donc des éléments nouveaux qui aideront les radio-techniciens pour l'alimentation des appareils à transistors.

M.A.D.



CHANGEUR DE FRÉQUENCE 5 LAMPES + LA VALVE ET L'INDICATEUR D'ACCORD

Le schéma (fig. 1).

Sur ce schéma, nous voyons le cadre à air dont les enroulements accordés par un CV de 490 pF constituent le circuit d'entrée pour les gammes PO et GO. En gamme OC et BE, par le jeu du commutateur du bloc, ces enroulements se trouvent remplacés par des bobinages contenus dans le bloc lui-même. A ce moment, une antenne devient nécessaire. Elle est mise en service à l'aide d'un commutateur placé sur l'axe de commande de rotation du cadre. Dans son circuit, est inséré un condensateur de 500 pF.

La lampe HF est une EF85. Sa grille de commande est reliée au circuit d'entrée par un condensateur de 250 pF et une résistance de fuite de 1 MΩ. La polarisation est fournie par une résistance de cathode de 470 Ω shuntée par un condensateur de 50 nF. La grille écran est alimentée à travers une résistance de 1 MΩ découplée par un condensateur de 50 nF. L'alimentation de la plaque se fait à travers une résistance de 4.700 Ω, cette plaque étant reliée au circuit de liaison HF contenu dans le bloc par un condensateur de 100 pF. Le circuit de liaison HF est accordé par un CV de 490 pF. Ce circuit attaque la grille de commande de la modulatrice de l'étage changeur de fréquence par un condensateur de 100 pF. La résistance de fuite de 1 MΩ applique la tension de VCA à l'électrode de commande de la modulatrice.

L'étage changeur de fréquence est équipé d'une ECH81 dont la section heptode fonctionne en modulatrice et la section triode en oscillatrice locale, suivant le

procédé classique. La cathode de cette lampe est à la masse. Pour une partie oscillatrice nous retrouvons les éléments habituels : une résistance de fuite de 47.000 Ω, un condensateur de 100 pF en série avec une résistance de 47 Ω dans le circuit grille ; une résistance d'alimentation de 22.000 Ω et un condensateur de 500 pF dans le circuit plaque. Le bobinage oscillateur est accordé par un troisième CV de 490 pF.

La grille écran de l'heptode modulatrice est alimentée à travers une résistance de 33.000 Ω découplée par un condensateur de 0,1 μF. Signalons que cette alimentation est commune avec celle de l'écran de la lampe MF.

L'étage MF comprend une lampe EF85 et deux transfo de liaison accordés sur 455 kHz. La polarisation est obtenue par une résistance de cathode de 47 Ω non découplée. La faiblesse de cette résistance autorise une telle disposition qui a l'avantage d'introduire un effet de contre-réaction d'intensité, lequel améliore la stabilité de l'étage. Cette lampe est elle aussi soumise à la régularisation antifading.

Le second transfo MF applique le signal MF amplifié aux diodes d'une EBF80 qui assure la détection. Le circuit détecteur comprend, outre les diodes et le secondaire du transfo, une résistance de blocage HF de 47.000 Ω et un potentiomètre de 0,5 MΩ (volume contrôle). Cet ensemble est shunté par un condensateur de 500 pF.

Le potentiomètre constitue l'entrée de l'amplificateur BF. Une section du commutateur du bloc permet de couper sa liaison avec le reste du circuit de détection et de brancher à ses bornes une prise PU.

De conception extrêmement moderne, ce récepteur met en œuvre un jeu de lampes pris dans la série Noval. Il est équipé d'un bloc à clavier et d'un cadre orientable à air. Ce qui le distingue plus particulièrement du super-classe, c'est l'étage HF qui, précédant l'étage changeur de fréquence, augmente considérablement la sensibilité et réduit le bruit de souffle. De manière à tirer le maximum de rendement on a adopté pour la liaison entre la lampe HF et la modulatrice un circuit accordé qui procure un gain bien supérieur à celui d'une liaison aperiódique. Signalons pour terminer cette présentation que le contrôle de tonalité se fait à l'aide d'un circuit de contre-réaction et que l'indicateur d'accord est un EM85.

Par un condensateur de 50 nF et une résistance de fuite de 10 MΩ, le curseur attaque la grille de commande de la partie pentode de la EBF80. La cathode de la lampe étant à la masse, c'est la résistance de fuite qui produit la polarisation nécessaire. La grille écran de la EBF80 est reliée à la plaque, cette lampe est donc utilisée en triode. La résistance de charge est une 220.000 Ω. Ce circuit plaque est découplé au point de vue HF par un condensateur de 250 pF.

L'étage de puissance est équipé par une EL84 dont la cathode est à la masse. La liaison entre la plaque de la EBF80 et la grille de la EL84 se fait par un condensateur de 20.000 pF et une résistance de fuite de 270.000 Ω. La plaque de cette lampe actionne un haut-parleur à aimant permanent dont le transformateur d'adaptation présente une impédance primaire de 5.000 Ω.

Entre la plaque de la EBF80 et celle de réaction réglable, qui, nous l'avons déjà mentionné, fonctionne en contrôle de tonalité, une branche de ce circuit relie les plaques des deux lampes et est formée d'une résistance de 4,7 MΩ shuntée par un condensateur de 470 pF. Une autre branche est placée entre la plaque de la EBF80 et la masse. Elle comprend un potenti-

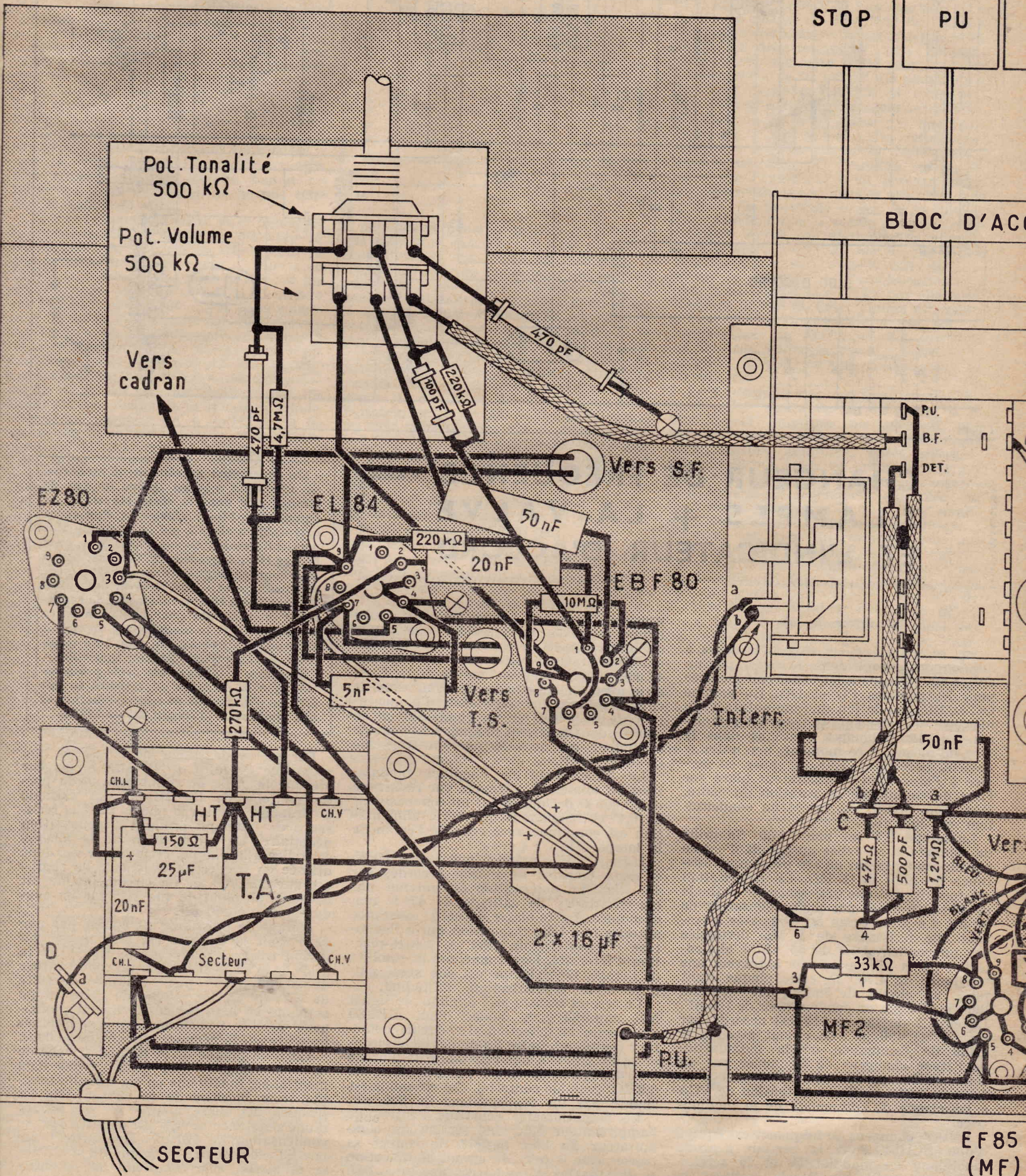
mètre de $0,5\text{ M}\Omega$ en série avec un condensateur de 470 pF . Entre le sommet et le curseur du potentiomètre, une résistance de $220.000\ \Omega$ est en parallèle avec un condensateur de 100 pF .

Suivant la position du curseur du potentiomètre, on obtient un taux de contre-réaction variable pour les fréquences élevées, ce qui entraîne une

modification de la courbe de transmission de l'ampli BF.

La tension VCA est fournie par l'étage détecteur. Elle est transmise aux lampes

FIGURE 2



EF 85
(MF)

asservies par une cellule de constante de temps formée d'une résistance de $1\text{ M}\Omega$ et à un condensateur de 50 nF . C'est également cette tension qui commande la

grille de l'indicateur d'accord EM85. L'alimentation est composée d'un transformateur donnant $2 \times 300\text{ V}$ 75 mA à la HT, d'une valve EZ80 et d'une cellule

de filtrage dont les éléments sont : un self de $500\ \Omega$ et deux condensateurs $16\ \mu\text{F}$. Une résistance de $150\ \Omega$ découpée par $25\ \mu\text{F}$ est placée entre le point mil

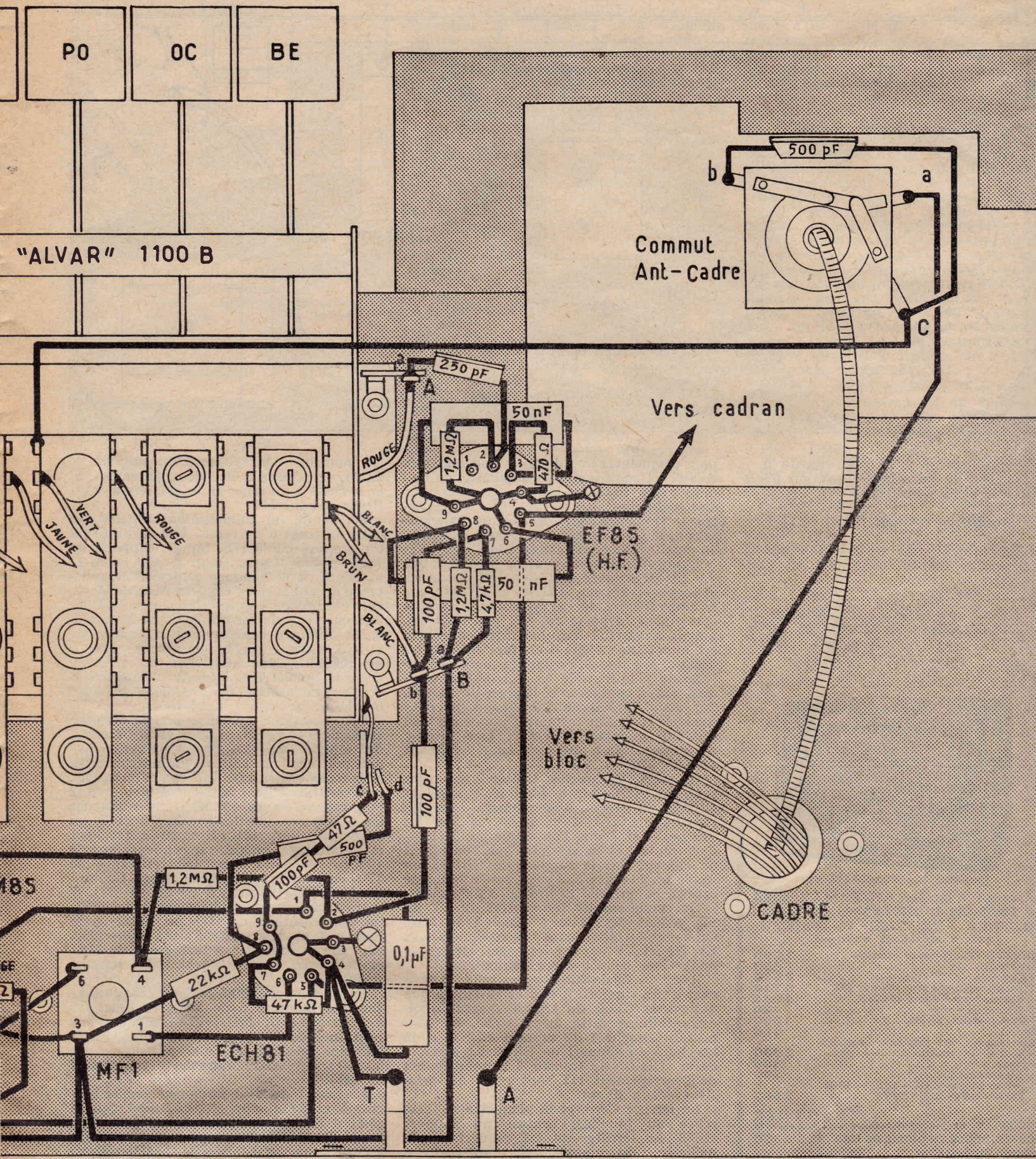
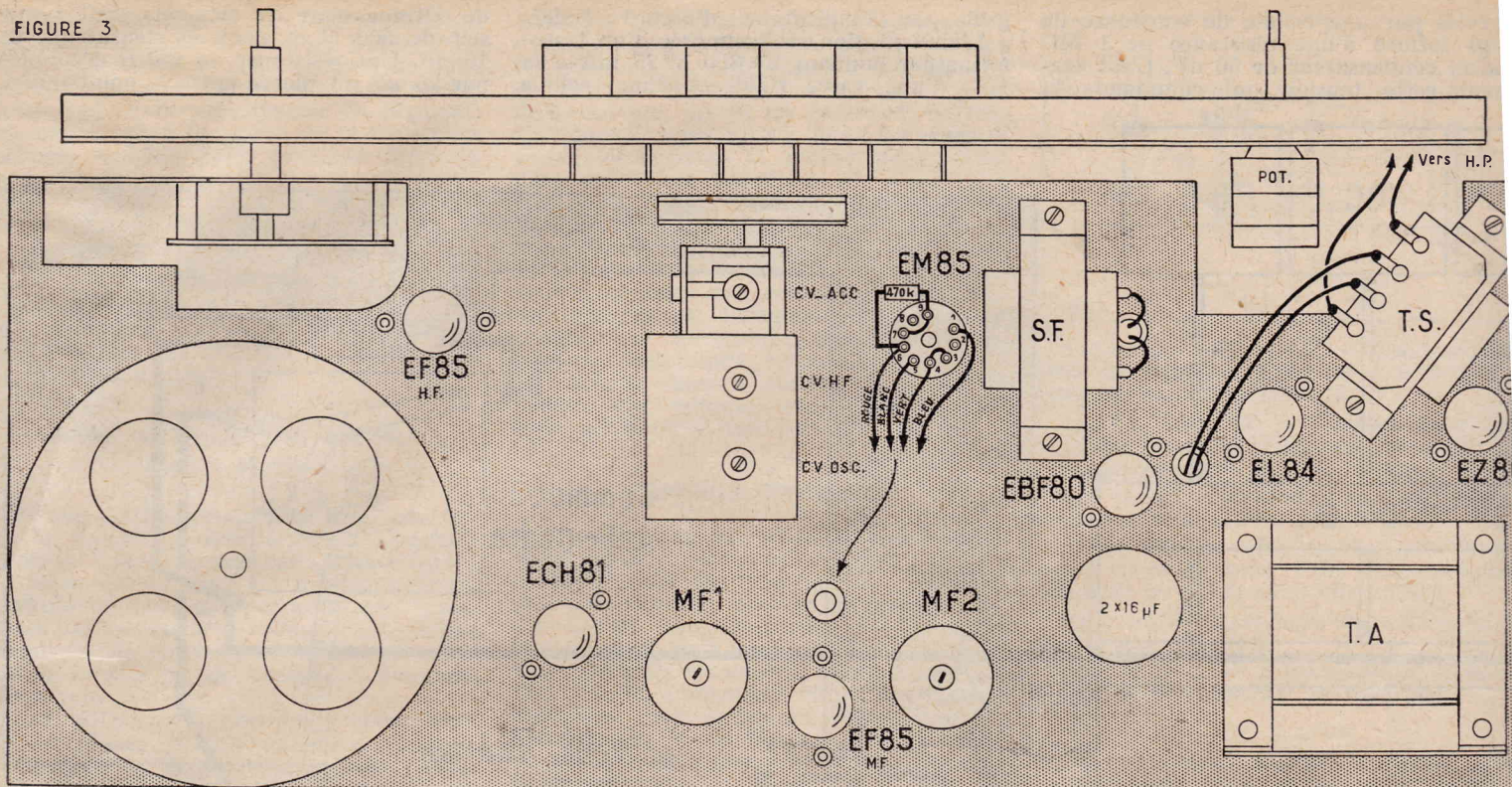


FIGURE 3



de l'enroulement HTF du transfo à la masse. Elle procure la polarisation nécessaire à la grille de la EL84.

Réalisation pratique (fig. 2 et 5).

L'équipement du châssis se fait suivant le processus habituel. On met en place

pour commencer les supports et les plaquettes A-T et PU. Sur le dessus du châssis on dispose : les transfos MF, le condensateur électrochimique de filtrage, le seul de filtre, le transfo de HP, le transfo d'alimentation, le CV et son cadran. Sur ce cadran, on monte le potentiomètre double.

Avant de mettre en place le bloc on soude des fils de câblage sur les cosses de masse et les cosses CV acc. CV HF et CV osc, car ensuite aucune de ces cosses ne sera plus accessible. On passe ces fils par les trous prévus à cet effet dans le châssis et le bloc est maintenu éloigné de la face interne du châssis à l'aide d'écrous formant entretoise de manière que les touches ne viennent pas en contact avec la glace du cadran. Sur deux des vis de fixation on place les relais A et B. On termine l'équipement en soudant le relais C sur la face interne du châssis ; puis on passe immédiatement au câblage.

On soude les broches 4, 6 et 9 des deux supports EF85 sur le blindage central et on relie la broche 6 au châssis. Pour les supports de ECH81 et EL84, ce sont les broches 3 et 4 que l'on soude sur le blindage central et la broche 4 que l'on réunit au châssis. Sur le support de EBF80, on soude les broches 3, 5 et 9 sur le blindage central et on relie la broche 3 au châssis.

On soude sur les fourchettes du CV les fils venant des cosses « masse » du bloc. On soude les fils venant des cosses CV acc, CV HF et CV osc sur les cages correspondantes du condensateur variable.

Avec du fil de câblage, on relie les broches 5 des supports EF85 et ECH81 à une des cosses CH.L du transformateur d'alimentation. A cette même cosse, on connecte la broche 4 du support EBF80 et la broche 5 du support de EL84. La seconde cosse « CH.L » du transfo et le point milieu de l'enroulement HT sont reliés au châssis avec du fil nu.

La ferrure Terre et la plaquette A-T est reliée au blindage central du support EF85. La ferrure Ant est connectée à la paillette a du commutateur « Ant-Cadre ». On soude un condensateur de 500 pF entre les paillettes b et c et on connecte la paillette c à la cosse Ant du bloc. On soude le fil rouge du bloc sur la cosse a du relais A et le fil blanc sur la cosse b du relais B.

On connecte : la broche 9 du support de EL84, les cosses 3 des deux transfos MF et la cosse a du relais B de manière à constituer la ligne HT.

On soude un condensateur de 250 pF entre la cosse a du relais A et la broche 2 du support EF85 HF. Sur ce support, on soude : une résistance de 1 MΩ entre la broche 2 et le blindage central, une résistance de 470 Ω et un condensateur de 50 nF entre la broche 3 et le blindage central, un condensateur de 50 nF entre la broche 8 et le blindage central, une résistance de 1 MΩ entre cette broche et la cosse a du relais B, une résistance de 4.700 Ω entre la broche 7 et la cosse a du relais B et un condensateur de 100 pF entre cette broche et la cosse b du relais B.

On soude un condensateur de 100 pF entre la cosse b du relais B et la broche 2 du support ECH81. Nous arrivons ainsi naturellement à câbler ce support. On relie ensemble les broches 7 et 9 et on soude une résistance de 1 MΩ entre la broche 2 et la cosse 4 du transfo MF1, une résistance de 47.000 Ω entre les broches 3 et 7, un condensateur de 0,1 µF entre la broche 1 et le blindage central, un condensateur de 100 pF en série avec une résistance de 47 Ω entre la broche 9 et la cosse « Gr osc » du bloc, une résistance de 22.000 Ω 1 W entre la broche 8 et la cosse 3 de MF1, un condensateur de 500 pF entre cette broche 8 et la cosse « Pl osc » du bloc. On relie la broche 6 à la cosse 1 de MF1 et la broche 1 à la broche 8 du support EF85 MF.

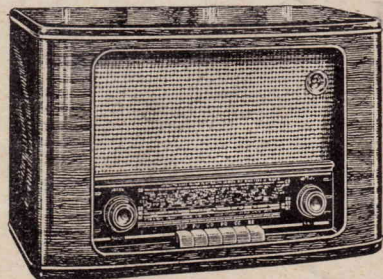
Sur le support EF85 MF, on relie la broche 2 à la cosse 6 de MF1, la broche 7 à la cosse 1 de MF2 et on soude : une résistance de 47 Ω entre la broche 1 et le blindage central et une résistance de 33.000 Ω 1 W entre la broche 8 et la cosse 3 de MF2.

La cosse 6 de MF2 est connectée aux broches 7 et 8 du support de EBF80. Sur la cosse 4 de ce transfo, on soude une résistance de 47.000 Ω qui va à la cosse b du relais C, une résistance de 1 MΩ qui va à la cosse a du relais et un condensateur de 500 pF dont l'autre fil est soudé sur la patte du relais. On soude un condensateur

(Suite page 38.)

DEVIS des PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU CL 240 BE

Descrit ci-contre.



Dimensions : 560 x 360 x 265 mm.

Alternatif 7 lampes - H. F. ACCORDÉE
4 GAMMES D'ONDES } OC-PO-GO-BE
CLAVIER 6 TOUCHES } PU et STOP
Cadre à air blindé orientable.

L'ÉBÉNISTERIE ci-dessus complète.....	7.000
Le châssis.....	850
1 Cadran avec CV et glace.....	2.940
1 Jeu de bobinages avec cadre et MF....	5.740
1 Haut-parleur elliptique 16 x 24.....	1.995
1 Transfo de sortie.....	420
1 Transfo d'alimentation.....	1.350
Self.....	485
Résistances, condensateurs, supports, cordon, fils, visserie, soudure, etc....	2.000
Potentiomètre.....	385
1 Jeu de boutons.....	300
1 Jeu de lampes (EF85 - ECH81 - EF85 - EBF80 - EL84 - EZ80 - EM85).....	3.580

COMPLET, en pièces détachées..... 27.045
CABLÉ, RÉGLÉ EN ORDRE DE MARCHÉ 29.900

RADIOBOIS

175, rue du Temple, PARIS-III^e
(2^e Cour à droite)

Tél : ARC 10-74 C. C. Paris 1875-41

DU PICK-UP A RÉLUCTANCE VARIABLE AU PICK-UP MAGNÉTO-DYNAMIQUE

Le pick-up à cristal, malgré ses grandes qualités, ne satisfait pas entièrement les amateurs de haute fidélité, qui préfèrent se priver de l'avantage d'une tension de sortie élevée pour obtenir la meilleure courbe de réponse dans les fréquences élevées et

l'insensibilité aux conditions climatiques qui caractérisent les pick-up magnétiques à réluctance variable et les pick-up magnétodynamiques. Ces derniers ont aussi l'inconvénient d'être plus onéreux, mais chacun sait que la haute fidélité est un luxe.

La revanche du pick-up magnétique.

Les premiers pick-up réalisés pour la lecture des disques en gomme laque étaient, à l'origine, du type électromagnétique et connurent une grande vogue avant d'être détrônés par les pick-up à cristal.

Les pick-up à cristal ou piézoélectriques apportèrent une très bonne solution au problème de la légèreté indispensable pour la lecture des disques microsillons. Depuis l'avènement de ces derniers, à l'exception des électrophones et des meubles radio-phono d'une très grande classe, les pick-up à cristal sont presque universellement adoptés.

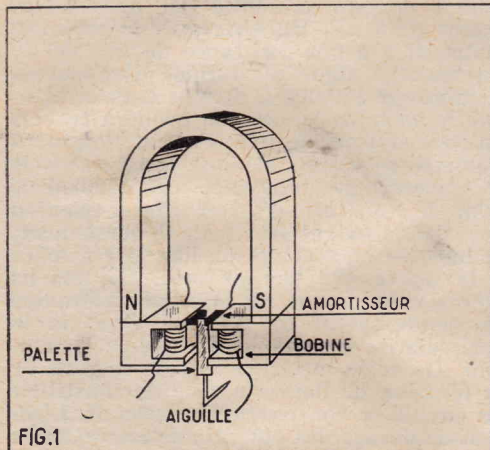
Cependant, les techniciens de la basse fréquence n'abandonnèrent pas complètement le pick-up magnétique, et de nouveaux modèles, d'un poids raisonnable, ont été réalisés. A défaut d'une grande sensibilité, ils offrent une excellente fidélité due surtout à une plus grande étendue du spectre dans les fréquences élevées.

C'est ainsi qu'est né le pick-up à réluctance variable. Pour comprendre son fonctionnement, il faut se remémorer le principe général des pick-up magnétiques : production d'une force électromotrice induite dans une bobine par variation d'une force électromagnétique.

Les variations du flux sont obtenues par déplacement d'une petite palette en fer doux munie d'un pivot supportant l'aiguille qui lui transmet ses mouvements vibratoires. Cette petite plaque vibre dans l'entrefer d'un aimant permanent. Plus cet entrefer est faible, plus la tension développée dans la bobine est grande. Néanmoins, la qualité de reproduction ne peut être obtenue qu'avec un large entrefer comme on le prévoit dans les nouveaux pick-up magnétiques. Ceci conduit à des tensions de sortie très faibles que l'on tend à augmenter par un nombre de tours plus grand de l'enroulement induit.

Dans les pick-up à réluctance variable, au lieu d'une bobine, on trouve deux enroulements placés entre les pièces polaires et composés de manière à réduire les ronflements d'induction.

Les oscillations de la palette font, comme dans le cas précédent, croître et décroître



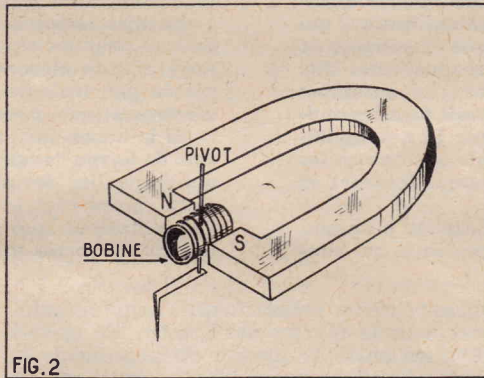
le champ traversant les bobines, mais la disposition de la palette permet de supprimer les amortisseurs en caoutchouc indispensables avec le montage de la figure 1. Et tous ceux qui ont utilisé des pick-up magnétiques connaissent bien l'inconvénient de se durcir et de se détériorer avec le temps qu'ont ces amortisseurs, et leur désastreuse influence sur la qualité de reproduction.

La tension de sortie des pick-up à réluctance variable est de l'ordre d'une dizaine de millivolts, et, sans avoir la légèreté des pick-up à cristal, leur poids est nettement plus faible que celui des anciens pick-up magnétiques et ils peuvent être utilisés sans crainte avec les disques microsillons.

Pick-up dynamiques.

Basés également sur des phénomènes d'induction, les pick-up dynamiques diffèrent des pick-up magnétiques par le fait que l'enroulement induit est mobile au lieu d'être fixe.

Cette bobine, très petite et légère, est disposée entre les pôles d'un aimant en fer à cheval, comme le représente la figure 2. Cette bobine, qui porte l'aiguille, se meut autour d'un pivot. Elle oscille donc entre



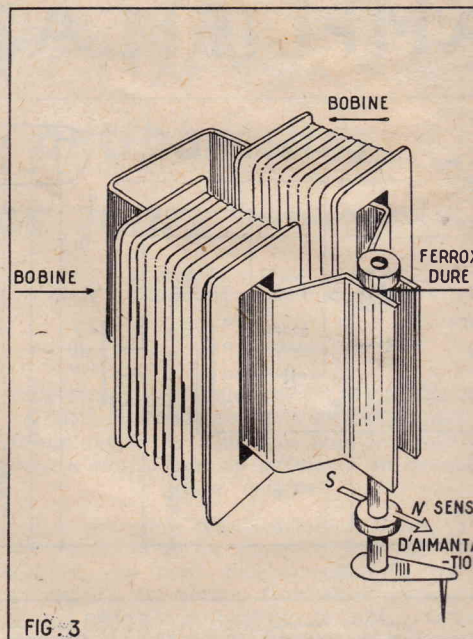
les pôles suivant les mouvements imprimés à l'aiguille et une tension alternative correspondant à son mouvement est induite dans l'enroulement.

Pour que la bobine possède la légèreté indispensable, elle doit comporter peu de spires. De ce fait, elle est à basse impédance, et la liaison avec l'amplificateur doit se faire par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur.

Voici longtemps que ces pick-up sont utilisés dans le matériel professionnel, mais, pour le matériel amateur, il semble bien, en raison des difficultés à obtenir une bobine très légère que les pick-up magnétodynamiques soient une formule beaucoup plus intéressante.

Les pick-up magnétodynamiques.

Les pick-up magnétodynamiques sont encore peu répandus. Ils sont réservés pour l'instant aux chaînes à haute fidélité. Dans



ces pick-up, nous retrouvons, comme dans les types magnétiques, des bobines fixes mais la ressemblance s'arrête là. Si nous les comparons aux pick-up dynamiques, nous constatons que les rôles sont inversés car c'est l'aimant qui se meut sous l'effet des mouvements de l'aiguille au lieu de la bobine.

Dans les pick-up magnétodynamiques les oscillations de l'aiguille sont transmises à un barreau de ferroxdure, matière céramique magnétique. Cette matière a permis la construction de ce genre de pick-up du fait qu'elle peut être magnétisée transversalement alors qu'avec les aciers magnétiques la magnétisation dans le sens longitudinal est seule possible. De plus, la densité du « ferroxdure » est plus faible que celle des aciers magnétiques, ce qui est également important pour la construction d'un pick-up.

En examinant la figure 3, représentant un pick-up magnétodynamique, on comprend l'intérêt de la magnétisation du ferroxdure, dont le sens est indiqué par une flèche sur le barreau, c'est-à-dire perpendiculaire à son axe. Ce barreau, qui a une longueur de 12 mm et un diamètre de 0,8 mm, est maintenu dans l'entrefer d'une armature magnétiquement conductrice, sur laquelle sont fixées deux bobines. C'est aux extrémités de ces dernières que l'on recueille la tension induite.

Voici comment naît cette tension : d'une part et d'autre du barreau se trouvent deux crapaudines entre lesquelles il peut tourner ; de plus, à son extrémité inférieure il porte un bras sur lequel l'aiguille de lecture est fixée. Le mouvement de cette dernière, engendré par les sinuosités du sillon du disque, provoque ainsi une rotation de l'aimant autour de son axe. Dans la position de repos, le flux dans l'armature magnétique est nul. Mais si la pointe se déplace dans le sillon du disque, le barreau oscille et provoque l'apparition d'un flux alternatif dans l'armature. Ce flux induit une tension dans les bobines correspondantes aux vibrations de l'aiguille, et l'on constate qu'elle est exactement proportionnelle à ces vibrations jusqu'aux fréquences enregistrées les plus élevées.

Précisons que la résonance du système mobile se trouve au-delà de 25.000 cycles. Elle est donc loin de la bande des fréquences à reproduire. L'armature et la bobine sont moulées dans de la résine qui assure la protection.

Du point de vue électrique, il faut noter que l'impédance d'un pick-up magnétique

(Suite page 38.)

AMPLIFICATEUR HAUTE FIDÉLITÉ

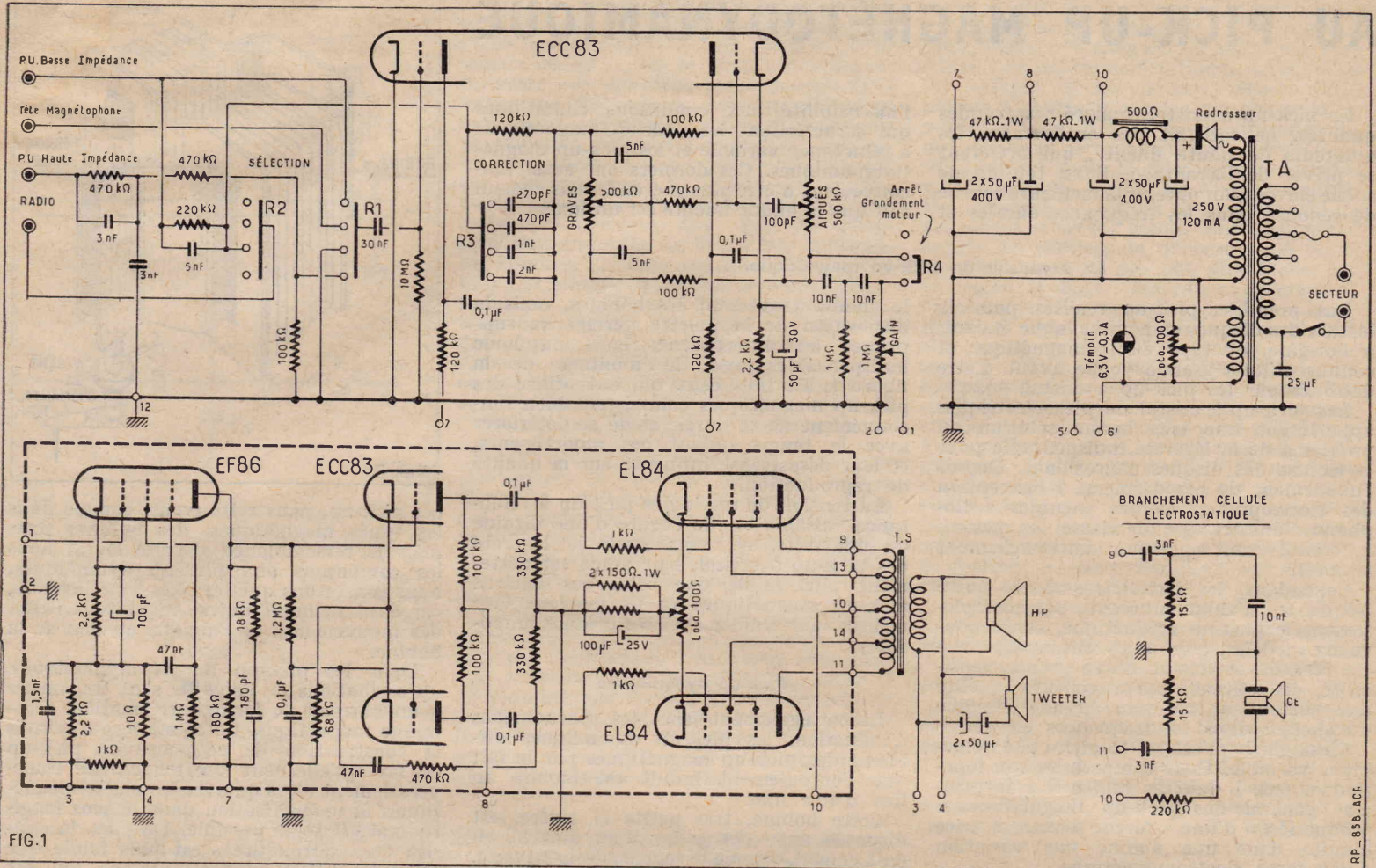


FIG. 1

Ainsi que le lecteur pourra s'en rendre compte au cours de l'étude du schéma, cet amplificateur mérite pleinement le qualificatif « haute fidélité ». Il est composé d'un préamplificateur qui permet l'utilisation d'un pick-up à haute ou basse impédance et la reproduction d'enregistrements sur bande magnétique. Une prise radio est prévue de façon à pouvoir incorporer cet ensemble dans un récepteur de classe exceptionnelle. On voit déjà les multiples possibilités de cet appareil. Signalons que le préamplificateur est muni de dispositifs de correction agissant contre les distorsions prenant naissance dans les étages amplificateurs et les défauts du signal d'entrée.

Les étages qui suivent le préamplificateur jusqu'au push-pull final sont contenus sur une platine à circuits imprimés qui sim-

plifie considérablement le montage et procure l'assurance d'un fonctionnement impeccable sans qu'il soit besoin de procéder à une mise au point. Ce problème de la mise au point est toujours délicat pour un amateur qui ne possède généralement pas les appareils de mesure nécessaires. Cette chaîne Hi-Fi est complétée par trois haut-parleurs dont un tweeter et une cellule électrostatique pour la reproduction des fréquences aiguës.

Si la haute fidélité, en matière d'amplificateur, est une question de forme des circuits mis en œuvre, il n'en est pas moins vrai que la qualité des pièces est une condition déterminante. Pour cette raison tout le matériel qui entre dans la composition de l'amplificateur que nous vous proposons et en particulier le transfo de sortie sont de tout premier ordre.

Examen du schéma (fig. 1).

Le préamplificateur est équipé avec une double triode ECC83 ; il est donc à deux étages. Par le jeu d'un commutateur à deux sections, quatre positions (R1, R2), on peut mettre en service les prises : « PU basse impédance », « Tête magnétophone », « Radio », « PU haute impédance ». Le circuit grille de la première triode est relié au commun de la section R1 par un condensateur de 30 nF et une résistance de fuite de 10 M Ω . La section R1 relie directement à travers ce système de liaison les prises « PU basse impédance » et « Tête magnétophone » à la grille de lampe. Entre la prise « PU haute impédance » destinée aux têtes de lecture piezo-électriques et le commutateur on a intercalé un filtre de correction composé de deux résistances de 470.000 Ω , d'un condensateur de 3 nF en dérivation vers la masse et d'un autre de 3 nF en shunt sur la résistance de 470.000 Ω d'entrée. La sortie de ce filtre se fait sur une résistance de 100.000 Ω . La position « PU basse impédance » met en service un circuit de

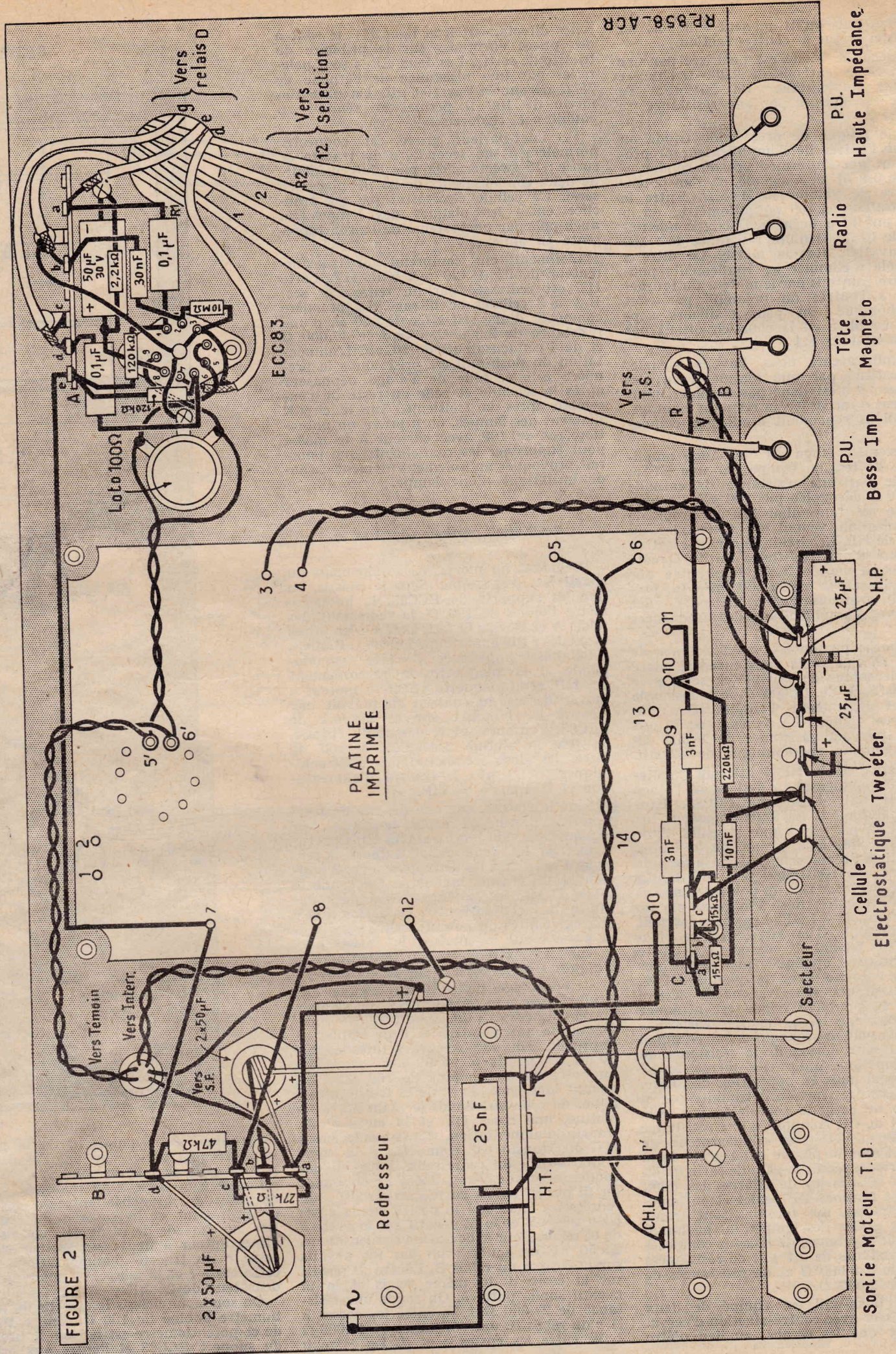
contre-réaction sélectif qui a pour effet de relever le niveau des graves. Ce circuit est placé entre la plaque et la grille de la triode. Il est composé d'une résistance de 220.000 Ω shuntée par un condensateur de 5 nF et une de 120.000 Ω sur laquelle un commutateur R3 permet de placer à volonté 4 condensateurs de valeurs différentes (270 pF, 470 pF, 1 nF et 2 nF) qui permettent de favoriser plus ou moins la transmission des fréquences graves. Du côté plaque, le circuit de contre-réaction est relié à cette électrode à travers le condensateur de 0,1 μ F qui assure la liaison vers l'étage suivant.

En position « Radio », la première triode est éliminée, sa grille étant mise à la masse. La prise « Radio » est alors branchée à l'entrée de l'étage suivant par le commutateur R2 à travers la résistance de 120.000 Ω du circuit de contre-réaction. La cathode de la triode d'entrée est à la masse. La charge plaque est une résistance de 120.000 Ω .

Le second étage préamplificateur qui utilise l'autre moitié de la ECC85 comporte un système correcteur de timbre Baxandall.

Ce dispositif ressemble beaucoup à celui que nous avons déjà vu sur certaines de nos réalisations. Il s'agit en effet d'un circuit de liaison à deux branches, l'une pour les aiguës et l'autre pour les graves. La branche « graves » comprend un potentiomètre de 500.000 Ω dont le curseur est relié à chaque extrémité par un condensateur de 5 nF. En série avec le potentiomètre, il y a une résistance de 100.000 Ω . La branche aiguë est formée d'un potentiomètre de 500.000 Ω dont le curseur attaque la grille de la seconde triode à travers un condensateur de 100 pF. Celui du potentiomètre « graves » attaque cette électrode à travers une résistance de 470.000 Ω dont le rôle est d'éviter l'inter-réaction des deux potentiomètres. Généralement, la base de ce système de liaison est reliée à la masse. Au lieu de cela, elle est ici réunie à la plaque de la triode à travers un condensateur de 0,1 μ F. C'est là la particularité essentielle du circuit Baxandall. De cette façon, ce circuit en plus de sa fonction de liaison a celle de constituer un circuit de contre-réaction sélectif. L'action de dosage des potentiomètres est donc

FIGURE 2



RP 858-ACR

Sortie Moteur T.D.
 Cellule Electrostatique Tweeter
 H.P.
 P.U. Basse Imp
 P.U. Haute Impédance
 Tête Magnéto
 Radio
 P.U.

PLATINE IMPRIMEE

renforcée puis qu'ils agissent à la fois sur la liaison et sur la contre-réaction.

La seconde triode est polarisée par une résistance de cathode de 2.200Ω shuntée par un condensateur de $50 \mu\text{F}$. Sa plaque est chargée par une résistance de 20.000Ω .

De la plaque de la seconde triode on attaque l'entrée de l'amplificateur proprement dit par l'intermédiaire du condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ déjà signalé, et d'un potentiomètre de volume de $1 \text{ M}\Omega$. Entre le condensateur et le potentiomètre, on a prévu un filtre formé de deux condensateurs de 10 nF et d'une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ en dérivation vers la masse. Ce filtre a pour rôle d'éliminer les ronflements pouvant être transmis par le moteur du tourne-disque à l'entrée du préampli par effet microphonique. On peut d'ailleurs supprimer ce filtre en le court-circuitant par le commutateur R4.

L'amplificateur, nous l'avons signalé, est constitué par une platine à circuits imprimés : il n'est donc pas à câbler, mais seulement à raccorder au reste du montage. Nous allons cependant étudier sa composition.

Le premier étage est un étage amplificateur de tension équipé par une EF86, polarisée par une résistance de cathode de 2.200Ω découplée par $100 \mu\text{F}$. La base de cette résistance aboutit à un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de HP. Ce circuit de contre-réaction est formé d'une résistance de 10Ω côté masse et d'une de 2.200Ω shuntée par un condensateur de 1.500 pF , la présence du condensateur ayant pour effet de relever l'amplification des fréquences basses.

La charge plaque est une résistance de 80.000Ω . Sur cette résistance est placé un condensateur de 180 pF en série avec une résistance de 18.000Ω , cet ensemble réduisant légèrement l'amplification des fréquences aiguës. La tension écran est obtenue par une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ découplée par un condensateur de 47 nF .

La plaque de la EF86 attaque directement (sans condensateur de liaison) l'étage déphaseur qui utilise une ECC83. Étudions maintenant le fonctionnement de cet étage. Vous voyez que la grille d'une triode est reliée à la plaque de la EF86. Cette grille est réunie à la grille de la seconde triode par une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ tandis que cette électrode est, du point de vue des courants alternatifs, mise à la masse par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$. Les cathodes sont reliées ensemble. Une résistance de polarisation de 68.000Ω compense la forte tension positive appliquée aux grilles par la liaison directe avec la plaque EF86. Le dispositif que nous venons de décrire fait que la première triode est attaquée normalement par sa grille. Les variations de courant plaque provoquées par ce signal produisent aux bornes de la résistance de polarisation une d.d.p. de même forme que le signal mais en opposition de phase. La forte contre-réaction introduite par la résistance de cathode complétée par celle du circuit de CR composé d'une résistance de 470.000Ω et d'un condensateur de 47 nF qui relie la plaque et la grille de la seconde triode, réduit le gain de sorte qu'on sur les résistances de charge des deux triodes des tensions BF égales et en opposition de phase. Ces tensions sont transmises aux grilles des lampes du push-pull par des systèmes de liaisons composés de condensateurs de $0,1 \mu\text{F}$, de résistances de fuite de 330.000Ω et de résistances de découpage de 1.000Ω .

L'étage push-pull est équipé de deux EL84 utilisées avec contre-réaction d'écran, c'est-à-dire que les écrans, au lieu d'être

reliés directement à la ligne HT, le sont à des prises effectuées sur le primaire du transfo de sortie. Les deux EL84 sont polarisées par une résistance de cathode de 75Ω découplée par $100 \mu\text{F}$. Un potentiomètre de 100Ω permet de réaliser un équilibrage rigoureux.

Le haut-parleur grave est connecté normalement au secondaire du transfo de sortie ; le tweeter l'est par l'intermédiaire de deux condensateurs de $25 \mu\text{F}$ placés en série. La cellule électrostatique est branchée entre les plaques des lampes du push-pull par un système de liaison représenté en annexe.

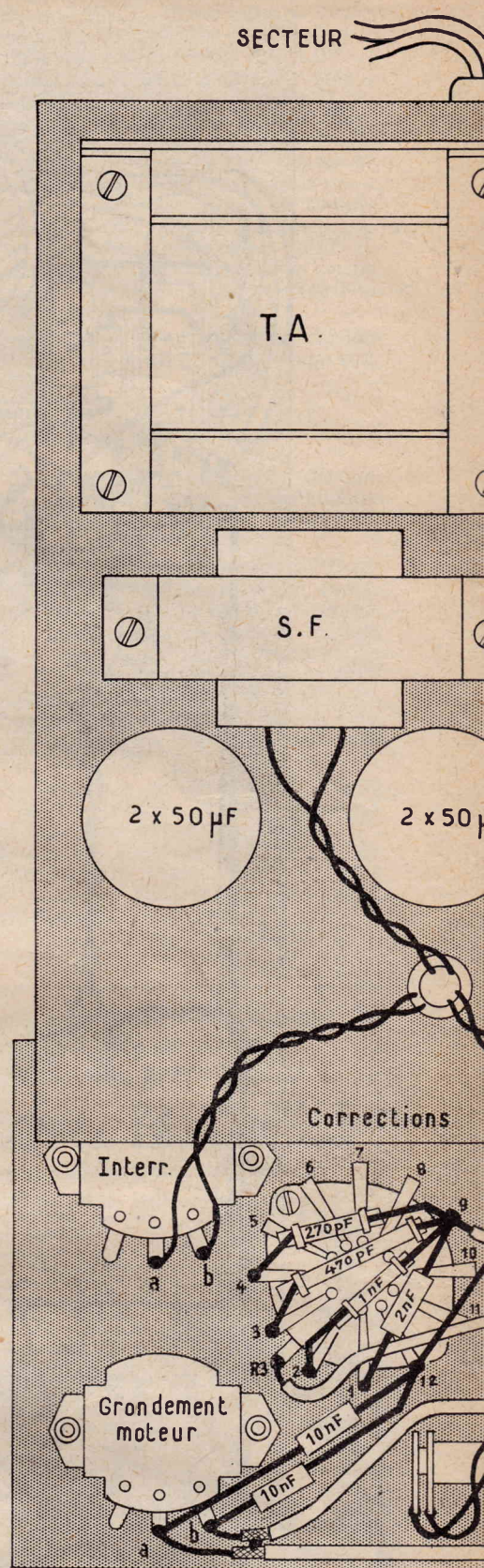
L'alimentation comprend un transformateur débitant 120 mA à la HT. Cette HT est redressée par un redresseur sec. Il y a 3 cellules de filtrage. La première composée d'une self à fer de 500Ω , d'une résistance de 2.000Ω , d'une de 47.000Ω et de 4 condensateurs de $50 \mu\text{F}$. L'alimentation du push-pull est prise après la première cellule, celle de l'étage déphaseur après la seconde et celle du reste de l'ensemble après la troisième. Sur le circuit filament des lampes, on a prévu un potentiomètre de 100 avec curseur à la masse pour supprimer les ronflements que pourrait provoquer un isolement filament cathode insuffisant d'une lampe.

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Préluant au montage, l'équipement du châssis est très simple. Sous le châssis, on fixe les supports de ECC83, le potentiomètre bobiné de 100Ω , le redresseur, les relais A et B. Sur la face arrière : les prises coaxiales « PU haute impédance », « Radio », « PU basse impédance », « tête magnétophone », la plaquette de raccordement des HP, et la plaquette « Secteur moteur ». Sur le dessus du châssis, on prévoit une embase de blindage sur le support de ECC83. Toujours sur le dessus du châssis, on fixe la platine précâblée, la self de filtre, les deux condensateurs électrochimiques $2 \times 50 \mu\text{F}$, le transfo d'alimentation et le transfo de HP.

Sous le châssis, sur une des vis de fixation de la platine, on dispose le relais C. Sur le panneau avant, on monte les trois potentiomètres, les deux commutateurs 3 sections 4 positions, les deux inverseurs 2 positions et le voyant lumineux. On soude le relais D sur les potentiomètres de tonalité de la façon suivante : les cosses a et c aux extrémités du potentiomètre « grave », la cosse b sur le curseur, les cosses e et g sur les extrémités du potentiomètre « aiguës » et la cosse f sur le curseur.

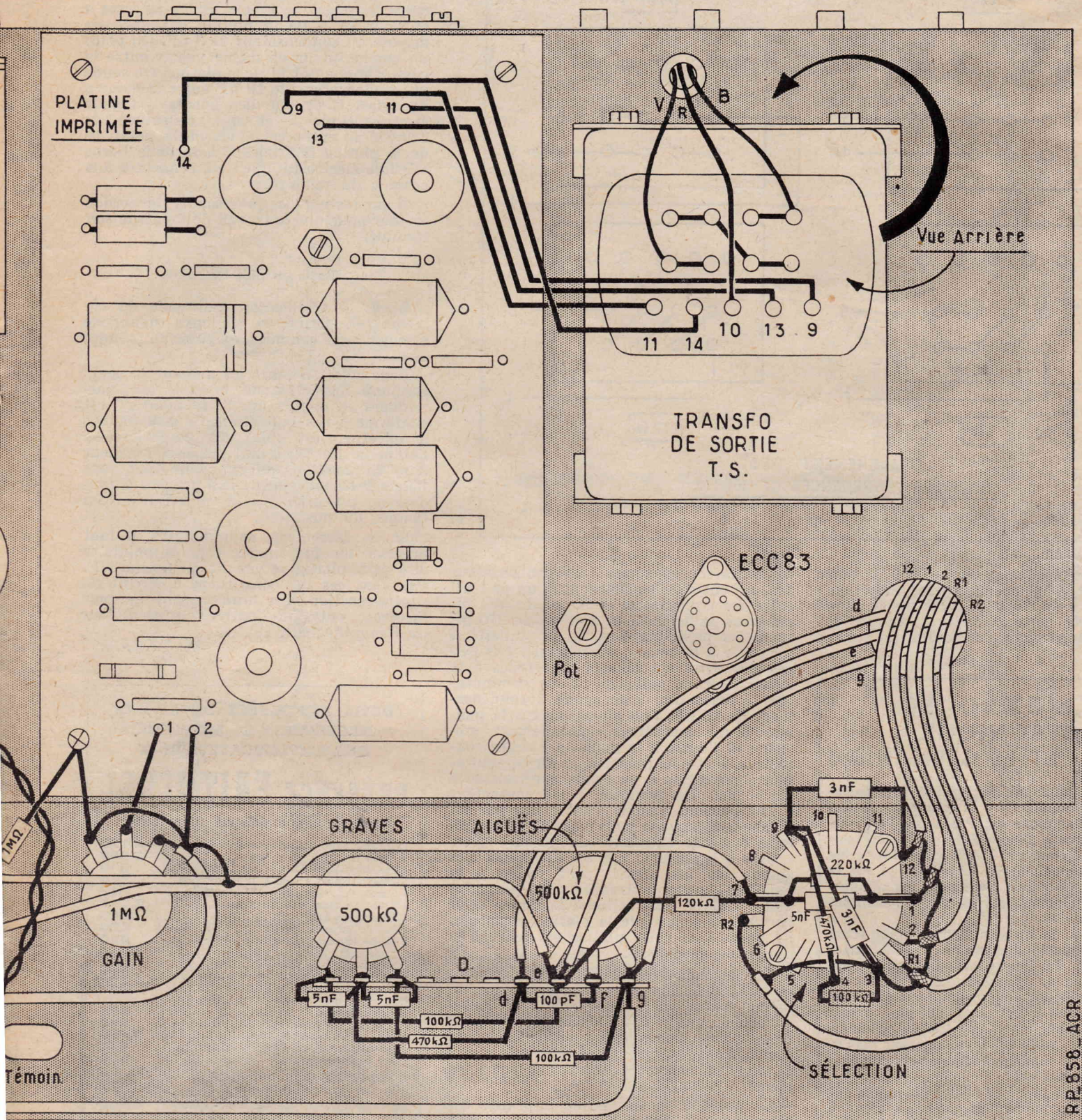
Le câblage ne présente aucune difficulté. Avec une torsade de fil de câblage on relie les cosses « Ch. L » du transfo d'alimentation aux points 5 et 6 de la platine imprimée. Toujours avec des torsades, on réunit les points 5' et 6' aux extrémités du potentiomètre bobiné de 100Ω et au voyant lumineux. Avec de la tresse métallique, on relie au châssis le point 12 de la platine, une cosse HT et la cosse r' du transfo d'alimentation. La seconde cosse HT du transfo est connectée à la cosse « alternatif » du redresseur. Pour un des condensateurs de filtrage $2 \times 50 \mu\text{F}$ on soude : un fil positif sur la cosse « Alternatif » du redresseur, le second fil positif sur la cosse a du relais B et le fil négatif sur la patte b de ce relais. Pour le deuxième condensateur, $2 \times 50 \mu\text{F}$ on soude : un des fils positifs sur la cosse c du relais B, l'autre fil positif sur la cosse d du même relais et le fil négatif sur la patte b. On soude une résistance de 27.000Ω 1 W entre les cosses a et c du relais B, une résistance de 47.000Ω 1 W entre les cosses c et d. La cosse a



est connectée au point 10 de la platine imprimée ; la cosse c au point 8 de cette platine et la cosse d au point 7. Ce point 7 est relié à la cosse e du relais A. La self de filtre est branchée entre la cosse + du redresseur et la cosse a du relais B. Par une torsade de fil de câblage, on relie l'interrupteur à une cosse secteur et à la cosse r du transfo d'alimentation. Entre cette cosse r et la masse, on soude un condensateur de 25 nF .

On soude au châssis le curseur du potentiomètre bobiné de 100Ω . Une extrémité de ce potentiomètre est reliée à la broche 9 du support ECC83 et l'autre aux broches

FIGURE 3



4 et 5 de ce support. Le blindage central du support est relié au châssis. Sur ce blindage, on soude la broche 3. On soude une résistance de $10\text{ M}\Omega$ entre la broche 2 et le blindage central et un condensateur de 30 nF entre cette broche 2 et la cosse b du relais A.

Sur la broche 1 du support on soude une résistance de $120.000\ \Omega$ qui va à la cosse e du relais A, et un condensateur de $0,1\ \mu\text{F}$ qui va à la cosse a de ce relais. Entre la broche 8 et le châssis on soude une résistance de $2.200\ \Omega$ et un condensateur de $50\ \mu\text{F}\ 30\text{ V}$. Entre la broche 6 et la cosse d du relais A on dispose un condensateur de

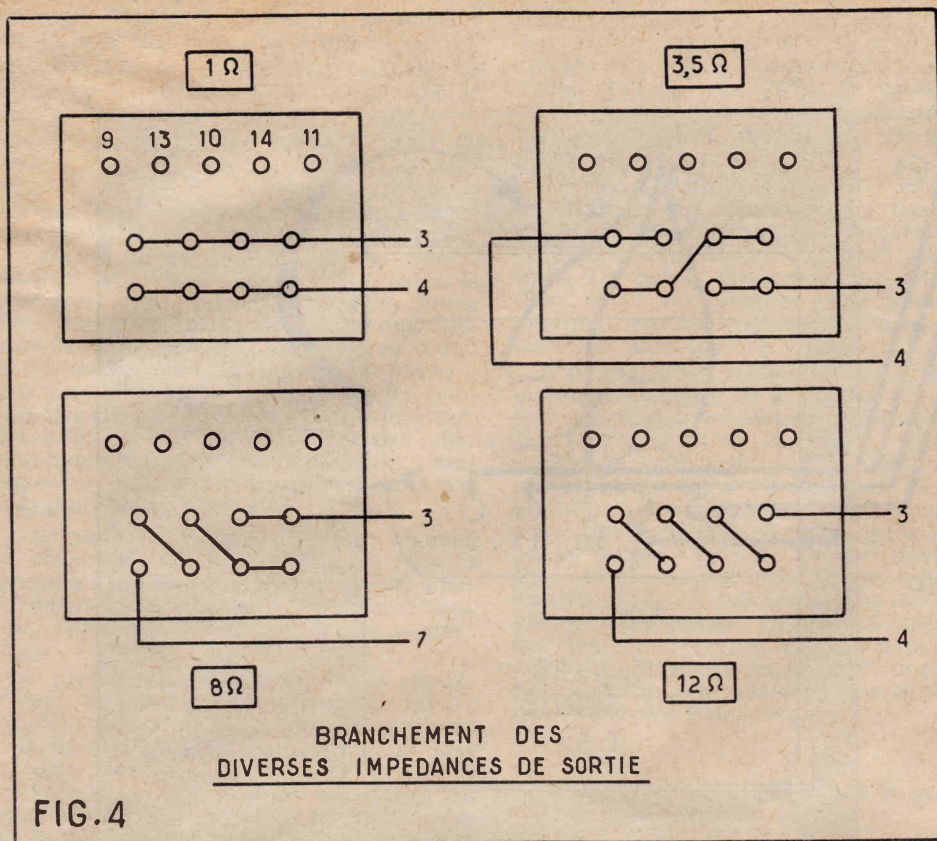
$0,1\ \mu\text{F}$ et une résistance de $120.000\ \Omega$ entre cette broche 6 et la cosse e du relais.

Par des connexions blindées, on relie : la cosse b du relais A au rail R1 du commutateur « Sélection » (la gaine de ce fil est soudée au blindage central du support de ECC83), la cosse a du relais A à e du relais D, la broche 7 du support de ECC83 à la cosse d du relais D, la cosse d du relais A à la cosse g du relais D. Les gaines de tous ces fils sont soudées à la masse.

Sur le commutateur « Sélection », on soude : une résistance de $100.000\ \Omega$ entre les paillettes 3 et 4, une résistance de $470.000\ \Omega$ entre les paillettes 4 et 9, une

résistance de $470.000\ \Omega$ en parallèle avec un condensateur de 3 nF entre les paillettes 9 et 12, un condensateur de 3 nF entre les paillettes 3 et 9, une résistance de $220.000\ \Omega$ en parallèle avec un condensateur de 5 nF entre les paillettes 1 et 12.

Par des connexions blindées, on relie la paillette 12 du commutateur : « Sélection » à la prise « PU haute impédance », rail R2 à la prise « Radio », la paillette à la prise « Tête magnétophone », la paillette 1 à la prise « PU basse impédance ». Chacun de ces fils blindés a sa gaine reliée à la paillette 3 du commutateur et à la gaine du fil aboutissant au rail R1. C



soude une résistance de 120.000 Ω entre la paillette 7 du commutateur « Sélection » et la cosse *e* du relais D. Avec un fil blindé on connecte cette paillette 7 au rail R3 du commutateur « correction ». Sur ce

commutateur on soude : un condensateur de 2 nF entre les paillettes 2 et 9, un de 1 nF entre les paillettes 2 et 9, un de 470 pF entre les paillettes 3 et 9 et un de 270 pF entre les paillettes 4 et 9, la paillette 9 est reliée à la cosse *e* du relais D. Les gaines des deux fils blindés sont reliés à la masse. Sur la paillette 12 du commutateur « Correction » on soude 2 condensateurs de 10 nF, l'un aboutissant à la paillette *a* du contacteur « grondement moteur » et l'autre à la paillette *b* de ce contacteur. Entre la paillette 12 du commutateur « correction », on soude une résistance de 1 M Ω . La paillette *a* du contacteur « grondement moteur » est reliée par un fil blindé à la cosse *g* du relais D et la paillette *b* à une extrémité du potentiomètre « Gain » également par un fil blindé. Les gaines des fils blindés sont reliées à la masse. L'autre extrémité du potentiomètre « Gain » est reliée à la masse et le curseur au point *l* de la platine imprimée. Le point 2 de cette platine est reliée à la masse sur le châssis.

Sur le relais D on soude : une résistance de 100.000 Ω entre les cosses *a* et *e*, une de même valeur entre les cosses *c* et *g*, un condensateur de 5 nF entre les cosses *a* et *b*, un de même valeur entre les cosses *b* et *c*, un de 100 pF entre les cosses *d* et *f* et une résistance de 470.000 Ω entre les cosses *b* et *d*.

Le point 9 de la platine imprimée est connecté à la borne 9 du transfo de HP, le point 11 à la borne 11 de ce transfo, un des points écran à la borne 13, et l'autre point écran à la borne 4. La borne 10 du transfo de HP est réunie au point 10 de la platine. Nous ne décrivons pas le branchement du secondaire du transfo d'adaptation, car il dépend de l'impédance de la bobine mobile du HP utilisé. Les différentes combinaisons possibles sont indiquées sur la figure 4. Ce secondaire est de toute façon connecté aux bornes HP prévues sur la face arrière du châssis. Les bornes HP sont reliées aux points 3 et 4 de la platine imprimée.

Une des bornes HP est reliée à une borne « Tweeter ». Entre la seconde borne

HP et la seconde borne « Tweeter », on soude 2 condensateurs de 25 μ F 30 v en série. Sur le relais C on soude 2 résistances de 15.000 Ω entre les cosses *a*, *b* et *c*. Entre la cosse *a* et le point 9 de la platine imprimée on dispose un condensateur de 3 nF. On place un condensateur de même valeur entre la cosse *c* et le point 11 de la platine. On soude un condensateur de 10 nF entre la cosse *a* du relais C et une des bornes « Cellule électrostatique » et une résistance de 220.000 Ω entre cette vis et le point 10 de la platine imprimée. La seconde borne « Cellule électrostatique » est connectée à la cosse *c* du relais C.

Il ne reste plus qu'à souder le cordon secteur pour que le travail de montage soit terminé.

Essais et mise au point.

Après la vérification habituelle du câblage, qui permet de s'assurer qu'aucune erreur n'a été commise, on passe au premier essai.

Pour cela, on place les lampes sur leurs supports respectifs, on branche les haut-parleurs et le pick-up. Si le montage est conforme à nos indications, le seul réglage à effectuer est celui du potentiomètre bobiné de 100 Ω ; il faut placer son curseur dans la position qui supprime tout ronflement. Normalement, il n'y a pas à toucher au potentiomètre de polarisation des lampes du push-pull.

Si un accrochage se manifeste, il faut inverser les fils soudés sur les points 3 et 4 de la platine et venant des bornes HP. En effet, ces fils constituent le circuit de contre-réaction. Un branchement de sens incorrect entraîne l'entrée en oscillation de l'amplificateur.

A. BARAT.

L'EXPO 58 L'ELECTRONIQUE ET LE GERMANIUM

Sous le patronage de l'Union Internationale de Physique Pure et Appliquée et dans le cadre du groupe des Postes et Télécommunications à l'Expo 58, vient de se tenir dans les locaux de l'Université Libre de Bruxelles un Congrès International sur la Physique de l'Etat Solide et ses applications à l'électronique et aux télécommunications.

Au cours de cet important congrès scientifique international, plusieurs communications ont traité des étonnantes propriétés semi-conductrices du germanium, dont les innombrables applications courantes, sous forme de « transistors », sont de plus en plus connues du grand public qui en apprécie les nombreux avantages : poids et encombrement réduits, durée de vie sensiblement prolongée, consommation minime, etc...

Mais si plus personne n'ignore la « transistorisation » poussée de nombreux appareils électriques et électroniques, beaucoup ignorent encore la part prépondérante de la Belgique et du Congo Belge dans l'expansion extraordinaire du marché des transistors. Le choix de Bruxelles comme siège du Congrès dont question plus haut s'explique sans doute par l'Exposition, mais aussi par le fait que la Belgique est à l'heure actuelle le plus important raffineur au monde de germanium, cet étonnant métal dont le Congo Belge est un des principaux producteurs. Les chiffres mondiaux de production ne sont pas connus avec exactitude. On estime d'une manière générale que la production mondiale de germanium serait de l'ordre de 45 à 50.000 kg par an. La Belgique en raffine à elle seule plus de la moitié.

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DE L'AMPLIFICATEUR HI-FI

PRÉSENCE FAITHFULL

Décrit ci-contre et présenté en couverture

1 Châssis avec plaque avant cuivrée...	4.195
1 Platine PC 1002 avec loto	6.885
3 Potentiomètres S/I	510
1 Potentiomètre « Loto » d'équilibrage	390
1 Support Noval steatite + 1 blindage	245
1 Transfo d'alimentation spécial	2.750
2 Chimiques 2 x 50 - 350 / 400 V	1.040
1 Self 500 ohms 75 millis	550
2 Contacteurs, 1 galette, 3 circ. 4 positions	550
1 Redresseur B250, 120 mA	1.465
4 Prises coaxiales micro + 4 fiches	295
2 Interrupteurs unipolaires + voyant	335
1 Transfo de sortie HI-FI	12.265
1 Barrette de ligne + 1 plaque distributeur de tensions	385
5 Boutons + feutres	295
1 Jeu de résistances et capacités	1.400
1 Jeu d'équipement divers	450
1 Jeu de décolletage	300

L'AMPLIFICATEUR COMPLET en pièces détachées..... **34.305**
Le jeu de tubes (EF86 - 2-ECC83 - 2-EL84). **4.350**

● 2 FORMULES DE PRÉSENTATION ●

N° 1 : En coffret, forme visière gainé gris.
Dimensions : 39x21x15 cm.
ABSOLUMENT COMPLET
PRIS EN UNE SEULE FOIS..... **35.200**

N° 2 : EN ENCEINTE ACOUSTIQUE. Dim. : 650 x 470 x 285. Contenant :
1 Haut-parleur 24 cm « Soucoupe » HI-FI.
1 Tweeter 8 cm.

PRIS EN UNE SEULE FOIS..... **51.600**
(Prière de se référer de cette Revue)

VOIR GRAVURES sur notre Publicité, PAGE 8

ACER 42 bis, rue de Chabrol, PARIS-X^e
Tél. : PRO 28-31 C.C.P. 658-42 PARIS

LUTTE CONTRE LES PARASITES

Étude pratique sur les dispositifs antiparasites

utilisés autrefois... et de nos jours

par Lucien LEVEILLEY

Nul doute que ce sujet n'intéresse un grand nombre de nos lecteurs, car extrêmement rares sont les auditeurs qui ne sont pas « empoisonnés » à longueur d'année (ou presque) par ces maudits parasites, qui suppriment tout agrément aux plus belles émissions de radio. Les parasites de la radio se classent en trois principales catégories :

- 1° Les parasites industriels ;
- 2° Les parasites atmosphériques ;
- 3° Les parasites occasionnés par une ou plusieurs défauts du récepteur lui-même.

En ce qui concerne les parasites industriels, ceux-ci étaient peu nombreux au début de la radio, car les causes en étaient elles-mêmes très peu nombreuses (peu de moteurs électriques, pas d'appareils électroménagers, etc.). En outre, les récepteurs utilisés à l'époque en question étaient peu sensibles comparativement à nos récepteurs actuels, ce qui avait pour conséquence d'éliminer (partiellement) la gêne que causent de nos jours les parasites. Et pourtant, dès les débuts de la radio de très

nombreux chercheurs imaginèrent des dispositifs antiparasites, très ingénieux certes, et qui s'avèrent efficaces dans certains cas. Au cours de cet article, outre des dispositifs antiparasites modernes, nous décrirons également les anciens dispositifs antiparasites en question, non seulement à cause de leur intérêt *rétrospectif* indéniable mais également parce qu'à notre avis, modifiés et adaptés à nos montages modernes, ils nous réserveraient peut-être l'agréable surprise... d'une remarquable efficacité.

Est-on aujourd'hui arrivé à réaliser des antiparasites d'efficacité totale ? A notre avis presque chaque cas de « parasitage » est un cas d'espèce, et l'influence d'un antiparasite s'avérera en général très variable, allant d'une efficacité nulle, ou une efficacité partielle... à une efficacité totale (en conséquence de quoi... lorsqu'on est gêné par les parasites, on doit expérimenter différents dispositifs afin d'obtenir le meilleur résultat possible).

ANCIENS DISPOSITIFS ANTIPARASITES

(Fig. 1, 2, 3 et 4.)

La plupart de ces dispositifs, utilisaient un circuit d'accord Antenne/Terre plus ou moins complexe pour le récepteur, plus un circuit d'accord Antenne/Terre pour l'élimination des parasites. Ce dernier circuit d'accord avait la particularité d'avoir sa prise de terre séparée de celle du récepteur (« idée » qui aurait peut-être de très heureux résultats sur des dispositifs antiparasites adaptés à nos récepteurs modernes).

Le dispositif de la figure 1 était conseillé pour l'élimination des parasites atmosphériques violents. Le réglage de la bobine B1 réalisait cette élimination.

Le dispositif de la figure 2 était recommandé pour l'élimination des parasites causés par des moteurs électriques dans le voisinage du récepteur. L'élimination en question s'opérait en réglant le bobinage B1 (bobinage à double réglage).

Le dispositif de la figure 3 était préconisé pour l'élimination des parasites causés dans le voisinage immédiat, par des moteurs électriques alternateurs et des lignes de courant alternatif. Cette élimination s'opérait en réglant les bobines B1 et B2. Ce dispositif est, paraît-il, celui qui assurait les résultats les meilleurs.

Le dispositif de la figure 4 est semblable à peu de chose près à celui de la figure 3 et assurait les mêmes résultats. Il en est différencié par l'utilisation d'une antenne « en doublet », ce qui permet d'utiliser un collecteur d'onde de moins grande longueur.

Tous ces dispositifs antiparasites étaient utilisés par les amateurs avertis, vers 1920 (époque à laquelle les récepteurs à cristaux étaient très en vogue, et époque également où ont commencé à être utilisés par les particuliers les premiers récepteurs à lampes sur batteries).

COMMENT RECONNAITRE LA CATÉGORIE DES PARASITES PERTURBATEURS ?

(Pour lutter le plus efficacement possible, contre eux, il faut au préalable en connaître leur origine.)

La première vérification à faire, c'est de s'assurer si les parasites qui se manifestent, ne sont pas occasionnés par le récepteur lui-même (parasites que nous avons classés au début de notre article, dans la troisième catégorie). Si en déconnectant l'antenne du récepteur, les parasites continuent à se manifester, c'est qu'ils sont occasionnés par le récepteur lui-même (mauvais contact, soudures défectueuses, condensateurs ou autres pièces défectueuses, etc.). Dans ce cas bien déterminé et très facile à reconnaître, nul doute n'est possible, c'est l'affaire du « réparateur de radio »... ou de vous-même si vous avez des dispositions pour le « dépannage ». Tout dispositif antiparasite s'avérerait dans ce cas, absolument inefficace (c'est la raison pour laquelle cette vérification doit être faite *avant tout autre chose*).

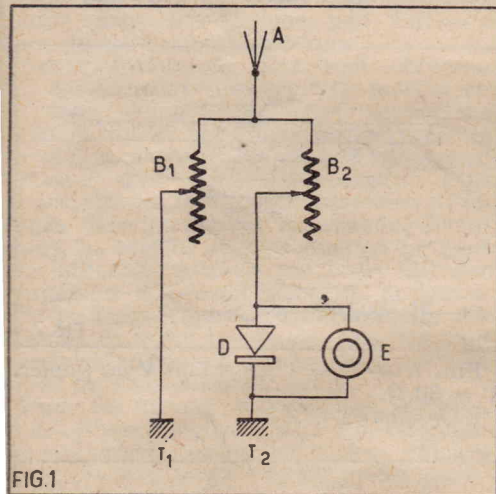


FIG. 1

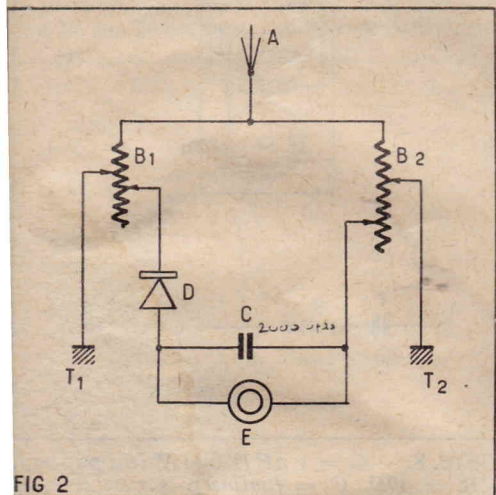


FIG. 2

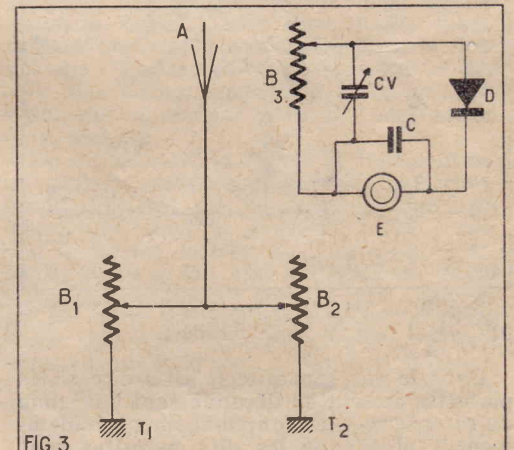


FIG. 3

FIG. 3. — C = 2.000 pF. CV = 0,5/1.000.

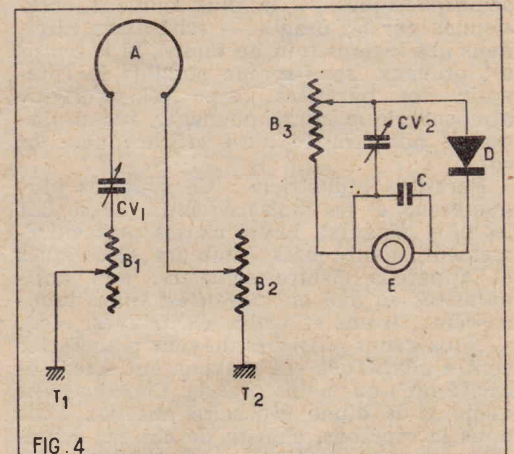


FIG. 4

FIG. 4. — A = antenne en couche.
C = 2.000 pF.
CV1, CV2 = 0,5/1.000.

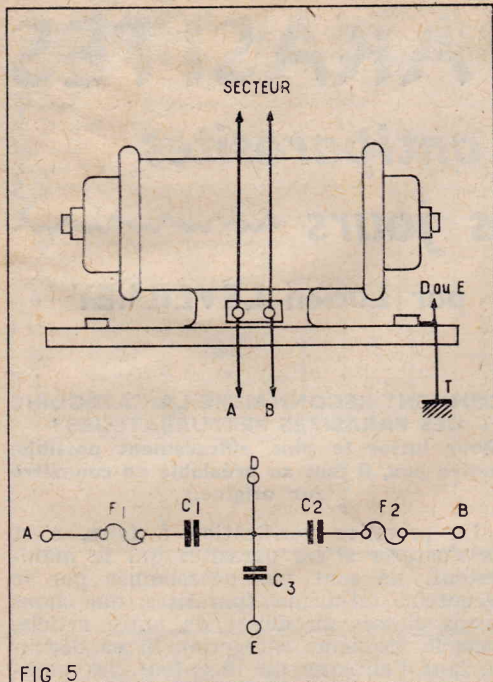


FIG. 5. — F1 F2 = fusibles 6 A. C1 C2 = 1 μ F/1.500 V (au papier). C3 = 5.000 pF/1.500 V (au papier).

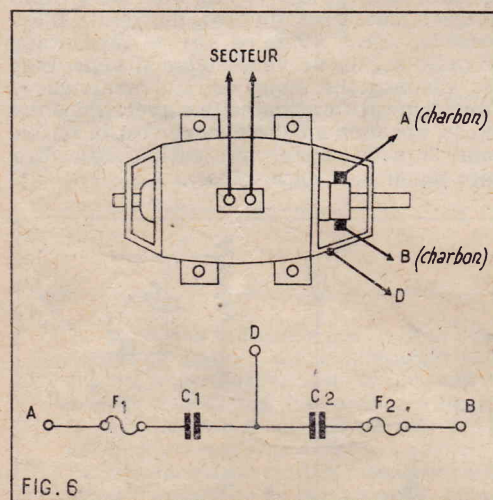


FIG. 6. — F1 F2 = fusibles 6 A. C1 C2 = 0,5 μ F/1.500 V (au papier).

Dans le cas contraire (c'est-à-dire si les parasites cessent en déconnectant l'antenne du récepteur — en fonctionnement évidemment !), c'est que les dits parasites sont soit d'origine industrielle, soit d'origine atmosphérique. Sauf, en été, les parasites atmosphériques — le plus souvent occasionnés par les orages — sont assez rares, dans nos régions tout au moins. Si le temps est orageux, sans erreur possible la catégorie des parasites reçus est d'origine atmosphérique. Pratiquement, aucun dispositif antiparasite n'est efficace dans ce cas.

Parasites industriels : Ce sont les plus nombreux et les plus fréquents (de ce fait les plus gênants). Leurs causes sont extrêmement nombreuses (moteurs électriques et appareils électro-ménagers, non antiparasités ou mal antiparasités, tubes luminescents, trams et trains électriques, etc.).

Nous avons plusieurs moyens pour lutter contre eux. Tous ces moyens ont une efficacité plus ou moins grande. Certains sont quelquefois d'une efficacité absolue. Mais nous le répétons, chacun de ces cas représente un cas particulier et nécessite un dispositif adéquat.

À coup sûr, le moyen le plus efficace est d'établir un dispositif antiparasite sur les

appareils perturbateurs eux-mêmes (mais même dans ce cas bien précis, il est indispensable d'utiliser un dispositif antiparasite approprié et de prendre certaines précautions). Ces dispositifs comportent des condensateurs de capacité convenable, associés quelquefois avec des résistances de valeur adéquate, et le tout correctement connecté aux appareils perturbateurs. Si la valeur des éléments en question est convenablement adaptée à l'appareil générateur de parasites, l'efficacité de ces antiparasites est véritablement remarquable. Concernant ces antiparasites, il arrive quelquefois qu'ils produisent l'effet inverse de celui recherché (c'est-à-dire que les parasites sont amplifiés, au lieu d'être diminués ou éliminés !). Cela est dû à ce que les selfs des enroulements des moteurs à antiparasiter constituent avec les condensateurs équipant les dispositifs antiparasites des circuits oscillants, susceptibles de résonance avec les fréquences perturbatrices, ce qui cause une émission supplémentaire de nouveaux parasites (qui viennent s'ajouter aux parasites déjà existant).

REMÈDES : Il y en a deux. 1° Essayer des valeurs de capacité différente sur le dispositif antiparasite et adopter celles qui donnent les meilleurs résultats (cette méthode est la méthode « expérimentale » dite aussi méthode « empirique » — elle est longue, mais doit donner en pratique des bons résultats).

Le deuxième remède, plus technique et assurant au moins d'aussi excellents résultats que le premier, consiste à connecter une résistance fixe de 1.000 Ω à 2.000 Ω en parallèle sur chacun des condensateurs constituant le dispositif antiparasite utilisé. Pour faciliter et accélérer la rapidité de mise au point, il serait préférable d'utiliser une résistance variable de 2.000 Ω .

DISPOSITIFS ANTIPARASITES MODERNES POUR MOTEURS ÉLECTRIQUES

Le dispositif figurant sur la figure 5 est spécialement conçu pour les moteurs électriques d'une puissance supérieure à 1/2 CV et fonctionnant sous une tension ne dépassant pas 450 V, les bâtis étant connectés à une bonne prise de terre, avec du fil en cuivre rouge de grosse section.

Le dispositif figurant sur la figure 6 est destiné aux petits moteurs électriques universels ou continus, dont la puissance est inférieure à 1/2 CV, tension de service maximum 450 V (cette catégorie de moteurs, est utilisée sur un nombre extrêmement grand d'appareils : appareils électroménagers de toutes sortes, sècheurs de coiffeur, tours d'horloger, machines à coudre, etc... etc...). De toutes les catégories de moteurs électriques, elle est de beaucoup la plus utilisée.

Le dispositif antiparasite de la figure 7 a été spécialement étudié pour l'antiparasitage des signaux intermittents (journaux lumineux, centraux des P.T.T. automatiques, lampes clignotantes, allume-feux, soudeuses, etc...). Tension de service maximum 450 V.

Le dispositif de la figure 8 a été conçu spécialement pour les sonnettes, les vibreurs, les redresseurs à lames vibrantes, les cadrans de téléphone automatique, les redresseurs à mercure, les coussins électriques, les couvertures chauffantes, les rhéostats, etc...). Voltage maximum 450 V.

Comme vous voyez, les causes de production des parasites de la catégorie « industriels » ne manquent pas. Et encore, nous ne vous en avons donné qu'un aperçu, très incomplet.

Bien que l'antiparasitage de l'appareil producteur de parasites soit le plus efficace, bien que la loi du 31 mai 1933 et les arrêtés

des 30-31 mars et 20 avril 1934 rendant obligatoire l'utilisation d'un dispositif antiparasite sur tout appareil électrique nécessitant son emploi, il est malheureusement souvent difficile d'obtenir satisfaction.

Les appareils perturbateurs se trouvent quelquefois très éloignés du récepteur perturbé. Certaines considérations (surtout dans les villages et les petites villes), font hésiter à alerter le service de dépiage des parasites des P.T.T. Si le propriétaire des appareils perturbateurs est compréhensif, tout est pour le mieux (malheureusement, il n'en n'est pas toujours ainsi). Évidemment le mieux est d'essayer de s'arranger avec lui avant toute démarche auprès des services de dépiage des parasites (et cela n'est pas non plus facile, car en outre il faut déterminer exactement où se trouve la source des parasites à incriminer, et sans appareils adéquats cela est rien moins qu'aisé). Pour toutes ces raisons, il a fallu étudier d'autres dispositifs antiparasites, installables au voisinage immédiat du récepteur perturbé lui-même. Plusieurs de ces dispositifs sont utilisables. Les uns et les autres... étant plus ou moins efficaces. Par ordre d'efficacité nous les classons ainsi en principe, car leur efficacité peut être différente d'une région perturbée à l'autre : chaque cas de parasitage constituant, nous ne saurions trop le répéter, un cas « d'espèce », ou « particulier » si vous préférez.

- 1° Descente d'antenne blindée.
 - 2° Cadre (de préférence avec lampe amplificatrice haute fréquence).
 - 3° Filtre connecté entre le secteur et le cordon d'alimentation du récepteur.
- Dans quel ordre essayer ces différents dispositifs ? À notre avis, il pourrait être heureux de commencer par le dispositif le plus simple à réaliser, et de ce fait en « principe » le moins efficace (aussi paradoxale, à priori, que peut vous paraître cette « marche à suivre »). En effet, si un

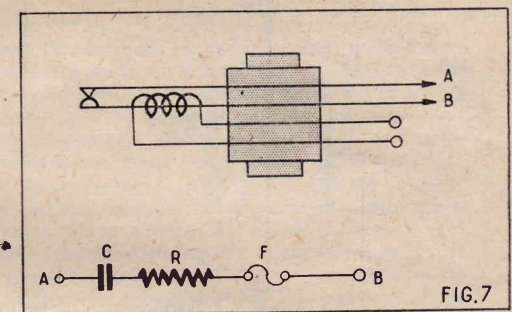


FIG. 7. — C = 1 μ F/1.500 V au papier. R = 30 Ω . F = fusible 6 A.

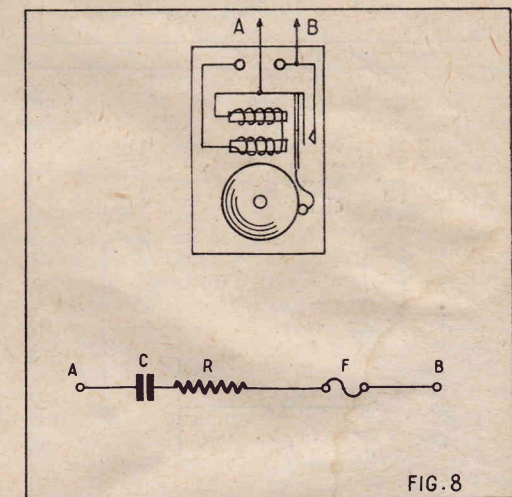


FIG. 8. — C = 1 μ F/1.500 V (au papier). R = 47 Ω . F = fusible 6 A.

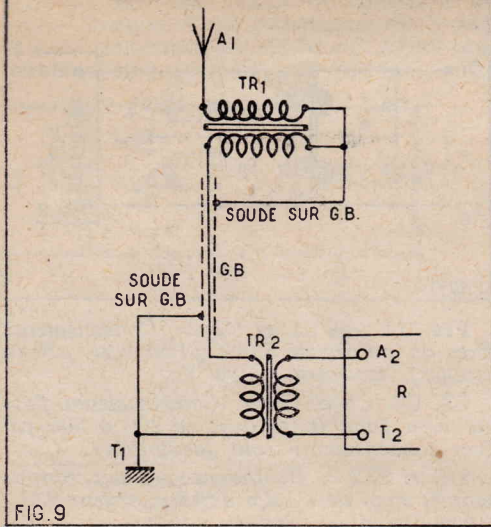


FIG. 9

- FIG. 9. — A1 = Antenne.
 A2 = Prise d'antenne du récepteur.
 R = Récepteur.
 T1 = Terre.
 T2 = Prise de terre du récepteur.
 GB = Gaine blindée, spéciale.
 D = Fil de descente.

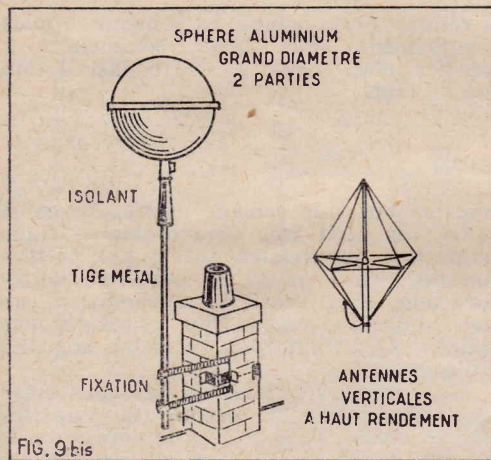


FIG. 9 bis

simple filtre secteur vous donne satisfaction, il est parfaitement inutile d'adjoindre à votre récepteur un cadre ou une descente d'antenne blindée.

La méthode expérimentale est entièrement valable pour ces différents dispositifs antiparasites, car tel dispositif qui donnera des résultats surprenants dans certaines régions perturbées s'avérera complètement inefficace dans d'autres.

DESCENTES D'ANTENNE BLINDÉES ANTIPARASITES (fig. 9).

Lorsque pour une raison ou pour une autre, il est impossible d'agencer un dispositif antiparasite sur les appareils perturbateurs eux-mêmes, le dispositif dénommé descente blindée antiparasite est, dans bien des cas, très efficace, à condition d'être réalisé correctement évidemment. Ce dispositif nécessite l'utilisation d'un appareillage spécialement étudié pour cet usage (pas de « bricolage » si on veut obtenir de bons résultats). Voici comment est faite cette installation : on commence par établir une antenne verticale le plus haut possible (afin de la placer hors du champ des parasites industriels) ; ensuite on établit la descente d'antenne sous gaine blindée spéciale pour cet usage (cette gaine est construite de manière à présenter un effet capacitif réduit au minimum, tout en ayant un excellent isolement). Cette gaine est connectée à une bonne prise de terre, avec

du fil de cuivre de forte section (au moins en 20/10). Ce fil de descente n'est pas connecté directement à la prise d'antenne du récepteur, car la réception serait très affaiblie, malgré la bonne qualité de la gaine blindée spéciale utilisée. Si on veut récupérer au maximum toute l'énergie collectée par l'antenne, on doit obligatoirement intercaler entre elle et le récepteur deux transformateurs spéciaux TR1 et TR2. Le fil de descente jusqu'au récepteur doit être sous gaine blindée. Le comportement de ce dispositif antiparasite est facile à comprendre : installée comme nous l'avons dit, l'antenne est au-dessus du niveau des perturbations, et la gaine blindée l'en met complètement à l'abri, jusqu'au récepteur lui-même. Cette installation est assez coûteuse, surtout si on ne peut la faire soi-même — mais comme nous l'avons déjà dit, dans de nombreux cas elle s'avère très efficace. La figure 9 bis, représente l'appareillage spécial, utilisé pour réaliser une descente d'antenne antiparasite.

CADRE ANTIPARASITE A LAMPE

Il n'est pas toujours possible d'installer une descente d'antenne antiparasite (propriétaire de l'immeuble s'opposant à la dite installation, disposition des lieux rendant très malaisée ou impossible l'installation en question, etc...). Un dispositif également efficace dans certains cas, est le cadre antiparasite à lampe (toutefois à notre avis la descente blindée antiparasite a davantage de chance d'être efficace dans la plupart des cas, à condition qu'elle soit correctement installée comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe précédent). L'efficacité du cadre (avec ou sans lampe) est due à son effet directif (ce qui n'est pas le cas de l'antenne verticale à descente blindée antiparasite). En conséquence de quoi : si les parasites à éliminer ne sont pas dans une direction différente de celle de l'émetteur que l'on reçoit, le cadre n'a aucune efficacité. C'est la raison pour laquelle certains sont enchantés de ce dispositif, et que d'autres ne le sont pas du tout. Comme quoi, il ne faut jamais généraliser.

Ceci dit, nous vous donnons la réalisation d'un cadre antiparasite à lampe... ni meilleur, ni pire qu'un autre... mais qui a l'avantage d'être extrêmement simple et de n'utiliser que peu de matériel et, de ce fait, peu coûteux à construire (compte tenu que ce cadre comporte une lampe et une alimentation, indépendantes de celles du récepteur). La figure 10 en représente

un schéma de réalisation complet. Le cadre (CA) est constitué par deux spires de 25 cm de diamètre, ou au carré, en fil de cuivre de 20/10. Chaque spire est espacée l'une de l'autre de 2 cm. Le point milieu de ces deux spires est connecté électriquement à la masse (négatif haute tension redressée). L'entrée et la sortie du cadre sont connectées à l'enroulement primaire du transformateur spécial pour cadre antiparasite (bobinage B). En I, est le commutateur PO-GO du bobinage B. L'entrée du secondaire de la bobine B est connectée aux lames fixes du condensateur variable C1 de 500 pF, ainsi qu'à l'électrode 4 (grille de commande) du tube UF41. La sortie du secondaire du bobinage B est connectée à la masse (négatif haute tension redressée), ainsi qu'aux lames mobiles du condensateur variable C1 et à l'électrode 4 de l'UF41. Ce tube est convenablement polarisé (polarisation par la cathode), en connectant son électrode 3 à la masse et en intercalant en série dans cette connexion une résistance au graphite R1 de 470Ω 1/2W shuntée par un condensateur fixe au papier (C2) de 0,1 μF/1.500 V. La grille écran du tube (électrode 5) est connectée au pôle positif (+) du courant redressé et filtré, ainsi qu'à l'entrée de la self de choc haute fréquence (CH).

La sortie de cette self de choc (CH) est connectée à l'électrode 8 du tube, ainsi qu'au condensateur fixe au mica (C3) de 200 pF. La cosse demeurant libre de ce condensateur C3 est connectée directement à la douille antenne P1 du récepteur de radio (mais attention ! la dite connexion doit entièrement être sous soupplis blindé GB, lui-même connecté à la masse en intercalant en série un condensateur fixe au papier C4, de 10.000 pF/1.500 V. Ce blindage est directement connecté à la douille terre P2 du récepteur de radio).

L'alimentation anodique et écran du tube UF41 est assurée par un redresseur sec au sélénium (type YV8 de la société Westinghouse), shunté par un condensateur fixe au papier (C7) de 0,25 μF/1.500 V.

Le filtrage de ce courant redressé est assuré par une résistance fixe au graphite (R2) de 3.000 Ω/1 W, encadrée de deux condensateurs électrolytiques (C5 et C6), ayant chacun 50 μF et isolés à 150 V en service continu. Evidemment, comme d'habitude, ne pas omettre d'observer la polarité de ces condensateurs électrolytiques, en les connectant, car ils ne résisteraient pas longtemps à une « erreur » de ce genre.

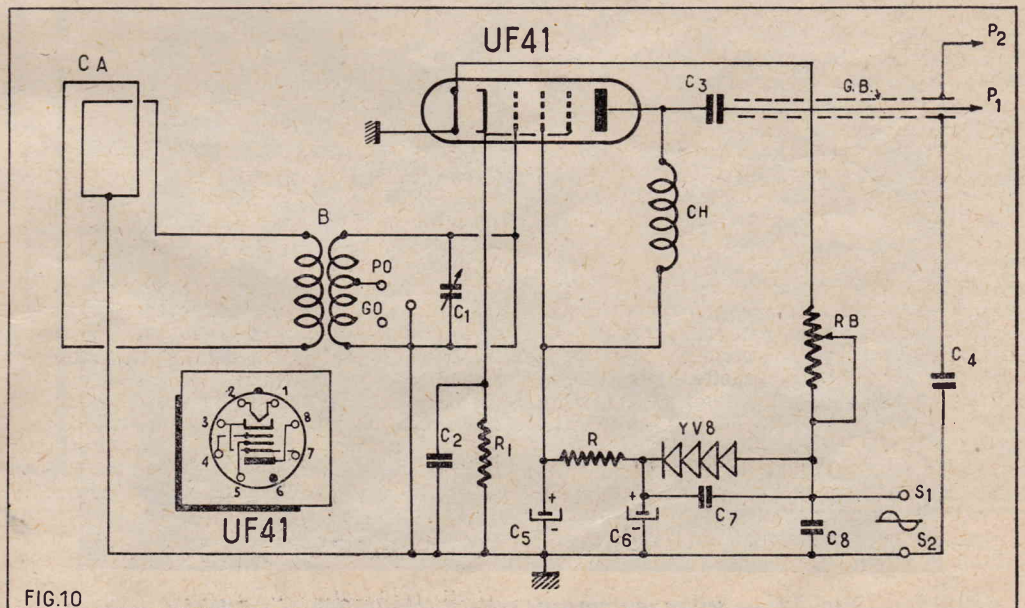


FIG.10

L'entrée du secteur (S1 et S2) est shuntée par un condensateur fixe au papier (C8) de 0,1 μ F/1.500 V. L'électrode 2 du tube (sortie du filament) est connectée à la masse. L'électrode 1 du tube (entrée du filament) est connectée à la sortie de la résistance bobinée réglable (RB) de 1.500 Ω /10 W (pour un secteur de 130 V, cette résistance doit être réglée à 1.174 Ω , d'après la formule :

Voltage secteur — Voltage du filament du tube
Intensité du filament du tube.

L'entrée de cette résistance bobinée RB est connectée à l'entrée du redresseur sec YV8 comme indiqué sur le schéma de réalisation figure 10.

FILTRE ANTIPARASITE SECTEUR (fig. 11 et 12).

Ce dispositif a surtout pour lui... le mérite de la simplicité. Son efficacité est très relative. Dans certains cas (assez limités), on peut obtenir avec lui une atténuation sensible de certaines perturbations transmises par le secteur lui-même. Vu l'extrême simplicité de ce dispositif... il n'en coûte pas beaucoup (ni de temps, ni d'argent) d'essayer.

Les filtres antiparasites secteur sont de véritables cellules passe-bas doubles, composées de deux selfs de choc haute fréquence, à faible capacité répartie et de deux condensateurs fixes au papier, qui peuvent avantageusement être doublés par des petits condensateurs fixes au mica.

Les électrodes des dits condensateurs, n'étant pas enroulées, ne sont pas selfiques, et de ce fait n'offrent aucune résistance à l'écoulement vers la terre des courants haute fréquence indésirables). Ces filtres bloquent les courants parasites haute-fréquence indésirables, qui dans certains cas peuvent être véhiculés par le secteur lui-même. Sans installation spéciale et sans modification du récepteur, ces filtres se connectent simplement entre la prise de courant murale et la fiche du récepteur.

Le schéma pratique de réalisation (fig. 11) donne toutes indications utiles pour construire un de ces filtres antiparasites secteur... dans toutes les règles de l'art.

Les valeurs des condensateurs ne sont données qu'à titre indicatif (il est nécessaire

d'essayer différentes valeurs... suivant les « cas »). Cette réalisation gagnera à être réalisée dans un coffret métallique, servant de « masse » et connecté à une bonne prise de terre par un fil de cuivre de 20/10. La figure 12 représente le filtre antiparasite secteur de la figure 11, réalisé par l'auteur dans un coffret métallique de « fortune » (style très *Systeme « D »*). Cette construction a été réalisée en prenant toutes les précautions « techniques » possibles (2 condensateurs fixes au papier + 4 condensateurs au mica non selfiques; et de plus cet appareil est intégralement blindé, y compris les connexions qui sont toutes sous souplisso blindé, connecté en plusieurs points à la masse). Malgré ces ruses de Sioux... cet appareil n'est efficace que dans un nombre très restreint de cas.

CONSEILS PRATIQUES

N'oubliez pas de soigneusement vérifier votre installation électrique. De mauvais contacts dans les interrupteurs, fusibles, prises de courant, douilles de lampe, sont des causes très fréquentes de parasites lorsque vous vous en servez. Autant pour vous que pour vos voisins, c'est très gênant. Des défauts d'isolement dans l'installation électrique sont également une source de parasites (et ce, de façon continue, même si vous ne vous servez pas de votre installation électrique).

Evidemment si ce regrettable état de chose existe chez votre ou vos voisins,

De nombreux auditeurs se condamnent à longueur d'année à n'écouter que les émetteurs locaux (sur des récepteurs à six lampes, et davantage), à seule fin de moins être troublés par les parasites (ceux-ci étant beaucoup moins gênants lorsqu'on diminue beaucoup la sensibilité du récepteur, comme c'est le cas lorsqu'on écoute les émetteurs locaux). A notre avis, cette manière de procéder est une bien mauvaise « solution » (c'est volontairement se priver de tout l'agrément que peut procurer la radio). A ceux qui sont gênés par les parasites (sauf les « atmosphériques », d'ailleurs assez rares, tout au moins dans nos régions),

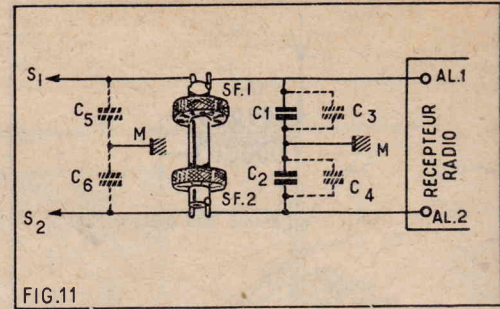


FIG. 11. — C1 et C2 = Condensateurs fixes au papier de 5.000 pF à 0,25 μ F (à essayer), isolement 1.500 V.

C3, C4, C5 et C6 = Condensateurs fixes au mica (non inductifs); de 200 à 500 pF (ces condensateurs sont facultatifs).

SF1 et SF2 = Bobinages spéciaux, connus sous le nom de « selfs de choc secteur ».

M = Masse (blindage connecté à une bonne prise de terre. Cette connexion doit être faite en fil de cuivre de 20/10).

S1 et S2 = A connecter au secteur (prise de courant murale).

AL1 et AL2 = A connecter à la fiche d'alimentation générale du récepteur.

le résultat préjudiciable est le même — mais logiquement vous devez commencer à vérifier chez vous si votre installation est en état.

CONCLUSION

nous disons : le remède existe. Même si votre cas était très défavorable — sans avoir une suppression totale des perturbations, vous pourriez peut-être obtenir une très sensible amélioration de vos auditions, en ce qui concerne leur pureté — ça vaut tout de même la peine « d'essayer ».)

Il est même fort possible que vous obtenez la suppression totale des parasites perturbateurs. Tout dépend de votre « cas », nous le répétons une fois de plus. Nous souhaitons que vous soyez dans le bon « cas » ! (c'est-à-dire dans celui où il vous sera possible, d'obtenir 100 % satisfaction). Cela n'est pas certain, mais c'est dans le domaine du possible, croyez-nous.

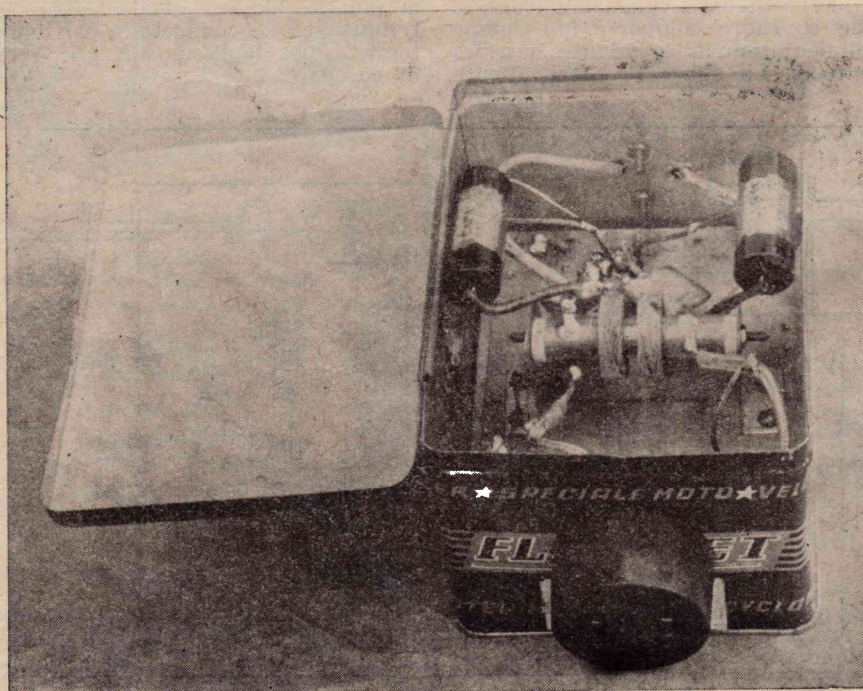


FIG. 12. — Filtre antiparasite secteur (réalisation de l'auteur).

SALON DE LA RADIO, DE LA TÉLÉVISION ET DU DISQUE 18 au 29 septembre 1958

Le 2^e Salon National de la Radio, de la Télévision et du Disque aura lieu à Paris, dans le Hall Monumental du Parc des Expositions, Porte de Versailles, du 18 au 29 septembre 1958.

Cette grande manifestation groupera, sous l'égide de l'Electronique : la Radiodiffusion Télévision Française, les grandes Administrations d'Etat, l'Industrie des Appareils Récepteurs, des Matériels Professionnels, des Tubes Electroniques et des Pièces Détachées.

Elle donnera une vue d'ensemble de la technique française et permettra en particulier d'apprécier à leur véritable échelle les moyens dont dispose la Radio-Télévision Française.

Celle-ci diffusera à partir des trois studios installés au Salon une grande partie de ses émissions sonores et visuelles.

La participation des Editeurs de Disques et de leurs vedettes soulignera le caractère attractif de cette manifestation qui prend place désormais parmi les événements marquants de la saison parisienne.

FILTRES BASSE FRÉQUENCE

pour récepteurs de trafic

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

Beaucoup de possesseurs de récepteurs de trafic se plaignent d'être gênés par les interférences (QRM) qui sévissent sur les bandes amateurs, quelquefois aussi par des parasites atmosphériques ou électriques (QRN). Ces dernières sont la plupart du temps d'origine automobiles, surtout sur les bandes élevées en fréquences où l'allumage des véhicules en fréquences est très virulent. Le QRM (interférence) peut être facilement réduit par un filtre cristal qui procure des réceptions très confortables sans être d'une très bonne qualité basse fréquence. Quand au QRM, nous avons vu dans un précédent article quelques limiteurs de parasites mais nous reviendrons sur ce sujet au cours de cet article, le sujet étant inépuisable. Le filtre cristal se compose d'un transformateur moyenne fréquence un peu spécial, d'un ou deux condensateurs variables; et surtout du fameux quartz de même valeur que la moyenne fréquence, qui est la clé de voûte de tout le système. Ce quartz est très souvent QRO à l'achat, à moins de se servir d'un cristal quelconque et de fabriquer les moyennes fréquences d'après la valeur de ce quartz. Toutes ces solutions sont assez compliquées, tant au point de vue financier que du point de vue technique.

Quelle est la solution possible permettant, avec un récepteur ayant une bande passante assez large, d'écouter sans être gêné par les interférences, et qui ne soit pas aussi compliqué à mettre au point que le filtre cristal? Puisqu'il est presque impossible de réduire ces interférences en HF ou en MF, il ne reste plus que la BF sur laquelle nous puissions agir.

Nous voici à pied d'œuvre. Les interférences gênantes dues à la proximité des fréquences ont une note BF qui se situe dans la plupart des cas entre 300 et 10.000 périodes. Evidemment, ces fréquences sont comprises dans le spectre qui sert à la bonne audibilité des messages. Mais comme il ne suffit, la plupart du temps, que de supprimer une seule fréquence, cela devient très facile. Nous avons tous entendu parler des filtres de fréquence, que ce soit HF ou MF et même BF. D'ailleurs, puisque vous êtes lecteurs de cette revue, vous avez certainement réalisé un filtre BF sans le savoir, peut-être; la self de filtre et les deux condensateurs de votre récepteur de trafic, de votre alimentation, sont en réalité des filtres passe bas d'un modèle à très basse fréquence. Voici trouvé notre filtre. Mais avant de passer à la description de montages pratiques, voyons un peu la théorie et ce que sont ces fameux filtres.

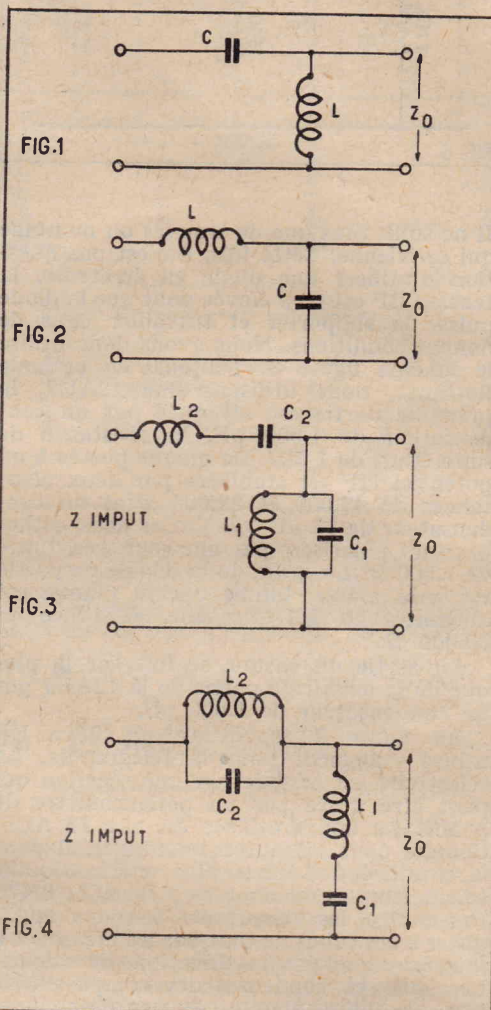
1° Le filtre passe haut (fig. 1) qui coupe les fréquences basses en laissant passer les fréquences hautes supérieures à la fréquence de coupure du filtre. Voici les formules pour calculer les valeurs de L et de C.

$$L = \frac{4 \pi F_1}{ZO} \quad C = \frac{4 \pi ZO F_1}{1}$$

ZO = résistance de sortie du filtre égale à la résistance ou l'impédance du circuit d'utilisation.

F1, fréquence à partir de laquelle l'atténuation se fait sentir.

2° Le filtre passe bas (fig. 2). Contraire-



ment au premier, celui-ci, comme son nom l'indique, laisse passer les fréquences basses et atténue les fréquences élevées. Voici les formules pour calculer les valeurs de L et de C :

$$L = \frac{ZO}{\pi F_1} \quad C = \frac{1}{\pi ZO F_1}$$

3° Le filtre passe bande (fig. 3) qui est un ensemble des deux premiers, ne laissant passer une gamme de fréquence comprise entre F1 et F2. Les formules pour calculer les divers éléments étant :

$$L_1 = \frac{4 \pi F_1 F_2}{ZO (F_2 - F_1)}$$

$$L_2 = \frac{ZO}{\pi (F_2 - F_1)}$$

$$C_2 = \frac{(F_2 - F_1)}{4 \pi ZO (F_1 - F_2)}$$

$$C_1 = \frac{1}{\pi ZO (F_2 - F_1)}$$

F1 étant la fréquence la plus basse et F2 la fréquence la plus haute.

4° Le filtre de bande (fig. 4). Celui-ci sert à éliminer une gamme comprise entre

F1 et F2, il est aussi un ensemble des premiers.

Voici les formules qui permettent de calculer les valeurs des éléments de montage :

$$L_1 = \frac{ZO}{4 \pi (F_1 - F_2)}$$

$$L_2 = \frac{\pi F_1 F_2}{ZO (F_2 - F_1)}$$

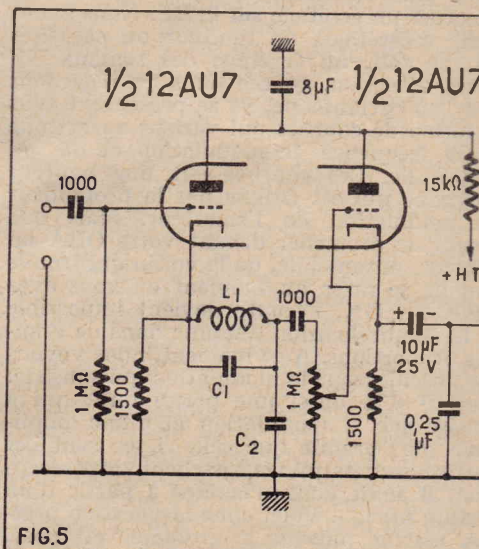
$$C_1 = \frac{F_2 - F_1}{\pi ZO F_1 F_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{4 \pi ZO (F_1 - F_2)}$$

F1 et F2 étant, comme dans le cas précédent, la fréquence la plus basse et la fréquence la plus haute.

Tous ces filtres sont plus ou moins faciles à calculer et à réaliser, mais ce n'est pas impossible. Nous donnerons quelques exemples en fin de cet article pour réaliser quelques filtres d'une façon pratique. Tout cela a certainement fait connaître ou remis en mémoire ce que l'on peut faire avec une self et un condensateur. Il ne nous reste plus qu'à choisir le genre de filtre qui nous sera le plus utile. Après quelques essais nous nous sommes orientés vers les filtres passe bas, les filtres passe haut étant inutilisables. Puisque les fréquences utiles à la compréhension sont comprises entre 300 et 3.000 périodes, on ne peut éliminer les fréquences et les interférences sont souvent au-dessous de 800 cycles; en dessous, l'émulsion la plus puissante couvre l'autre encore la fréquence de battement étant très basse, il est impossible de pouvoir sélectionner la fréquence utile de la fréquence inutile. Il faut donc utiliser des filtres passe bas. Quant aux autres filtres, la construction en est assez difficile pour qui ne possède pas d'appareils suffisants.

Voyons maintenant le schéma que nous vous proposons (fig. 5).



Ce montage, pour diverses raisons, est utilisé entre la prise du récepteur et le casque. Il était assez difficile de les intercaler dans les circuits BF du récepteur, parce que les fréquences atténuées par le filtre se trouveraient amplifiées par les circuits suivants qui ne sont pas prévus pour une bande de fréquences suffisamment étroite. Il était séduisant de n'utiliser que le filtre. Mais la courbe de coupure n'est pas franche, il faut pousser assez bas en fréquence pour rendre le circuit efficace. Nous nous retrouvons donc avec des fréquences utiles atténuées, elles aussi, et qu'il faut amplifier légèrement, d'où l'utilisation d'une lampe 12AU7 dont les deux parties triodes sont montées en cathode flottante. Les deux condensateurs de liaison sont de très faible valeur pour la BF, ; ceci est voulu en vue de ne transmettre aux circuits suivants qu'une bande de fréquence assez étroite et de ne pas contrarier l'effet du filtre.

Voyons le fonctionnement de ce montage. Le condensateur de 1.000 pF alimente en BF la grille de la première triode dont la plaque est à la HT pour une résistance de 15.000 Ω et à la masse pour la BF par un condensateur de 8 μ F 500 V. La cathode est polarisée par 1.500 Ω , et le couplage avec le filtre est effectué sur la cathode ; ce filtre est légèrement amélioré au point de vue passe bas par l'adjonction d'un condensateur (C1) en parallèle sur la self. La sortie du filtre est reliée à un potentiomètre de 1 M Ω par un condensateur de 1.000 pF. La plaque de la deuxième triode comme la première est à la HT et à la masse par la même résistance et le même condensateur. La cathode est polarisée par 1.500 Ω non découplée. La liaison au casque par un condensateur de 15 μ F 25 V à la sortie duquel on trouve un découplage d'une valeur assez forte. Ces condensateurs trouveront leurs explications par la suite. Nous avons une entrée à haute impédance puisque toutes les sorties de casque sont, soit en parallèle sur la plaque de la préampli BF, ou bien sur la plaque de la finale. Et une sortie qui correspond à l'impédance des principaux casques utilisés dans la pratique.

Nous avons parlé au début de cet article des récepteurs qui ne sont pas munis de limiteur de parasites, il en existe beaucoup et les malheureux possesseurs de ces appareils sont très souvent gênés, surtout quand ils habitent au voisinage des grandes routes ou des agglomérations. Il existe de très nombreux systèmes de limiteurs, mais presque tous agissent après détection ou sur la détection même, et ceci suffit à rebuter, parce que, possédant un récepteur qui fonctionne, on est peu enclin à lui ouvrir le ventre pour faire des modifications plus ou moins réussies. Il faut donc effectuer un écrêtage sur la BF. Nous avons parlé d'écrêtage, un limiteur de parasites est, en fait, un écrêtage des signaux BF après détection. Quand nous les regardons avec un oscilloscope, ils se présentent sous la forme de courbes qui varient au rythme de la fréquence de modulation et de son amplitude. Ces courbes ont une hauteur moyenne qui est définie par la profondeur de modulation de l'émetteur. Mais que vienne se promener devant votre QRA un véhicule automobile, ou le voisin qui trouve bon de se raser au moment où vous avez QRK un DX, l'écoute devient impossible et la compréhension diminue dans de grandes proportions. A ce moment, nous voyons sur l'oscilloscope la modulation qui subsiste, mais il y a aussi une petite forêt qui a poussé sur la modulation et d'une amplitude plus grande que celle-ci, ce sont ces petits bosquets qui vous gâchent votre réception, il suffit donc d'écrêter à partir d'un certain niveau. Voici donc la question presque résolue puisque le problème est posé.

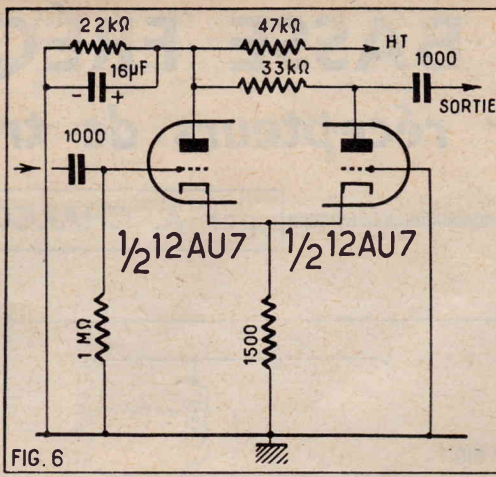


FIG. 6

Il ne suffit plus que de trouver un montage qui convienne. Cette fois, il n'est pas question d'utiliser une diode en écrêteuse, la tension BF est trop élevée pour que la diode puisse la supporter et travailler dans de bonnes conditions. Nous avons donc utilisé le schéma figure 6. Toujours en cathode flottante, nous utilisons une 12AU7, la première partie est attaquée par un condensateur de 1.000 pF, la résistance de fuite étant de 1 M Ω . La plaque portée à un potentiel HF est stabilisée par deux résistances de 47.000 et 22.000 Ω et un condensateur de 16 μ F 500 V. Les deux cathodes sont polarisées par une seule résistance de 1.500 Ω . La grille de la deuxième partie est à la masse, tandis que la plaque est alimentée en HT par une résistance de 33.000 Ω .

La sortie du casque se fait sur la plaque de la deuxième partie de la 12AU7 par un condensateur de 1.000 pF.

La figure 7 représente un filtre BF utilisé seulement pour la télégraphie. La sélectivité est assurée par une réaction qui peut être dosée par un potentiomètre de 3 M Ω . La lampe utilisée est une 12 AU7. Comme dans les autres montages, il peut être utilisé des tubes plus anciens, qu'ils soient simples ou doubles (6J5, 6C5, 6N7). Par contre, les valeurs des tensions appliquées à ces tubes ne sont pas les mêmes et il faut faire quelques rectifications de valeurs. Les selfs et condensateurs composant le filtre ne subissant que très peu de changements, le montage peut être câblé tel quel, se réservant la place de faire quelques modifications au moment des essais, les calculs

des valeurs du filtre restent valables pour n'importe quel genre. La basse fréquence recueillie sur la prise du casque du récepteur de trafic est transmise à la grille par un condensateur de 50.000 pF. La fuite de grille est assurée par une self basse fréquence qui peut être le primaire haute impédance d'un transformateur de haut-parleur. Si la sortie de casque du récepteur de trafic se fait sur une impédance basse (2,5 Ω), le secondaire du transformateur sera connecté directement sur cette sortie sans l'aide du condensateur de 50.000 pF. La plaque de la première partie de 12AU7 est reliée à la haute tension par une résistance de 22.000 Ω . La cathode est à la masse par une résistance de 10.000 Ω , sur cette cathode est prise une tension qui, après avoir passé à travers un filtre BF variable, est appliquée sur l'extrémité d'un potentiomètre. Le curseur du potentiomètre est réuni à la grille de la deuxième partie de la 12AU7. La cathode est à la masse par une résistance de 560 Ω non découplée pour appliquer à cette partie de lampe une légère contre-réaction qui a pour but de conserver la linéarité de l'amplification. La plaque est alimentée en HTF par une résistance de 56.000 Ω . Cette plaque est réunie à la grille de la première partie par un condensateur de 10.000 pF. La sortie de ce montage s'effectue sur la plaque de la première 12AU7 par un condensateur de 50.000 pF.

Le fonctionnement est assez simple. La tension BF appliquée sur la grille de la 12AU7 est amplifiée normalement par celle-ci, sur la cathode, nous retrouvons cette tension amplifiée, après sélection dans le filtre à l'aide du contacteur S1 qui permet de choisir trois fréquences de rejection, celle-ci est légèrement amplifiée par la deuxième partie de la 12AU7 et appliquée à la grille de la première. Cette réaction sélective est très intéressante pour les fervents de la télégraphie, car elle permet de rejeter les fréquences indésirables. Voici un exemple de filtre pour une fréquence de 1.000 cycles par seconde : une self de 2 H et un condensateur de 10.000 pF.

La figure 8 représente un ensemble des montages 5 et 6 avec quelques modifications. Les tubes utilisés sont toujours des 12 AU7 ou autres comme dans les précédents montages. Une possibilité de ce système est de pouvoir à l'aide du contacteur à trois positions de choisir parmi les trois fonctions suivantes : 1° écrêteur sans filtre ; 2° écrêteurs seuls ; 3° filtre et écrêteur. Le fonctionnement étant le même, il est inutile de revenir sur ce sujet. Une seule précaution à

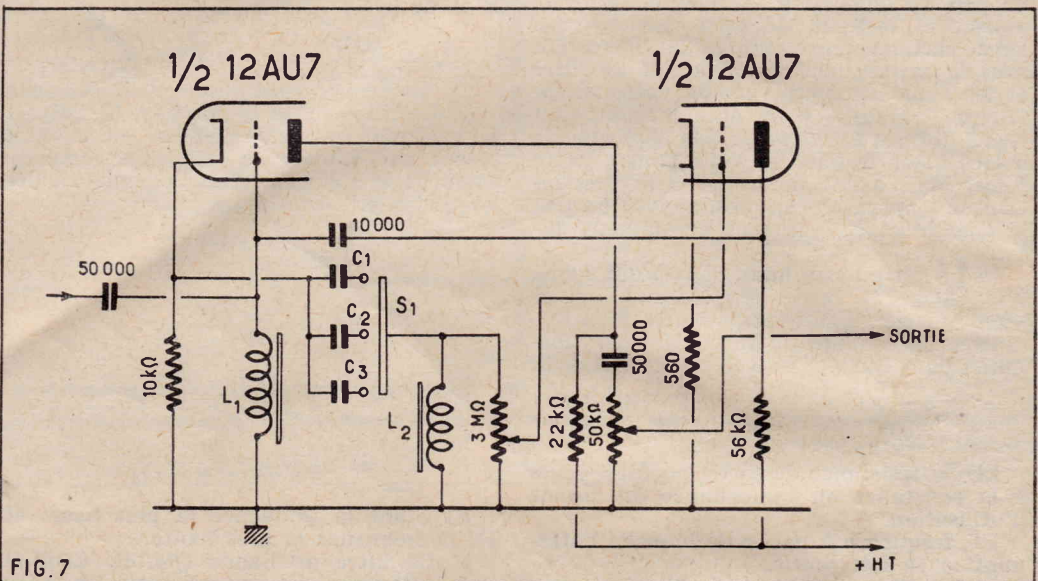


FIG. 7

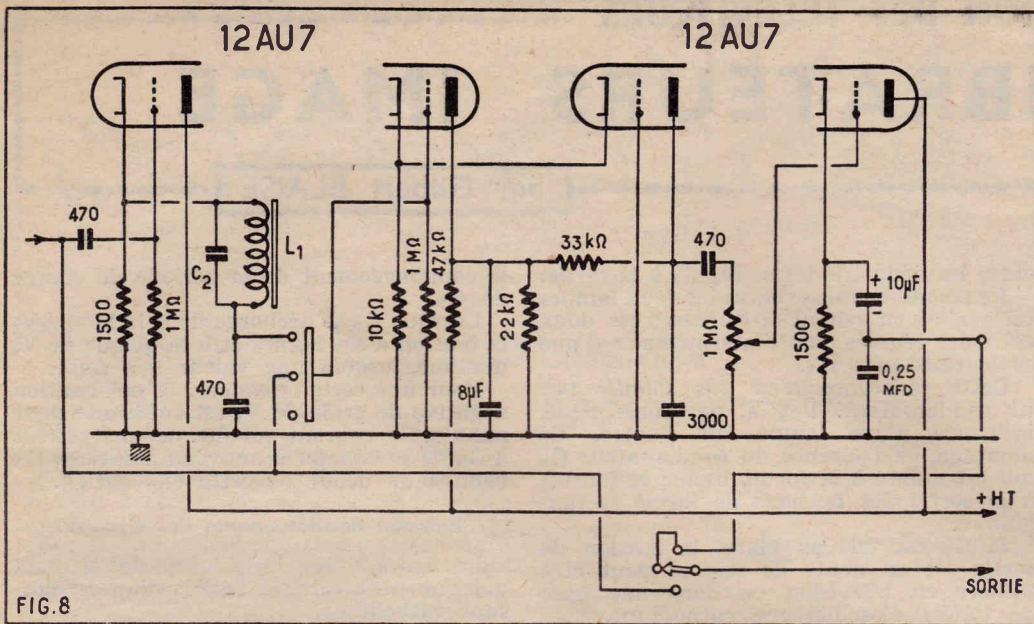


FIG. 8

prendre, la lampe d'entrée et la lampe de sortie cathode flottante doivent être sous la même enveloppe. L'écrêteur composé des deux autres parties qui ont, elles aussi, leur enveloppe commune.

Un montage qui a fait beaucoup parler de lui, le selectojet, par ses performances, a été décrit ou porté par certains au sommet de la technique. Nous ne nous prononcerons pas, mais après un essai récent, ce système s'est révélé efficace et d'une mise au point tout à fait normale. Dans ce montage, nous trouvons toujours deux tubes double triode qui pourront être des 12AU7 ou autres comme dans les précédents montages. Les possibilités du selectojet sont les suivantes : amplificateur à bande étroite, rejecteur de fréquence qui élimine les interférences gênantes, le dosage de la selectivité (largeur de bande) par le potentiomètre de 500.000 Ω situé dans la grille de la deuxième partie de la deuxième lampe. Le selectojet peut être adjoint à un récepteur déjà existant à l'aide d'un châssis supplémentaire, comme le font les Américains, ou encore être incorporé dans un récepteur en construction.

Ce montage est, contrairement aux autres montages, non plus à intercaler entre la sortie du récepteur et le casque, mais entre la détection et la première lampe amplificatrice BF.

Les signaux télégraphiques peuvent être reçus à l'aide du selectojet.

La seule précaution à observer dans ce système est que les résistances de plaque et de cathode de la première lampe (VI) soient égales entre elles deux à deux.

Nous voyons sur le schéma deux inverseurs bipolaires à deux directions S1 et S2, dont voici les fonctions : S2 en position 1, amplificateur sélectif et oscillateur, 2, filtre et rejecteur. La position 1 correspond à la réception des signaux télégraphiques. La position 2 à la réception de la téléphonie.

Le réglage s'effectue en position 2, les deux potentiomètres couplés de 5 M Ω sont manœuvrés jusqu'à obtenir un creux caractéristique du bruit de fond du récepteur de trafic. Le potentiomètre de 500.000 Ω permet de régler la largeur de bande. En position 1, il peut se produire un hurlement dans le haut-parleur ; dans ce cas, manœuvrer le potentiomètre de 500.000 Ω jusqu'à la limite caractérisée par une vibration rappelant la résonance d'une cloche. Dans le cas contraire, chercher le début de l'accrochage toujours caractérisé comme ci-dessus. Le fait de se rapprocher de l'accrochage audible augmente la selectivité. Il y

à lieu de ne pas trop se tenir près de cette limite, tout au moins au début ; la largeur de bande étant réduite, il se peut que des stations passent inaperçues. Dans le QRM des bandes OM, faire varier les potentiomètres de 5 M Ω , vous entendrez les stations CW défilé dans votre haut-parleur. Le contacteur S1 permet de choisir la bande de selectivité, soit haute en position 1, soit basse en position 2.

Le selectojet permet des réceptions exemptes de QRM, diminue le bruit de souffle, mais il est possible que le son de cloche soit considéré comme gênant. Certains montages sont à même de le supprimer, mais l'essai n'a pas été fait et nous pourrions en reparler. Par contre, du fait de la réaction le niveau des signaux est légèrement diminué, mais reste néanmoins suffisant. D'autres systèmes sont ou seront à l'essai et nous en reparlerons dans quelque temps. Mais d'autres sujets, tels que le réglage des récepteurs de trafic, des émetteurs, ainsi que les antennes utilisées en émission d'amateur feront l'objet d'articles plus rapprochés.

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

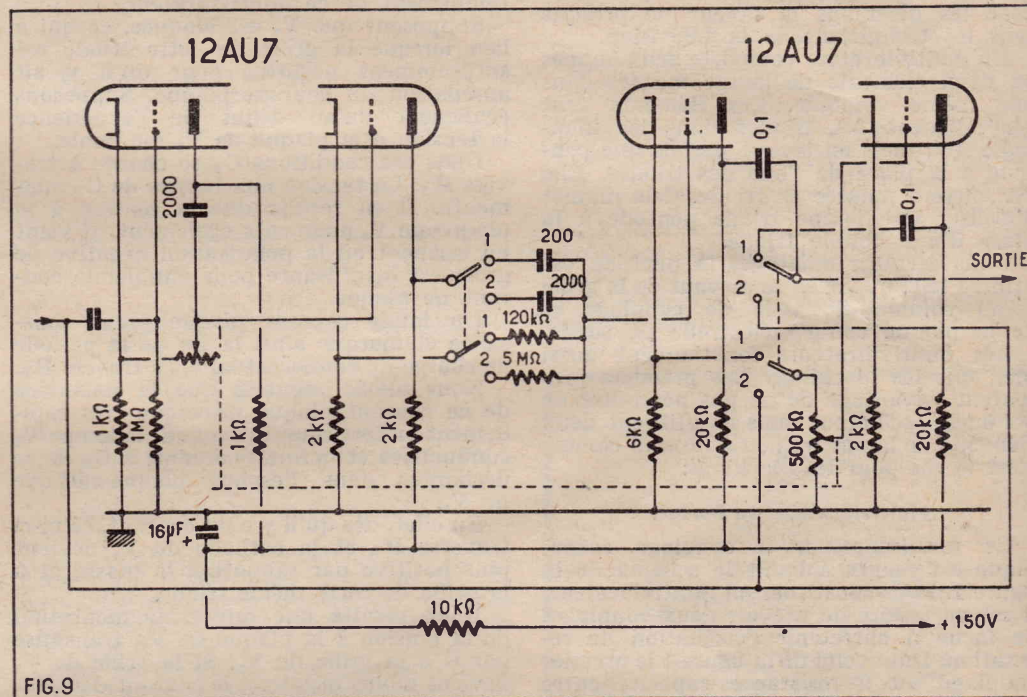


FIG. 9

UN NOUVEL ÉLECTROPHONE

Après la sortie de son étonnant électrophone à conque, PATHÉ MARCONI annonce la mise sur le marché d'un nouvel électrophone portatif particulièrement bien étudié.

Cet appareil de dimensions très réduites comporte la fameuse platine 4 vitesses 16, 33, 45, 78 tours avec changeur, retour automatique du bras pour toutes les vitesses, possibilités d'arrêt ou de rejet en cours d'audition. L'amplificateur d'une puissance de 3 watts possède un contrôle de tonalité grave et aigu très efficace et progressif par contre-réaction sélective. Deux haut-parleurs 12x19 montés dans le couvercle dégonflable assure une musicalité exceptionnelle.

Voici les caractéristiques principales de cet appareil, l'Électrophone 359.

Présentation : Valise gainée bufflon gris et rouge.

Équipement tourne-disques 4 vitesses (16-33-45-78 T/m).

45 T/m : Changeur automatique possibilité de rejet. Arrêt en fin de lecture du dernier disque. 16-33-78 T/m : Retour du bras automatique. Possibilité d'arrêt en cours d'audition.

Suspension : Par ressorts compensateurs.

Nombre de lampes : 3 (EF89 - EL84 - EZ80).

Puissance de sortie : 3 W.

Amplificateur : A contre-réaction sélective.

Réglage tonalité : Dispositif monocommande incorporé au circuit de contre-réaction.

Haut-parleur : 2 HP elliptiques 120x190 mm montés sur baffle.

Alimentation : Par transformateur 50 Hz 110/220 V.

Consommation : 42 VA.

Coûts d'encombrement maximum :

Hauteur..... 185 mm

Largeur..... 430 mm

Profondeur..... 365 mm

Poids : 11 kg.

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année

PRIX : 450 francs (à nos bureaux).

Frais d'envoi sous boîte carton :

175 francs par relieur.

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

MULTIVIBRATEURS IMAGE

par Gilbert BLAISE

Principaux multivibrateurs.

Il existe un nombre considérable de multivibrateurs dont quelques-uns seulement sont adoptés dans les montages de télévision et en technique oscilloscopique.

Actuellement trois multivibrateurs figurent dans la plupart des téléviseurs :

a) Le multivibrateur de Potter dit aussi multivibrateur à couplage cathodique.

b) Le multivibrateur d'Abraham et Bloch ou multivibrateur à liaisons croisées.

c) Le multivibrateur dont l'une des lampes est également la lampe de sortie de la base de temps.

On emploie les multivibrateurs aussi bien dans les bases de temps image que dans les bases de temps lignes. Ils se partagent avec les blockings la faveur de presque tous les techniciens de la télévision.

Un multivibrateur comporte deux lampes ou deux éléments de lampe montés dans une même ampoule. Ces éléments sont généralement des triodes dans les montages TV, mais on trouve parfois une pentode à la place de l'une des triodes. Elle est souvent montée en triode. Cela permet d'utiliser une lampe triode pentode à la place d'une double triode.

Dans certains montages la pentode est utilisée telle quelle en se servant de la grille écran comme électrode de couplage et de la plaque comme électrode de sortie.

Les multivibrateurs fonctionnent aussi bien que les blockings. Les premiers présentent l'avantage de ne pas nécessiter de bobinage oscillateur mais ils utilisent deux éléments de lampe au lieu d'un seul comme c'est le cas pour les blockings.

Multivibrateur de Potter.

Ce multivibrateur à couplage cathodique est monté suivant le schéma de la figure 1. Pour constituer un multivibrateur, il est nécessaire de prévoir deux couplages de façon à entretenir l'oscillation de relaxation. Dans celui de la figure 1 le premier couplage est à résistances-capacité entre la plaque de V_1 et la grille de V_2 . Si l'on supprime le couplage par les circuits cathodiques, on remarque que le schéma représente un amplificateur à liaisons par résistances-capacité C_2 , R_2 à l'entrée, R_1 , C_1 R

entre les deux triodes et R_p , C_s à la sortie.

Le second couplage entre les deux lampes est réalisé en reliant à la masse les deux cathodes réunies par l'intermédiaire d'une seule résistance R_k .

Cette résistance n'est pas shuntée par un condensateur. Il y a, par conséquent, influence d'une lampe sur l'autre. Ce montage, en l'absence du condensateur C_p , qui est monté à la sortie, oscille et fournit à la sortie des tensions de forme rectangulaire.

Si C_p est mis en place, la tension de sortie est en dents de scie et peut être utilisée en télévision ou dans une base de temps d'oscilloscope cathodique.

Voici une explication simplifiée du fonctionnement de ce multivibrateur.

Supposons que V_2 est bloquée, ce qui a lieu lorsque la grille de cette triode est suffisamment négative pour qu'il y ait annulation du courant plaque. Supposons également qu'au début de l'expérience la tension à la plaque de V_2 est faible.

Dans ces conditions C_p se charge à travers R_p . La tension aux bornes de C_p augmente. Il en résulte que la tension à la plaque de V_2 augmente également. Il vient un moment où la polarisation négative de grille est insuffisante pour annuler le courant de plaque.

Un faible courant plaque prend naissance et marque ainsi la fin de la période de charge du condensateur C_p à travers R_p .

Nous allons montrer que la naissance de ce courant plaque provoque très rapidement un fort courant rendant la lampe V_2 conductrice et permettant ainsi à C_p de se décharger dans l'espace plaque-cathode de V_2 .

En effet, dès qu'il y a un courant, celui-ci traverse R_k et la cathode de V_1 devient plus positive par rapport à la masse et à la grille de cette même triode.

Il en résulte une rapide augmentation de la tension à la plaque de V_1 , transmise par C à la grille de V_2 . Si la grille de V_2 devient moins négative, le courant dans R_k augmente. Ce phénomène « en chaîne » rend, par conséquent, la grille de V_2 de moins en moins négative et réduit la résistance interne de V_2 , d'où décharge de C_p . C'est la fin de la période de décharge et

le commencement de la période de charge de C_p .

Lorsque C_p se décharge dans la lampe V_2 , la tension à ses bornes et à la plaque de V_2 diminue jusqu'à une valeur très faible.

Pour une certaine valeur, la polarisation négative de grille de V_2 est suffisante pour annuler le courant plaque, ce qui permet à C_p de se charger à nouveau à travers R_p , comme au début de cette explication.

Examen oscilloscopique des signaux.

La figure 2 montre la forme des signaux que l'on peut voir sur l'écran d'un oscilloscope cathodique.

Pour obtenir ces oscillogrammes il faut appliquer des signaux de synchronisation à l'entrée.

Dans un multivibrateur les impulsions de synchronisation doivent être négatives.

En effet, une impulsion de synchronisation doit provoquer la décharge de C_p un peu avant la fin de la période de charge.

Si l'on applique à la grille cette impulsion négative, la plaque devient brusquement plus positive et il en est de même de la grille de V_2 , ce qui rend très faible la résistance interne de V_2 , d'où décharge de C_p .

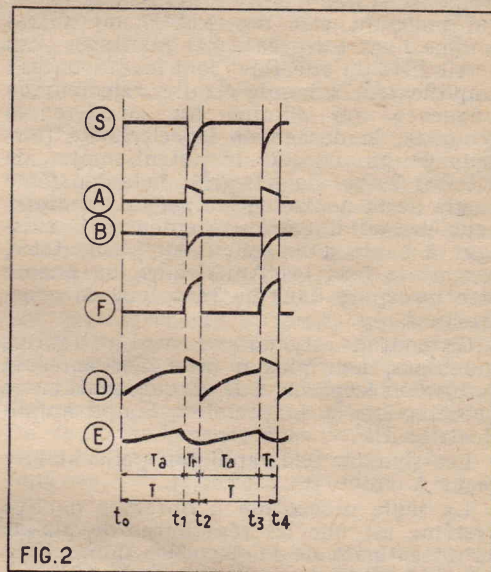


FIG.2

On voit que l'impulsion négative du signal de synchronisation a le même effet que l'action du circuit cathodique commun aux deux éléments triodes.

Il est également possible de synchroniser en appliquant des impulsions positives à la grille de V_2 . Ces impulsions doivent dans ce cas être de plus forte amplitude que celles appliquées à V_1 , étant donné qu'elles ne sont pas amplifiées par la première triode.

Revenons maintenant à la figure 2. La durée d'une période étant T , pour l'image, $T = 1/50 \text{ s} = 2/100 = 0,02 \text{ s}$.

L'aller T_a correspondant à la charge et de l'ordre de 0,9 fois T , ce qui donne environ 0,018 s. Il reste 0,002 s pour le retour T_r .

Les oscillogrammes de la figure 2 correspondent à deux périodes. Pour les obtenir il faut régler la base de temps de

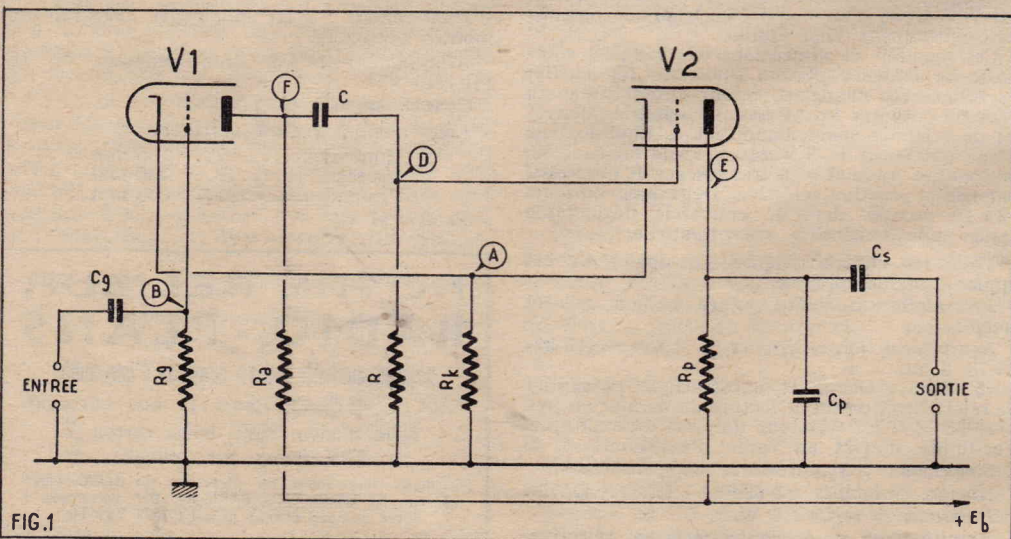


FIG.1

l'oscilloscope sur une période $2T$, autrement dit sur la fréquence 25 Hz, moitié de celle de la demi-image TV qui est de 50 Hz.

Le montage s'effectuera de la manière suivante : les signaux synchro négatifs seront prélevés à l'entrée de V_1 à l'aide d'un condensateur de 1.000 pF et appliqués à la borne « Synchronisation » de l'oscilloscope. Les signaux aux divers points A, B, F, D, E seront appliqués directement à l'entrée verticale de l'oscilloscope. Cette entrée sera celle de l'amplificateur si celui-ci est suffisamment fidèle. On peut aussi synchroniser avec la tension intérieure de l'oscilloscope à 50 Hz.

Comme il s'agit ici de signaux de fréquence basse la plupart des amplificateurs verticaux d'oscilloscopes pour télévision conviendront.

Examinons maintenant les oscillogrammes.

Au temps t_0 , c'est le début de la charge de C_p à travers R_p . Pendant la charge, s'effectuant entre t_0 et T_1 , l'oscillogramme A (tension aux cathodes) montre que la tension E_k reste constante. Il en est de même de celles à la grille de V_1 (B), à la plaque de V_1 (F). Par contre, la tension à la grille de V_2 a tendance à monter, ce qui permet d'obtenir à un certain moment le déblocage de V_2 .

La tension à la plaque de V_2 augmente presque linéairement (en théorie cette croissance est exponentielle) pendant toute la durée $t_1 - t_0 = T_a$.

Le signal E est le plus important car c'est le signal de sortie en forme de dents de scie qui sera appliqué à la lampe finale de la base de temps image.

Le phénomène est maintenant au temps t_1 qui correspond à la fin de l'aller et au commencement du retour.

À la cathode (A) la tension augmente très rapidement et ensuite elle diminue un peu. À la fin de T_1 elle redescend à sa valeur initiale.

À la grille de V_1 il y a une brusque diminution de tension (point B).

Il s'ensuit, comme prévu, une brusque augmentation de tension à la plaque de V_1 (point F) et à la grille de V_2 (point D).

La tension de sortie E descend rapidement et représente la décharge de C_p dans V_2 .

Nous avons représenté en S le signal de synchronisation à impulsions négatives.

Ce signal, lorsqu'il est appliqué à la grille de V_1 , se confond avec le signal B créé par le fonctionnement interne du multivibrateur.

Réglages du multivibrateur à couplage cathodique.

Comme dans tout oscillateur de relaxation deux réglages sont nécessaires, celui de fréquence et celui d'amplitude.

La fréquence peut se régler en modifiant la constante de temps du circuit de liaison entre V_1 et V_2 , c'est-à-dire le produit RC.

Pratiquement, lorsque la variation de fréquence doit être faible, cas d'un oscillateur pour télévision, il suffit de prévoir une faible variation de R. Dans les montages des téléviseurs actuels on remplace R par une résistance fixe R' en série avec un potentiomètre P_1 monté en résistance.

En examinant l'oscillogramme D montrant l'augmentation de la tension à la grille de V_2 , on se rend compte que si RC est réduite C se décharge plus rapidement dans R et dans V_1 , d'où diminution de la durée de l'aller T_a et augmentation de la fréquence.

L'amplitude se règle en modifiant R_p . Plus R_p est grande, plus l'amplitude augmente.

On remplace R_p par une résistance fixe R'_p et un potentiomètre P_2 en série avec R'_p .

Dans certains téléviseurs ce réglage d'amplitude est supprimé et remplacé par un potentiomètre monté à la sortie, réalisant un « volume-contrôle » comme celui des amplificateurs basse fréquence, la grille de la lampe de puissance aboutissant directement ou indirectement au curseur de ce potentiomètre.

Les valeurs des éléments d'un multivibrateur comme celui de la figure 1 sont de l'ordre de grandeur ci-après : $R_k = 500 \text{ k}\Omega$, $R_k = 1.000 \text{ à } 10.000 \text{ }\Omega$, $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_p = 500 \text{ k}\Omega + \text{potentiomètre de } 100 \text{ k}\Omega$, $R = 500 \text{ k}\Omega + \text{potentiomètre de } 100 \text{ k}\Omega$, $C_s = 0,2 \text{ }\mu\text{F}$, $C = 0,1 \text{ à } 0,5 \text{ }\mu\text{F}$, $C_p = 0,1 \text{ à } 0,25 \text{ }\mu\text{F}$, $C_a = 0,1 \text{ à } 0,5 \text{ }\mu\text{F}$.

Le même montage convient comme oscillateur lignes avec des condensateurs C_s , C et C_p et C_a 400 fois plus faibles.

Dépannage de l'oscillateur.

Si la panne est franche, c'est-à-dire si aucune déviation verticale ne se manifeste, on procédera comme indiqué précédemment, afin de déterminer si c'est l'amplificateur ou l'oscillateur qui ne fonctionne pas.

Si l'on est sûr que c'est ce dernier qui est défectueux, il convient avant toute autre opération de mesurer les tensions aux électrodes.

Dans un multivibrateur fonctionnant normalement, ces tensions ont l'ordre de grandeur suivant, avec $E_b = 220 \text{ V}$ environ : cathodes réunies + 8 V, grille de V_1 0V, plaque de V_1 , + 180 V, grille de V_2 , 0V, plaque de V_2 , + 140 V. En pratique, on consultera la notice de dépannage du constructeur du téléviseur qui donne les valeurs exactes et les conditions dans lesquelles il faut mesurer ces tensions.

Les conditions portent sur l'application ou la non application du signal de synchronisation et sur l'état oscillant du montage.

Pour supprimer la synchronisation il suffit de débrancher du condensateur C_s le fil relié à la sortie du dispositif de séparation.

Pour supprimer l'oscillation on shuntera R_k par un condensateur électrochimique de valeur aussi élevée que possible, au moins 100 μF .

Si les tensions sont à peu près correctes, on vérifiera au capacimètre ou au pont d'impédances l'état des condensateurs C_s , C, C_p et C_a .

Si les tensions sont très différentes des valeurs nominales il est indispensable de faire vérifier les lampes au lampemètre ou de les remplacer par des lampes en bon état. Souvent, les lampes même neuves doivent être sélectionnées.

Supposons maintenant que l'oscillateur fonctionne mais mal.

Voici quelques anomalies de fonctionnement et leurs remèdes.

a) Faible amplitude c'est-à-dire faible hauteur de l'image. Agir sur le réglage d'amplitude. Si celui-ci est poussé à fond sans que l'image soit suffisamment haute il convient de vérifier les lampes, les condensateurs, le potentiomètre d'amplitude et, défaut de solution du problème, les valeurs des résistances à l'aide d'un ohmmètre. Commencer toujours par la mesure de E_b .

b) Impossibilité de synchroniser. Vérifier d'abord à l'oscilloscope que la grille reçoit le signal à impulsions négatives ayant la forme indiquée par la figure 2 en S ou U.

Le signal doit avoir une amplitude de 10 à 30 V. La valeur exacte est indiquée par la notice du constructeur.

Si la synchronisation est correcte vérifier C_p , bien qu'il soit très rare qu'un condensateur de l'ordre de 0,1 μF change de valeur. Il peut toutefois présenter des pertes importantes.

Vérifier également l'ensemble R composé de la résistance fixe R' en série avec le potentiomètre de réglage de fréquence. Il arrive parfois que R ou P_1 aient changé de valeur ou soient coupés.

Si, toutefois, leurs valeurs sont correctes il ne faut en aucun cas supprimer la partie en changeant leur valeur mais rechercher ailleurs la cause de l'anomalie de fonctionnement constatée.

c) Image très déformée et recouvrement.

Il se peut que la tension de sortie ne soit pas en forme de dents de scie. En effet, en l'absence de C_p , l'oscillateur fonctionne comme générateur de signaux rectangulaires. Vérifier, par conséquent, si C_p n'est pas débranché et si ce condensateur n'a pas de pertes.

Un essai rapide de l'état général du montage peut s'effectuer en transformant le multivibrateur en amplificateur (shunter R_k par une forte capacité).

L'oscilloscope ou un casque décélèrent le signal synchro amplifié à la plaque de V_1 , à la grille de V_2 et à la plaque de cette dernière triode. En débranchant C_s l'intensité du signal augmentera.

Multivibrateur d'Abraham et Bloch.

Ce multivibrateur est réalisé comme l'indique le schéma de la figure 3. Si l'on supprime C_1 , on se trouve en présence d'un schéma d'amplificateur à résistance et capacités à deux triodes V_1 et V_2 . Le second couplage donnant lieu aux oscillations ce système est réalisé par C_1 qui relie la plaque de V_2 à la grille de V_1 .

Ce multivibrateur fournit des signaux rectangulaires à la sortie si C_p est supprimé.

Avec C_p , la tension de sortie est en dent de scie. Le fonctionnement de ce multivibrateur est illustré par la figure 4.

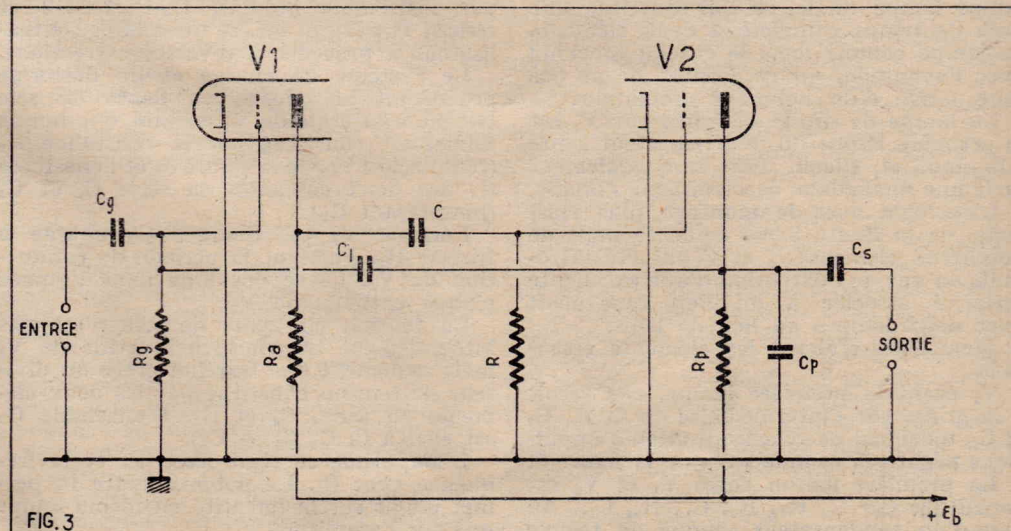


FIG. 3

Dans une réalisation de téléviseur de marque réputée les valeurs des éléments de ce multivibrateur sont : $C_1 = 0,15 \mu F$, $C_2 = 2.000 pF$, $C_3 = 800 pF$, $C_4 = 47.000 pF$, $C_5 = 15.000 pF$, $C_6 = 22.000 pF$, $C_7 = C_8 = 10.000 pF$, $C_9 = 15.000 pF$, $C_{10} = 800 pF$, $C_{11} = 3.900 pF$;

$R_1 = 68 k\Omega$, $R_2 = 1,5 k\Omega$, $R_3 = 10 k\Omega$, $R_4 = 47 k\Omega$, $R_5 = 180 k\Omega$, $R_6 = 470 k\Omega$, $R_7 = 3,3 M\Omega$, $R_8 = 1 M\Omega$, $R_9 = 3,8 k\Omega$, $R_{10} = R_{11} = 2,2 k\Omega$, $R_{12} = 4,7 k\Omega$, $R_{13} = R_{14} = 47 k\Omega$.

V_1 = triode genre 6SN7 ou triode de puissance genre 6S4 ou encore pentode genre PCL82 montée ou non en triode. L'autre élément de ces lampes doubles est une triode et constitue l'élément V_2 du multivibrateur.

On remarquera que l'ensemble $C_6 C_5$ composé de 22.000 pF en série avec 15.000 pF a une capacité égale à 9.000 pF environ, valeur qui semble faible pour 50 Hz d'oscillation. En fait, la faible valeur de la capacité est compensée par la forte valeur de la résistance de charge $R_7 = 3,3 M\Omega$ augmentée encore d'une partie du potentiomètre P_3 de 3,3 M Ω . Les deux autres potentiomètres valent : $P_1 = 1,5 M\Omega$ et $P_2 = 2 M\Omega$.

Dépannage.

Dans un montage chargé de matériel comme celui de la figure 4 il faut éviter les complications pouvant conduire le dépanneur à une situation sans issue.

Si ce multivibrateur est en panne, on commencera, comme dans les cas précédents, par la vérification minutieuse du matériel : lampes, condensateurs, résistances, potentiomètres. Si tout le matériel

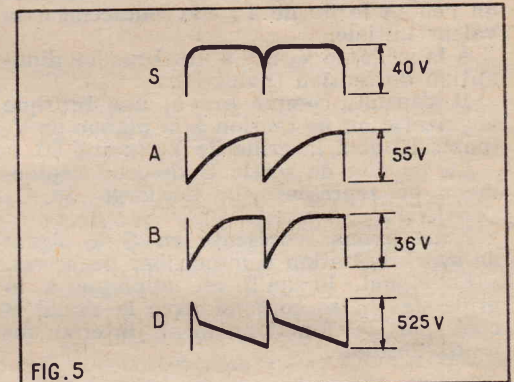


FIG. 5

est bon, vérifier encore les connexions, les soudures et les supports de lampes. Le multivibrateur doit fonctionner si tout est correct mais il se peut que certaines lampes, en apparence bonnes, ne conviennent pas comme oscillatrices.

Vérifier la forme des tensions à l'aide des oscillogrammes de la figure 5 sur laquelle on a indiqué également les amplitudes.

Ces oscillogrammes permettront de régler correctement le multivibrateur, à l'aide des potentiomètres P_1 , P_2 , et P_3 .

Agir d'abord sur P_1 pour obtenir la stabilité de l'image. Donner l'amplitude et la forme voulues à l'aide de P_2 et P_3 en observant d'abord l'oscillogramme B qui représente la tension en dents de scie appliquée à la grille de la lampe « finale » V_1 . Remarque que cette dent de scie est nettement exponentielle, ce qui permet, en raison des caractéristiques de V_1 , d'obtenir une tension en dents de scie linéaire (oscillogramme D) à la plaque.

L'ensemble L_5 , BD, R_{11} , R_{10} étant à prédominance résistive sera, dans ces conditions, parcouru par un courant sensiblement linéaire. G. B.

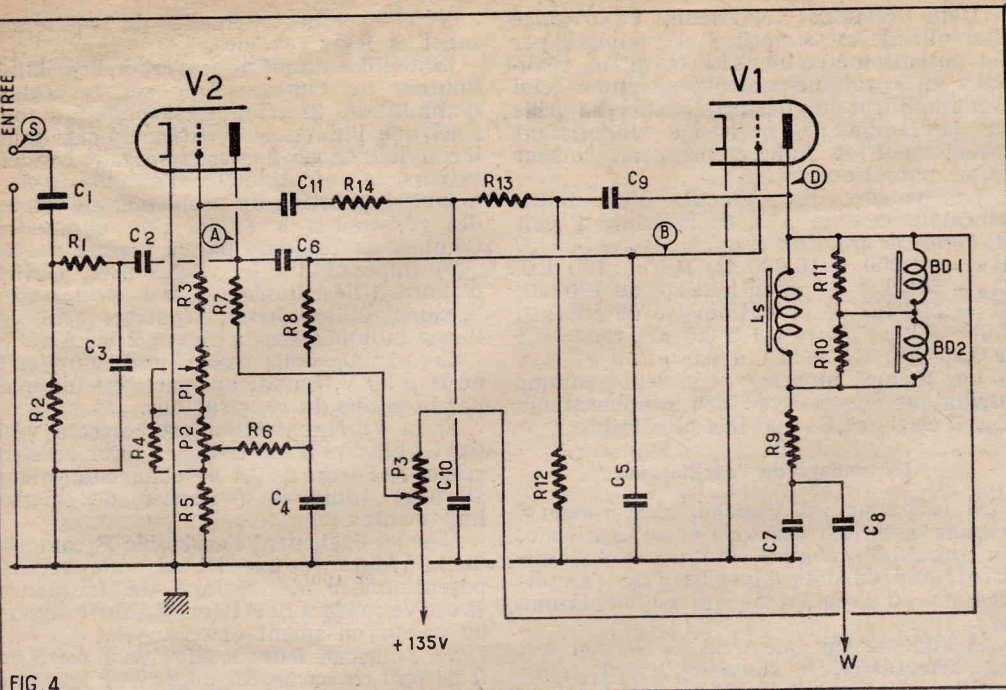


FIG. 4

vibrateur est basé sur le blocage alternatif des deux lampes.

Lorsque V_2 est bloquée, C_p se charge à travers R_p . Si V_1 est bloquée et V_2 conductrice, C_p se décharge dans l'espace plaque cathode de V_2 .

Le réglage de fréquence peut s'effectuer en modifiant la valeur de R. Pratiquement cette résistance est remplacée par une résistance fixe R' en série avec un potentiomètre P_1 monté en résistance.

Le réglage d'amplitude s'effectue généralement à la sortie en plaçant un potentiomètre de « volume contrôle » entre cette sortie et la grille de la lampe de puissance.

Pour dépanner ce multivibrateur on procédera de la même manière que dans le montage précédent à couplage cathodique.

On commencera par vérifier les tensions et ensuite les lampes.

Un essai du montage comme amplificateur peut s'effectuer en supprimant la seconde liaison, c'est-à-dire en déconnectant C_1 à l'une de ses extrémités.

[Multivibrateur combiné avec étage final.

On a reproché au multivibrateur de nécessiter deux éléments de lampe alors que le blocking n'en demande qu'un seul.

Le montage dont le schéma est donné par la figure 4 est celui d'un multivibrateur dans lequel l'une des lampes est en même temps lampe finale, ce qui constitue une base de temps complète à deux éléments de lampe comme dans le cas du blocking avec l'avantage, sur ce dernier, de ne pas faire usage d'un bobinage oscillateur.

La lampe de droite désignée par V_1 est la première lampe du multivibrateur genre Abraham et Bloch. Elle sert également de lampe finale donc de « troisième » lampe.

L'analogie avec le montage plus classique de la figure 3 est évidente mais de nombreux éléments R et C ont été introduits en vue de l'obtention d'une excellente linéarité associée à un bon rendement avec deux lampes au lieu de trois.

Identifions d'abord les éléments essentiels.

V_1 étant la première lampe, elle reçoit à la grille, par l'intermédiaire de C_1 , R_1 , C_2 et C_6 , un signal de synchronisation à impulsions négatives comme « S » de la figure 2.

La première liaison entre V_1 et V_2 est constituée par C_9 , R_{12} , R_{13} , C_{10} , R_{14} , C_{11} . Au lieu d'un condensateur unique on trouve

On devra alors, recevoir les signaux synchro amplifiés à la sortie.

Ces signaux sont négatifs (voir fig. 2 S) à l'entrée, positifs à la plaque de V_1 et à la grille de V_2 , négatifs à la plaque de V_2 .

Une tension de sortie déformée peut provenir, d'une altération de C_p ou de C. Le manque d'amplitude suffisante est causé par l'usure des lampes ou l'altération des résistances ou le mauvais isolement des condensateurs.

Voici l'ordre de grandeur des valeurs des éléments dans un multivibrateur d'Abraham et Bloch prévu pour l'image. $R_g = 500 k\Omega$, $R_a = 100 k\Omega$, $R = 500 k\Omega$ + potentiomètre de 100 k Ω , $R_p = 500 k\Omega$, $C_g = 0,1$ à 0,5 μF , $C = 0,1$ à 0,2 μF , $C_p = 0,05$ à 0,5 μF , $C_g = 0,01$ à 0,2 μF .

Dans les deux multivibrateurs, on a adopté des triodes ou des doubles triodes, genre 6SN7 ou ECC40 dont la pente est de l'ordre de 3 mA/V, la résistance interne de l'ordre de 10 k Ω et le courant plaque normal de 4 à 10 mA.

également des résistances et des condensateurs afin de linéariser la forme du courant plaque de V_1 fourni aux demi-bobines de déviation BD1 et BD2.

La seconde liaison est réalisée par C_9 . La charge de plaque de V_1 est constituée par l'ensemble inductif L_5 -BD1-BD2 et résistif R_{10} , R_{11} et R_9 , ce qui a obligé le réalisateur à procéder à diverses corrections.

Le système de charge et de décharge produisant la tension en dents de scie fournie à la grille de V_1 en tant que lampe finale, est constitué par la résistance R_7 (remplaçant R_p de la figure 3) et l'ensemble C_7 des deux capacités en série C_6 et C_5 (remplaçant C_p).

Lorsque V_2 est bloquée C_7 charge à travers R_7 . Pendant la période de conduction de V_2 , C_7 se décharge dans l'espace plaque cathode de V_2 .

La tension en dents de scie n'est pas intégralement transmise à la grille de V_1 mais seulement une fraction grâce au diviseur de tension constitué par les deux éléments en série, C_6 et C_5 . L'ensemble C_7 est égal à $C_6 C_5 / (C_6 + C_5)$.

L'amplitude se règle avec P_2 et la fréquence avec P_1 . Le potentiomètre P_3 permet d'agir sur la linéarité en même temps que sur l'amplitude.

VOICI QUELQUES ABRÉVIATIONS UTILISÉES PAR LE CODE DES AMATEURS ÉMETTEURS

Vous avez souvent entendu sur les bandes d'ondes courtes réservées aux amateurs des abréviations, qui pour certains pouvaient passer pour des mots d'une langue inconnue, si pour d'autres, elles étaient compréhensibles.

Cette langue (on peut lui donner ce nom) est comprise dans le monde entier bien qu'elle soit prononcée avec des accents différents. Tous les amateurs du globe se servent du code « Q » et des abréviations universellement reconnues. Le but de cet article est de vous faire connaître ou rappeler ces termes, que peut-être, un jour, vous aussi, vous aurez à employer. Tout d'abord le code « Q », qui est utilisé par les stations commerciales aussi bien que par les amateurs. Il se compose d'un ensemble de trois lettres commençant toujours par la lettre Q. Celle-ci indique que ce qui va suivre sera une abréviation ou une indication de service ou encore un ordre plus ou moins absolu. Cet ensemble peut être interprété de deux façons différentes, s'il est ou non suivi d'un point d'interrogation. Par exemple: 1° « F8XXX de F9YYY QRT » ce qui veut dire que la station « F9YYY demande à la station F8XXX de cesser ses transmissions pour une raison ou pour une autre qui est souvent indiquée par un autre groupe de lettres. 2°, « F8XXX de F9YYY QRT? » ce qui veut dire: F8XXX de F9YYY avez-vous cessé vos transmissions? En téléphonie ce code est utilisé bien souvent dans le même sens, mais agréablement de phrases plus ou moins heureuses. Il est évidemment plus court de dire « je vais QRT » que de dire « je vais cesser mes transmissions ».

En règle générale le groupe de trois lettres suivi du point d'interrogation est une question, sans point c'est une affirmation. L'extrait qui va suivre n'est qu'une faible partie du code « Q » avec lequel on peut pratiquement tout dire. Il est international, c'est presque comme nous le disions plus haut une langue qui pourrait rivaliser avec l'espéranto.

QRA : quel est le nom de la station ?
QRB : à quelle distance vous trouvez-vous ?

QRD : où allez-vous? d'où venez-vous?
QRG : quelle est ma fréquence?
QRH : ma fréquence varie-t-elle?
QRI : ma note est-elle bonne?
QRJ : me recevez-vous mal?
QRK : quelle est la lisibilité de mes signaux?
QRL : êtes-vous occupé?
QRM : Etes-vous brouillé par une station?
QRN : êtes-vous brouillé par les atmosphériques?
QRO : dois-je augmenter ma puissance?
QRP : dois-je diminuer ma puissance?
QRQ : dois-je manipuler rapidement?
QRS : dois-je manipuler doucement?
QRT : dois-je cesser tout trafic?
QRU : avez-vous quelque chose pour moi?
QRV : êtes-vous prêt?
QRW : dois-je aviser XXX que vous l'appellez sur XXX kHz?
QRX : je vous rappellerai dans xxxx minutes.
QRY : quel est mon tour?
QRZ : par qui suis-je appelé?
QSA : quelle est la force de mes signaux?
QSB : la force de mes signaux varie-t-elle?
QSD : ma manipulation est-elle bonne?
QSK : dois-je continuer à transmettre je peux écouter entre mes signaux (alternat rapide en télégraphie).
QSL : accusé de réception (carte que les amateurs échantonnent pour confirmer la liaison).
QSM : je répète le message.
QSO : je suis en liaison avec XXXX.
QSP : je fais le relais avec XXX pour vous.
QSV : je fais une série de V pour réglage.
QSW : donnez-moi ma fréquence.
QSX : écoutez sur XXX MHz.
QSY : changez de fréquence, portez-vous sur XXX MHz.
QSZ : transmettez chaque mot deux fois.
QTC : j'ai un message pour vous.
QTG : transmettez pendant 50 secondes.
QTH : je suis à XXXX.
QTR : quelle heure est-il?

QTU : heures d'ouverture de la station.
QUA : avez-vous des nouvelles de XXXX?
QUH : pression barométrique.
QRRR : est égal à SOS appel de détresse seulement par station en situation dangereuse.

En plus du code « Q » les radiotélégraphistes du monde entier, toujours avides de transmettre le plus rapidement possible, utilisent d'un commun accord des abréviations, qui ne sont pas dans le code « Q », mais qui sont universellement reconnues.

La plupart de ces abréviations viennent de l'anglais, il suffit de traduire en anglais les phrases explicatives pour s'apercevoir que les abréviations en sont, en principe, les initiales.

A A : répéter tout, après tel mot.
A B : répéter tout, avant tel mot.
A B T : environ.
A D R : adresse.
A G N : de nouveau (vous retrouver de nouveau).
A N T : antenne.
B C I : interférences avec un BCL.
B C L : récepteur de radiodiffusion.
B K : alermet rapide avec écoute entre signe (idem à QSK).
B N : tout entre X et Y.
B 4 : avant.
C : oui.
C F M : confirmation.
C K : atelier local où se trouve la station.
C L : clôture de la station.
C L D, C L G : appel.
C U D : pouvoir.
C U L : j'espère vous retrouver bientôt.
C W : télégraphie.
D L D, D L V D : délivré.
D X : grande distance.
E C O : oscillateur à couplage électronique.
F B : bon travail.
G A : bonjour (l'après-midi).
G B : au revoir.
G E : bon après-midi.
G M : bonjour (le matin).
G N : bonne nuit.
G N D : terre.
G U D : bon.
H I : et de rire, en téléphonie donne lieu parfois à des prononciations bizarres.
H R : ici.
H V : avoir.
H W : comment.
L I D : un mauvais opérateur.
M I L S : milliampèremètre.
M S G : message.
N : non.
N I L : rien pour vous.
N R : numéro.
N W : je reprends la transmission.
O B : vieux garçon (s'emploie avec un camarade).
O M : vieux homme (cher vieux est le sens que lui donnent les amateurs).
O P, O P R : opérateur.
O S C : oscillateur.
O T : vieil opérateur.
P B L : préambule.
P S E : s'il vous plaît.
P W R : puissance.
P X : presse.
R : bien reçu.
R A C : émission en alternatif brut, ronflée.
R C D : récepteur.
R E F : référence, en France, Réseau des Emetteurs français.
R P T : répéter.
R X : récepteur.
S I G : signature, signal.
S K E D : liaison avec une station.
S R I : désolé.
S V C : service.
T F C : trafic.
T M W : à demain.
T N X T K S : merci.
T U : merci, ou temps universel, ou G M T.
T V I : interférence de télévision.
T V L : récepteur de télévision.
T X T : texte.
T X : émetteur.
U R, U R S : vous, votre.
V F O : oscillateur à fréquence variable.

COMMENT RÉGLER SÉPARÉMENT LES SONS GRAVES ET AIGUS

Dès qu'un électrophone ou un récepteur se réclame d'une certaine classe il est prévu avec un contrôle de tonalité permettant un réglage séparé des sons graves et aigus. Plusieurs procédés permettent d'arriver à ce résultat. Un des meilleurs, qui de plus a l'avantage d'être simple, est celui indiqué par la figure ci-contre. Il consiste à prévoir, à l'entrée de l'amplificateur, deux filtres séparant les sons graves des aigus dont l'effet est réglable par deux potentiomètres distincts.

D'une part nous avons un filtre (A) pour bloquer les fréquences élevées. Il est constitué d'une résistance de l'ordre de 200.000 Ω et d'un condensateur de 10.000 pF. En parallèle avec ce dernier nous trouvons un potentiomètre permettant à volonté d'atténuer les sons graves.

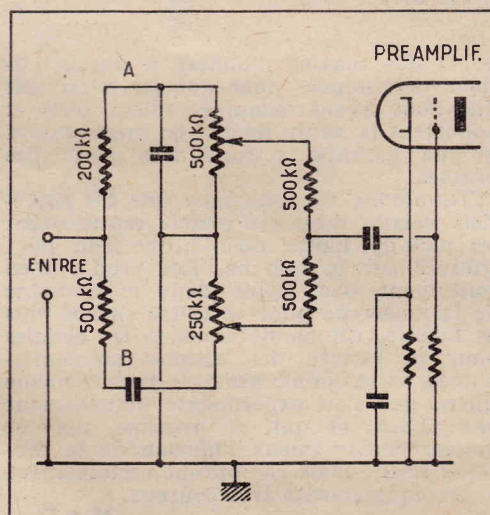
D'autre part les fréquences du bas de la gamme sont éliminées par un second filtre (B) comprenant un condensateur de faible valeur de 1.000 à 1.500 pF en série avec la résistance d'entrée de 500.000 Ω et le potentiomètre de 200.000 Ω qui apporte la possibilité de doser les sons aigus transmis par ce canal.

Le curseur de chacun de ces potentiomètres est réuni à deux résistances de 500.000 Ω. Elles ont pour mission d'éviter toute réaction entre les deux canaux et sont indispensables quoiqu'elles entraînent un affaiblissement assez sensible du gain pouvant nécessiter un étage préampli-

ficateur supplémentaire. Ces deux résistances aboutissent au condensateur de liaison de 0,1 μF attaquant la grille de la préamplificatrice dont le montage par ailleurs est classique.

Aucune difficulté ne peut surgir dans ce montage qui donne entière satisfaction à ceux qui désirent un réglage continu agissant séparément sur les sons graves ou aigus.

M.A.D.



(Suite page 38.)

de 50 nF entre la cosse *a* et la patte du relais. La cosse *a* est connectée à la cosse 4 de MF1.

Par un fil blindé, on relie la cosse *b* du relais C à la cosse « *detec* » du bloc. Avec du fil blindé encore, on relie la cosse BF du bloc à une extrémité du potentiomètre de volume. L'autre cosse extrême du potentiomètre est reliée au châssis. Avec un troisième fil blindé, on réunit la cosse PU du bloc à une des ferrures de la plaquette PU. On soude la gaine de ce fil sur l'autre ferrure de la plaquette. Les gaines des trois connexions blindées sont soudées à la masse.

Entre le curseur du potentiomètre de volume et la broche 2 du support EBF80 on dispose un condensateur de 50 nF. Pour le support de EBF80 on a : les broches 1 et 6 reliées ensemble, une résistance de 10 M Ω entre la broche 2 et le blindage central, une résistance de 220.000 Ω entre la broche 1 et la broche 9 du support de EL84 un condensateur de 20 nF entre la broche 1 et la broche 2 du support de EL84, une résistance de 220.000 Ω en parallèle avec un condensateur de 100 pF entre cette broche 1 et le curseur du potentiomètre de tonalité. Entre une extrémité de ce potentiomètre et le châssis, on dispose un condensateur de 470 pF. L'autre extrémité est réunie à la broche 7 du support de EL84 par une résistance de 4,7 M Ω en parallèle avec un condensateur de 470 pF.

Sur le support de EC84 on soude un condensateur de 5.000 pF entre la broche 7 et la masse, une résistance de 270.000 Ω entre la broche 2 et le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. Entre ce point milieu et la masse, on soude une résistance de 150 Ω 1 W et un condensateur de 25 μ F 50 V (pour le condensateur : attention aux polarités). Les broches 7 et 9 du support de EL84 sont connectées au primaire du transfo de HP.

On branche la self de filtre entre la broche 9 du support de EL84 et la broche 3 du support de EZ80. Sur ces broches, on soude les fils positifs du condensateur 2x16 μ F. Le fil négatif de ce condensateur est soudé sur le point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation.

Les broches 4 et 5 du support de EZ80 sont connectées à l'enroulement « CH.V » du transfo, les broches 1 et 7 aux extrémités de l'enroulement HT. Une cosse « secteur » d'alimentation et la cosse *a* du relais D sont reliées à l'interrupteur du bloc. Entre cette cosse secteur et la masse, on dispose un condensateur de 20 nF. Le cordon d'alimentation est soudé entre la cosse du relais D et l'autre cosse secteur du transfo.

On soude à la masse une des cosses des supports d'ampoule cadran, l'autre cosse de l'un de ces supports est connectée à la broche 5 du support de EL84 et celle de l'autre support à la broche 5 du support de EF85 HF.

On câble le support d'indicateur d'accord. Pour cela, on réunit les broches 7 et 9, on soude une résistance de 470.000 Ω entre les broches 6 et 9. La liaison se fait par un cordon à 4 conducteurs. Sur le support le fil bleu est soudé sur la broche 1, le fil vert sur les broches 3 et 4, le fil blanc sur la broche 5 et le fil rouge sur la broche 6. A l'intérieur du châssis on soude : le fil bleu sur la cosse *a* du relais C, le fil vert à la masse, le fil blanc sur la broche 5 du support de EF85, et le fil rouge sur la cosse 3 de MF1.

On fixe le cadre sur le dessus du châssis et on monte son câble de commande. Les fils blanc et marron sont soudés sur la cosse « Masse cadre » du bloc, le fil bleu sur la cosse « Cadre GO », le fil jaune sur la cosse Ant Cadre GO, le fil vert sur la cosse « Ant Cadre PO » et le fil rouge sur la cosse « Cadre PO ».

Le haut-parleur est évidemment branché sur le secondaire du transfo d'adaptation.

Alignement.

Ce récepteur ne nécessite aucune mise au point particulière. Après la vérification d'usage, on procède à un essai sur stations. Cet essai étant satisfaisant, on exécute l'alignement.

Les points d'alignement sont les suivants :

Transfos MF, 455 kHz.

En PO : 1.400 kHz, les trimmers du CV. 574 kHz les noyaux PO du bloc et celui de l'enroulement PO du cadre.

En GO, les noyaux GO du bloc.

En OC, 6,5 MHz, les noyaux OC du bloc.

En BE, 6,1 MHz, les noyaux BE du bloc.

Cet alignement des circuits ne présente aucune difficulté et se fait suivant la méthode bien connue maintenant de nos lecteurs.

BARAT.

LE CODE DES AMATEURS ÉMETTEURS

(Suite de la page 37.)

V Y : très.
W A : mot après tel mot.
W V : mot avant tel mot.
W D, W D S : mots.
W X : temps qu'il fait.
X M T R : émetteur.
X A L T : cristal.
Y F, X Y L : très jeune femme.
Y L : jeune femme.
7 3 : amitiés.
8 8 : bons baisers.

Pour permettre la compréhension des noms propres et des QTH, les amateurs utilisent, en épelant les mots, des analogies qui donnent de curieux mélanges. Voici les analogies qui ont été choisies par la dernière conférence des télécommu-

nications. Ce choix a été fait pour la facilité de prononciation des mots dans toutes les langues.

A : alfa.	N : novembre.
B : bravo.	O : oscar.
C : charlie.	P : papa.
D : delta.	Q : québec.
E : écho.	R : roméo.
F : fox-trot.	S : sierra.
G : golf.	T : tango.
H : hôtel.	U : uniform.
I : india.	V : victor.
J : juliet.	W : whisky.
K : kilo.	Y : yankée.
L : lima.	Z : zoulou.
M : mike.	

Ceci est la base des communications amateurs et commerciales. Vous pourrez grâce à ces indications suivre les conversations et peut-être un jour y participer, non sans avoir évidemment demandé l'autorisation au ministère des P.T.T. qui, après examen, vous délivrera un certificat d'opérateur.

CHARCOUCHET A. (F 9 R C.)

DU PICK-UP A RÉLUCTANCE VARIABLE AU PICK-UP MAGNÉTO-DYNAMIQUE

(Suite de la page 21.)

dynamique est élevée et qu'un transformateur de liaison n'est pas nécessaire. Par contre, la tension de sortie est seulement de 4 mV. L'inconvénient des pick-up magnétiques à réluctance variable et magnéto-dynamique est de fournir une tension de sortie trop faible, nécessitant l'emploi d'un préamplificateur. Cependant, grâce aux transistors, les préamplificateurs peuvent être construits sous un faible volume et avec une consommation minime. Un seul transistor permet d'obtenir facilement un gain de 20 dB. De plus, avec un préamplificateur à transistor on ne court aucun risque de ronflement transmis par l'alimentation secteur.

Nous avons examiné les caractéristiques des pick-up du point de vue électrique, mais cette qualité n'intervient pas seule et il faut que le pick-up réponde, d'autre part, du point de vue mécanique (souplesse,

poids des masses mobiles) à des conditions déterminées pour que les avantages que nous avons examinés soient réels et apportent la haute fidélité en même temps qu'une garantie d'usure très lente des disques.

Terminons en indiquant que les matériels décrits dans cet article représentent les pick-up haute fidélité que l'on peut trouver sur le marché. Les études n'en continuent pas moins dans le domaine de la recherche pour accroître encore plus la fidélité. Citons notamment les cellules pour la lecture des disques stéréophoniques, avec double gravure dans le même sillon, que l'on expérimente actuellement aux U.S.A. et qui, en principe, doivent donner encore mieux l'illusion de la musique réelle, mais conduiront certainement à des équipements très coûteux.

M.A.D.

Pour 115 francs
SCIENCES
et **VOYAGES**

vous fait faire
chaque mois
LE TOUR
DU MONDE

DÉTECTRICE A RÉACTION EF 80

par GUIARD

Rien de bien nouveau, direz-vous en jetant un coup d'œil sur le schéma de la figure 1. Si cependant vous avez l'intention de monter « le poste minimum » avec un maximum de résultats, si vous avez déjà construit d'autres postes en détectrice à réaction, pour en confronter les résultats, nous vous engageons à construire celui-ci.

Voyons d'abord ce qu'impose la nécessité pour parvenir aux résultats annoncés :

1° Le choix de la lampe détectrice.
2° La qualité des organes qui vont entrer dans la constitution du montage.

3° La judicieuse disposition des dits organes.

Puisqu'il s'agit, somme toute, d'un poste très économique — une seule lampe — nous ne regarderons pas au prix à consacrer à l'achat des pièces détachées.

Choix de la lampe.

Nous avons délibérément laissé de côté les lampes batteries.

S'il est avéré que celles-ci évitent le bruit de secteur que l'on ne pourra jamais complètement éliminer avec les lampes à chauffage indirect, par contre les caractéristiques des lampes batteries sont loin d'être aussi poussées que celles des secondes, et puisque nous n'avons qu'une seule lampe et des exigences pour les performances, pas d'hésitation.

Quelle lampe allons-nous choisir ?

Une lampe tous courants ? Pas question. Car le plus souvent il nous faudra prévoir une résistance bobinée chutrice importante, donc encombrante et qui engendrera quand même un dégagement de chaleur qui n'est pas à recommander.

N'oublions pas en outre qu'il est fortement question de transformer tous les secteurs de distribution électriques de 110 V alternatif en 220 alternatif; avec notre lampe et notre montage, aucune modification ne sera à prévoir.

Pas de lampe tous courants enfin parce qu'ici encore nous aurons un choix plus grand de lampes à caractéristiques poussées.

Qu'entend-on par caractéristiques poussées ? Des lampes susceptibles évidemment des meilleures performances.

Parmi les milliers de types existant sur le marché, il faudra retenir principalement (par ordre dégressif de préférence) :

Puisque nous n'avons qu'une seule lampe, il ne s'agit pas de gaspiller de l'énergie, notre montage devra donc être fait avec le plus grand soin et comporter des pièces de premier choix.

Voici ce que nous conseillons :

1° Un condensateur variable obligatoirement à air pour éviter les pertes dans le diélectrique.

2° Un support de lampe à isolant parfait (non en bakélite).

3° Un casque ou un écouteur réglable.

4° Dans les circuits anode et grille (principalement) des résistances bobinées ou à couche si possible.

Des connexions courtes et bien soudées. (Éviter les angles droits.)

A — La pente (qu'il s'agisse de HF ou de BF). Celle-ci sera toujours aussi élevée que possible.

B — La résistance interne (qui sera élevée en HF et faible en BF).

C — La capacité grille anode, qui sera aussi faible que possible.

A noter que, si un débit important de la dernière lampe BF dite de puissance constitue un avantage, par contre un débit anodique important en haute fréquence joint à la multiplicité des grilles, favorise le souffle. Malheureusement il est difficile d'obtenir une pente élevée sans cet inconvénient.

Or nous avons dit plus haut que la pente était la qualité première à considérer tant en HF qu'en BF. La lampe Noval EF80 à cet égard répond à nos désirs.

Il s'agit d'une lampe universelle, à pente glissante, c'est-à-dire s'accommodant fort bien d'une polarisation identique à celle de toutes les lampes à pente variable, qui possède en outre l'avantage de pouvoir garder la plus grande partie de ses qualités avec un voltage anodique relativement faible.

Or en détection grille nous aurons avantage à nous tenir entre 50 et 80 V, pas plus.

La qualité des organes.

5° Condensateurs mica (sauf pour découplages de circuits anodiques). Il vous faudra en outre un autotransfo ordinaire.

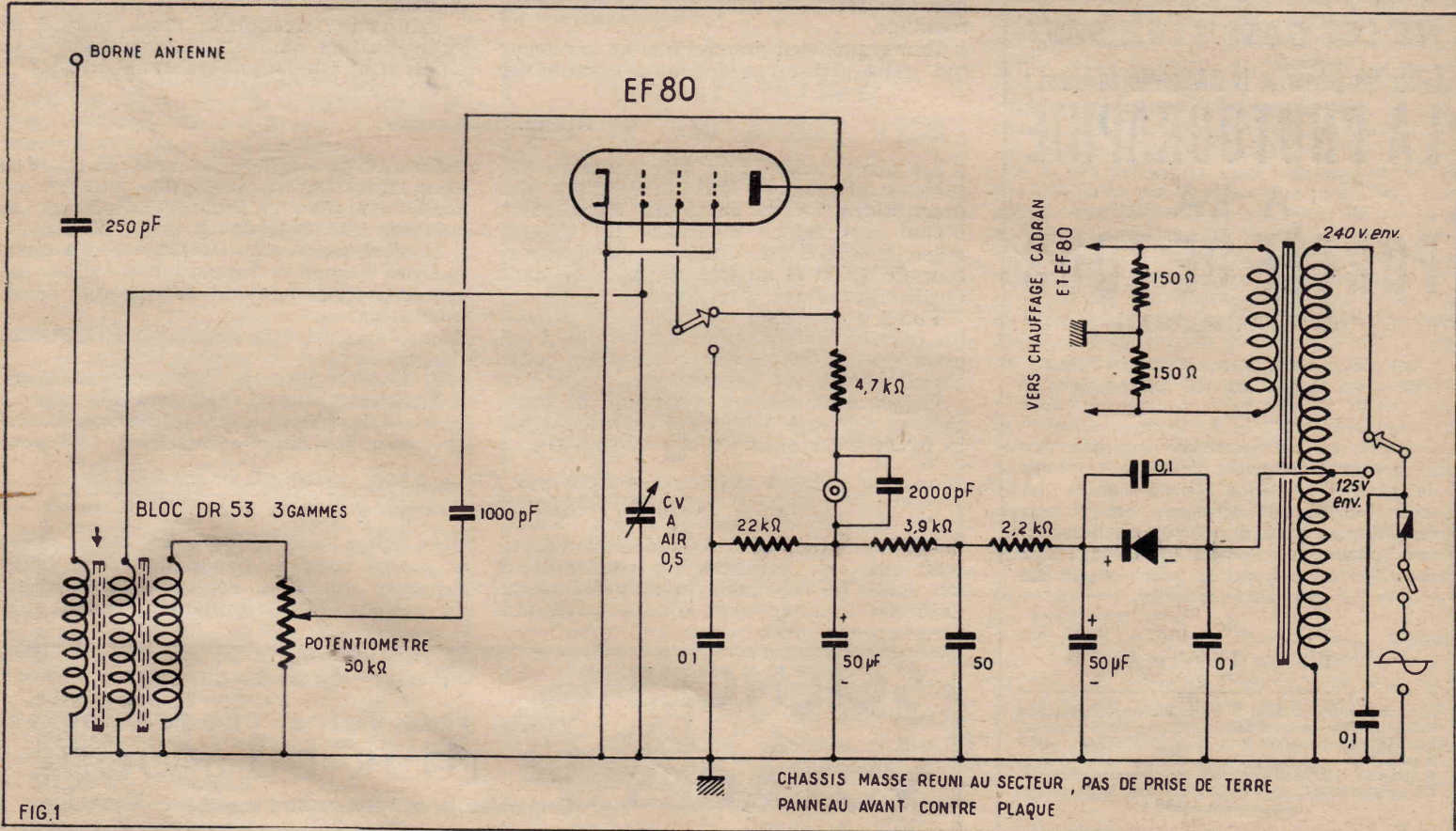
Une cellule redresseuse oxy-métal prévue pour 30 millis suffisant amplement.

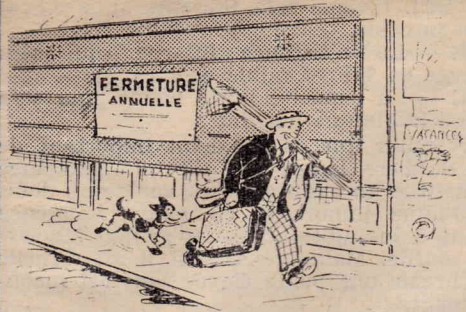
Un condensateur à carcasse alu, de 50 μ F + 50 μ F.

Un condensateur carton cylindrique même valeur isolé 500 V.

Un potentiomètre 50.000 Ω .

Remarquons que le condensateur de 1.000 cm placé entre plaque EF80 et curseur Pot pourrait être remplacé par un condensateur variable de 250 cm en supprimant le potentiomètre, mais celui-ci nous procure un réglage plus souple de la réaction.





NOS MAGASINS ET BUREAUX SERONT FERMÉS

**DU 28 JUILLET
AU 25 AOUT**

Mais vous, vous ne partirez pas en vacances sans emporter un

**TRANSISTOR 3
REFLEX**

PETIT POSTE FACILE A MONTER
ET DONT LES PERFORMANCES

VOUS ÉTONNERONT !

Complet en pièces détachées..... **13.850**

Complet en ordre de marche..... **15.850**

SCHÉMAS, INSTRUCTIONS DE MONTAGE ET DEVIS
CONTRE 60 F EN TIMBRES

NORD-RADIO

**149, RUE LA FAYETTE, 149
PARIS (10^e)**

**LES PELLICULES
SONT CHÈRES !
NE LES GASPILLEN 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.)

Enfin, comme bobinage, nous pourrions employer un DR53, procurant G O-PO et OC. Il s'agit d'un excellent bobinage donnant toute satisfaction.

Disposition des organes.

Nous dirons peu de choses à ce sujet car il s'agit surtout d'une question d'initiative de la part de l'amateur.

Nous signalerons cependant qu'il vous faudra arriver à concilier certaines exigences parfois contradictoires, d'où nécessité d'un compromis, c'est-à-dire s'ingénier à établir des connexions aussi courtes que possible dans un montage qui ne sera toutefois pas trop tassé.

Éviter les connexions parallèles.

Réunir en un même point tous les retours à la masse.

Ces indications sont valables pour n'importe quel montage.

En ce qui concerne le cadran, ne nous compliquons pas l'existence par l'emploi d'un cadran rectangulaire et démultiplié, avec noms de stations.

Parce qu'avec une détectrice à réaction et une antenne de fortune, qui, au hasard des utilisations, sera tantôt un bout de fil, tantôt un sommier métallique, vous ne retrouverez pas souvent la même station exactement au même endroit, mais légèrement décalée sur votre cadran. Dans ces conditions, optez de préférence pour un cadran circulaire gravé de 0 à 100%, généralement utilisé pour l'émission.

L'ampoule, étant placée juste à la perpendiculaire au-dessus du cadran, avec une petite cache métallique pour éviter l'éblouissement, formera réflecteur et vous permettra d'exercer votre dextérité dans la recherche des émissions.

Examen du schéma.

Celui-ci est tout à fait classique avec quelques astuces cependant. Nous passerons donc sous silence les points communs que l'on retrouve dans tous ces genres de montage.

Remarquons en premier lieu un inverseur qui nous permettra de faire fonctionner

Modification possible.

Le point faible d'un tel montage, qui subsiste d'ailleurs dans la plupart des descriptions de ce genre est l'utilisation d'une bien faible résistance de charge, même si celle-ci est constituée par un écouteur de 4.000 Ω au lieu de 2.000 Ω dans l'utilisation d'une penthode.

Pour y remédier on pourrait prévoir un transfo d'adaptation, mais celui-ci est assez difficile à trouver en province, coûte assez cher et est encombrant.

On pourrait dès lors opter pour un montage en dérivation tel celui représenté par la figure 2 où nous voyons une résistance

$$RC = \frac{80.000 \times (5.000 + \text{Résist. du CP} + 2.000) \times \text{Résist. du cond. de fuite}}{80.000 + (5.000 + \text{Résist. CP} + 2.000) + \text{Résist. du cond. de fuite}}$$

de 80.000 à 100.000 Ω à la place de l'écouteur avec, en parallèle, un condensateur de fuite de résiduelle haute fréquence de 1.000 Ω d'une part, d'autre part, une

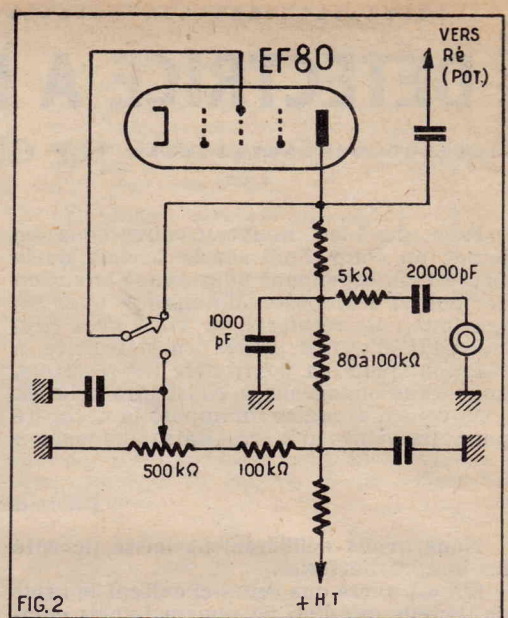


FIG. 2 Les valeurs des condensateurs ou résistances de charge sont les mêmes que sur la figure 1.

notre tube EF80, soit en penthode, soit en triode.

Au point de vue résultats, voici ce que nous avons constaté :

Antenne utilisée : fil tressé 2 m intérieur, ou sommier métallique audition très forte en GO des trois principaux postes.

En penthode :

Idem en PO de 7 ou 8 postes.

Idem en OC de 3 postes.

Bruit de secteur un peu accusé mais très supportable.

En triode :

En GO et PO, moins de puissance.

En OC, même puissance, sensibilité identique mais presque plus de bruit de secteur.

Pour éliminer les ronflements on a prévu deux résistances montées en potentiomètre sur l'enroulement chauffage du transfo.

Enfin un découplage assez poussé de l'alimentation haute tension puisque nous avons trois condensateurs de 50 μF.

résistance de blocage de 5.000 Ω en série avec un condensateur de passage de 20.000 cm (CP) et l'écouteur de 2.000 Ω.

Autre avantage de ce dispositif :

Il n'est pas besoin de respecter la polarité des bornes de l'écouteur, donc aucune erreur possible pouvant entraîner la désatmosphère.

La résistance totale de charge RC devient donc :

soit à 800 périodes environ 14.000 Ω.

Vous remarquerez également à la figure 1 et 2, à la place de la traditionnelle self de choc, une simple résistance, ceci pour

éviter l'emploi d'une self toutes ondes et ondes courtes. Etant donné la faible intensité anodique consommée, la chute de voltage est insignifiante.

**SCIENCES
&
VOYAGES**

Pour 115 francs
vous fait faire chaque mois
LE TOUR DU MONDE
Demandez le numéro à votre marchand de journaux

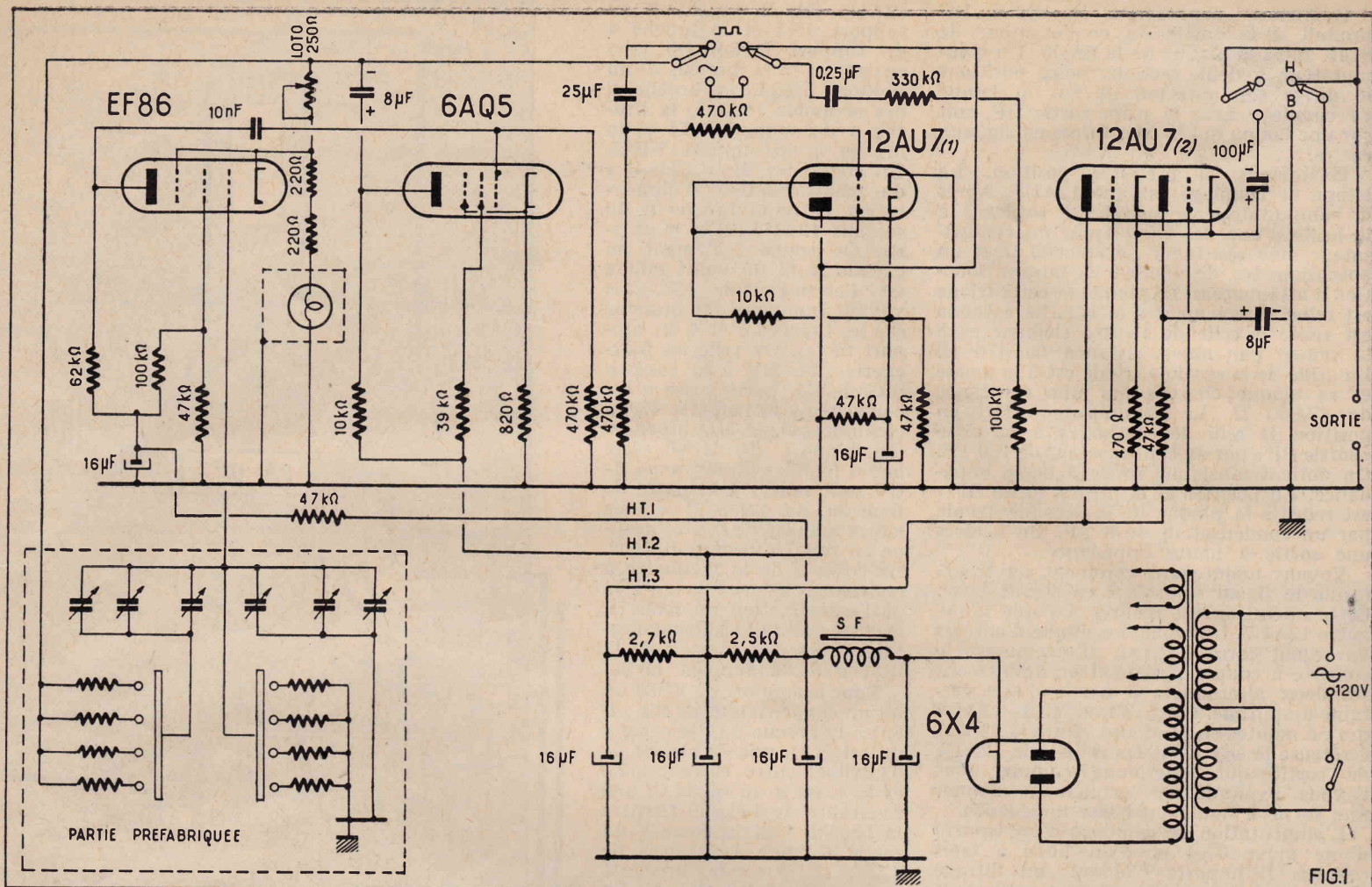


FIG.1

UN GÉNÉRATEUR BF

Le schéma (fig. 1).

A l'heure où la haute fidélité est à l'honneur il est utile que les amateurs qui veulent faire du travail sérieux dans ce domaine équipent leur petit laboratoire avec des appareils appropriés. Parmi ceux-ci, il en est un qui peut rendre d'immenses services, nous voulons parler du générateur BF. Il n'est pas dans notre dessein d'indiquer ici toutes les applications de cet appareil ; nous dirons cependant qu'il permet entre autres de relever la courbe de transmission d'un amplificateur BF, de juger de l'efficacité des dispositifs correcteurs de tonalité, d'équilibrer les étages push-pull, etc.

En raison de l'intérêt d'un tel appareil, nous donnons aujourd'hui la description d'un modèle que tous nos lecteurs pourront réaliser. Il s'agit d'un générateur pouvant rivaliser avec les modèles industriels. Sa conception est originale, ce qui n'est certainement pas pour déplaire à nos amis lecteurs.

Signalons qu'il peut fournir à volonté un signal sinusoïdal ou un signal carré. Cette dernière possibilité est très intéressante car elle permet d'étudier le comportement d'un amplificateur et en particulier des systèmes de liaison pour des signaux de cette forme qui sont très riches en harmoniques.

L'étendue de la gamme couverte par ce générateur, 15 à 200.000 périodes, permet son utilisation pour la mise au point des étages vidéo d'un téléviseur. Là encore, la possibilité d'obtenir des signaux carrés est très féconde. Il importe en effet qu'un ampli vidéo retransmette fidèlement des courants de cette forme.

Le signal BF est produit par un amplificateur à deux étages dont les lampes sont une EF86 et une 6AQ5. On a prévu entre la sortie et l'entrée de cet amplificateur une réaction sélective qui a pour effet de le faire entrer en oscillation sur une fréquence bien définie dépendant des valeurs des résistances et condensateurs placés dans le circuit de réaction. Tel est le principe du fonctionnement de ce générateur d'oscillations sinusoïdales qui présente l'originalité de ne pas mettre en œuvre les circuits oscillants constitués par des selfs et des condensateurs. Voyons plus en détail la constitution de cet oscillateur assez inhabituel.

Nous avons dit qu'il s'agissait d'un amplificateur. C'est tout à fait exact. La EF86 équipe le premier étage. Sa cathode est polarisée par une résistance de 440 Ω . En série avec cette résistance une lampe à filament de carbone a pour rôle de stabiliser le courant d'alimentation de l'étage. L'écran est alimenté par un pont de résistance 100.000 Ω et 470.000 Ω , le circuit plaque comporte une résistance de charge de 62.000 Ω . Dans la ligne HT de cette lampe se trouve une cellule de découplage formée d'une résistance de 47.000 Ω et d'un condensateur de 16 μF . La plaque de la EF86 est reliée à la grille de la 6AQ5 par un condensateur de 0,1 μF et une résistance de fuite de 470.000 Ω . La résistance de polarisation de cathode fait 820 Ω , l'écran est alimenté à travers une résistance

de 33.000 Ω et la résistance de charge plaque fait 10.000 Ω . Nous retrouvons donc bien la disposition générale d'un amplificateur.

Après le condensateur de 8 μF qui sert de liaison entre la plaque de la 6AQ5 et le reste du générateur nous trouvons le circuit de réaction qui relie la plaque de la 6AQ5 (sortie de l'ampli) à la grille de la EF85 (entrée de l'ampli). Ce circuit qui sur le schéma est entouré d'un pointillé est formé de résistances pouvant être mises en service par un commutateur à 2 sections 4 positions, et de deux condensateurs variables qui sont en réalité formés par des CV à 3 cages de 490 pF. Ces cages étant montées en parallèle donnent une capacité maximum totale de 1.960 pF. Nous avons déjà dit que la fréquence du signal BF dépendait de la valeur de ces résistances et condensateurs. Les résistances permettent donc d'obtenir 4 gammes différentes et les CV de balayer ces gammes. Elles se répartissent de la façon suivante : 1^{re} gamme 15 à 200 périodes ; 2^e gamme 150 à 2.000 périodes ; 3^e gamme 1.500 à 20.000 périodes ; 4^e gamme 15.000 à 200.000 périodes. Précisons que le circuit de réaction est un élément préfabriqué et préreglé qui assure à l'appareil sa précision.

Le potentiomètre loto de 250 Ω constitue une contre-réaction entre la plaque de la 6AQ5 et la cathode de la EF86 qui permet de se placer à la limite d'entretien des oscillations, condition essentielle pour éviter les harmoniques et par conséquent obtenir un signal aussi sinusoïdal que possible.

Reprenons maintenant le signal BF produit à la sortie du condensateur de μF après la plaque de la 6AQ5. Un commutateur à deux sections deux positions dirige soit directement sur la lampe de couplage avec la prise sortie BF, soit sur une lampe qui le transforme en signaux arrêtés.

Examinons la première position. La lampe de couplage est une 12AU7. Après le commutateur le signal est transmis à la grille d'une des triodes par un condensateur, une résistance de 390.000Ω et un potentiomètre de 100.000Ω faisant fonction d'atténuateur. La plaque de cette triode est reliée directement à la HT. Sa cathode est reliée à celle de l'autre élément et à la masse par une résistance de 470Ω . La grille de la seconde triode est à la masse et sa plaque chargée par une résistance de 47.000Ω . Le commutateur HB en position B relie les cathodes à la prise sortie BF par un condensateur de $100 \mu\text{F}$. On obtient ainsi une sortie à basse impédance. En position B la prise « sortie BF » est reliée à la plaque de la seconde triode par un condensateur de $8 \mu\text{F}$. On a alors une sortie à haute impédance.

Voyons maintenant comment on transforme le signal sinusoïdal en signal carré. Cette opération est réalisée à l'aide d'une autre 12AU7. Une manière simple d'obtenir un signal carré à partir d'une sinusoïde consiste à couper purement et simplement les deux alternances à partir d'une certaine amplitude. C'est ce que fait la 12AU7 qui est montée en écrêteuse. Après la 12AU7 écrêteuse le signal est transmis à la 12AU7 de sortie qui fonctionne comme nous avons expliqué de manière à donner une sortie à haute ou basse impédance.

L'alimentation se compose d'un transformateur à trois cellules. Il importe d'obtenir un filtrage soigneux pour éviter tout ronflement parasite. Le filtre se compose d'une self d'entrée, d'une résistance de 2.500Ω , d'une de 2.700Ω et de quatre condensateurs de $16 \mu\text{F}$. La HT de la EF86 est prise après la self, celle de la 6AQ5 et de la 12AU7 écrêteuse après la résistance de 2.500Ω et celle de la 12AU7 de sortie après les 2.700Ω .

Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Cet appareil est monté sur un châssis métallique muni d'un panneau avant. La première partie du travail consiste à fixer sur le châssis et le panneau les différentes pièces. On commence par les supports de lampes et les relais. Ensuite on met en place les commutateurs, y compris celui qui comporte la plaquette à résistances, le potentiomètre de 100.000Ω , le voyant lumineux, l'interrupteur. Sur le dessus du châssis on dispose les condensateurs électro-chimiques, le blindage qui contient l'ampoule carbone, la self de filtre, le transformateur d'alimentation, qui doit être surélevé à l'aide de tiges filetées et des condensateurs variables. Ces derniers sont montés sur une plaquette de bakélite de manière à être isolés de la masse et leurs fils sont reliés comme il est indiqué sur la figure 3.

L'équipement terminé! on exécute le câblage. Sur le support EF86 on relie ensemble le blindage central et les broches 2, 4 et 7. On relie également ensemble les broches 3 et 8. Sur le support 12AU7 (1) on relie au châssis les broches 3, 4 et 5. On réunit les broches 1 et 7. Sur le support 12AU7 (2) on réunit au blindage central les broches 4 et 5 et on connecte ensemble les broches 3 et 8.

Avec du fil de câblage isolé on relie : la broche 3 du support 6AQ5, la broche 4 du support 12AU7 (2), la broche 5 de ce support à la broche 3 du support de

12AU7 (1), la broche 3 du support 6X4 et la broche 4 du support EF86. On relie également : la broche 4 du support 6AQ5, la broche 9 des supports 12AU7, la broche 4 du support 6X4 et la broche 5 du support EF85. On soude les fils « CH. L » du transformateur d'alimentation entre la broche 9 du support 12AU7 (2) et le châssis. On soude également au châssis le fil du point milieu de l'enroulement HT. Le voyant lumineux est branché sur les broches 3 et 4 du support 6AQ5. On relie les fourchettes des CV à la cosse a du relais I. Cette cosse a est connectée à la paillette 13 du commutateur et à la broche 9 du support de EF86. Les lames mobiles d'un groupe de CV sont reliées à la patte de fixation du relais I et les lames mobiles de l'autre groupe au rail 7 du commutateur. La cosse u de la plaquette à résistances est connectée à la patte de fixation du relais I, la cosse l au rail 13 du commutateur S1, la cosse i à la broche 8 du support EF86.

Pour le support de EF86 on a : un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ entre la broche 6 et la cosse a du relais D, une résistance de 62.000Ω entre cette broche et la cosse a du relais C, une résistance de 100.000Ω entre la broche 1 et la cosse a du relais C, une résistance de 47.000Ω entre cette broche 1 et la patte e du relais C. La broche 3 de ce support est reliée à la cosse d du relais C. Entre les cosses d et g de ce relais on soude deux résistances de 220Ω en série. Entre la cosse g et la patte b on soude les fils du boîtier qui contient l'ampoule carbone. Entre les cosses a et e du relais C on soude une résistance de 47.000Ω . On relie un pôle positif du condensateur électro chimique $2 \times 16 \mu\text{F}$ (1) à la cosse a du relais et l'autre à la cosse f. Ce pôle positif est connecté à une extrémité de la self de filtre. L'autre extrémité de cette self est reliée à la broche 7 du support 6X4. La cosse f du relais C est réunie à la cosse b du relais A.

La cosse a du relais D est connectée à la broche 7 du support de 6AQ5. Entre cette broche et la patte du relais G on soude une résistance de 470.000Ω . Entre la paillette 13 du commutateur S1 et la cosse a du relais B on soude un condensateur de $8 \mu\text{F}$. Cette cosse a est reliée à la broche 5 du support de 6AQ5. La paillette 14 du commutateur est connectée à la paillette 6, la paillette 1 à la cosse c du relais A, la paillette 8 à la cosse a du relais A. Entre la paillette 7 de ce commutateur et la cosse a du relais G on soude un condensateur de $0,25 \mu\text{F}$.

Pour le support de 6AQ5 on a : une résistance de 820Ω entre les broches 2 et 3, une

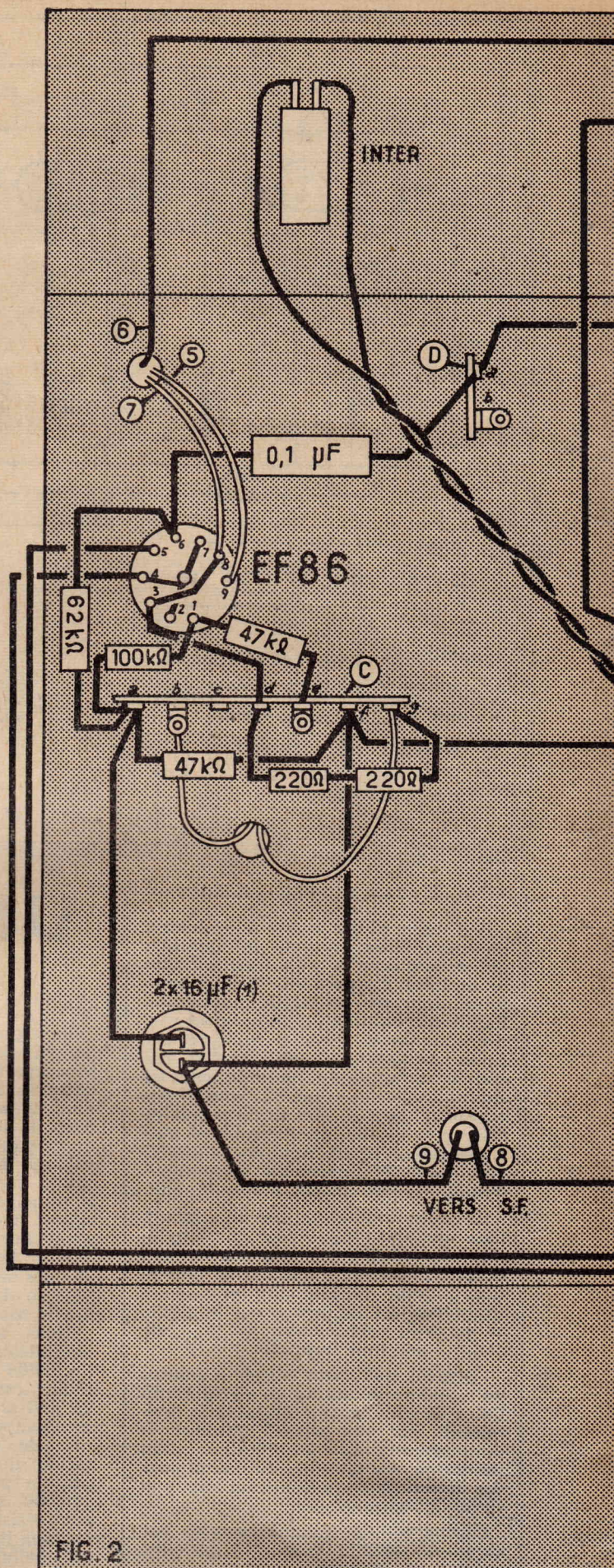
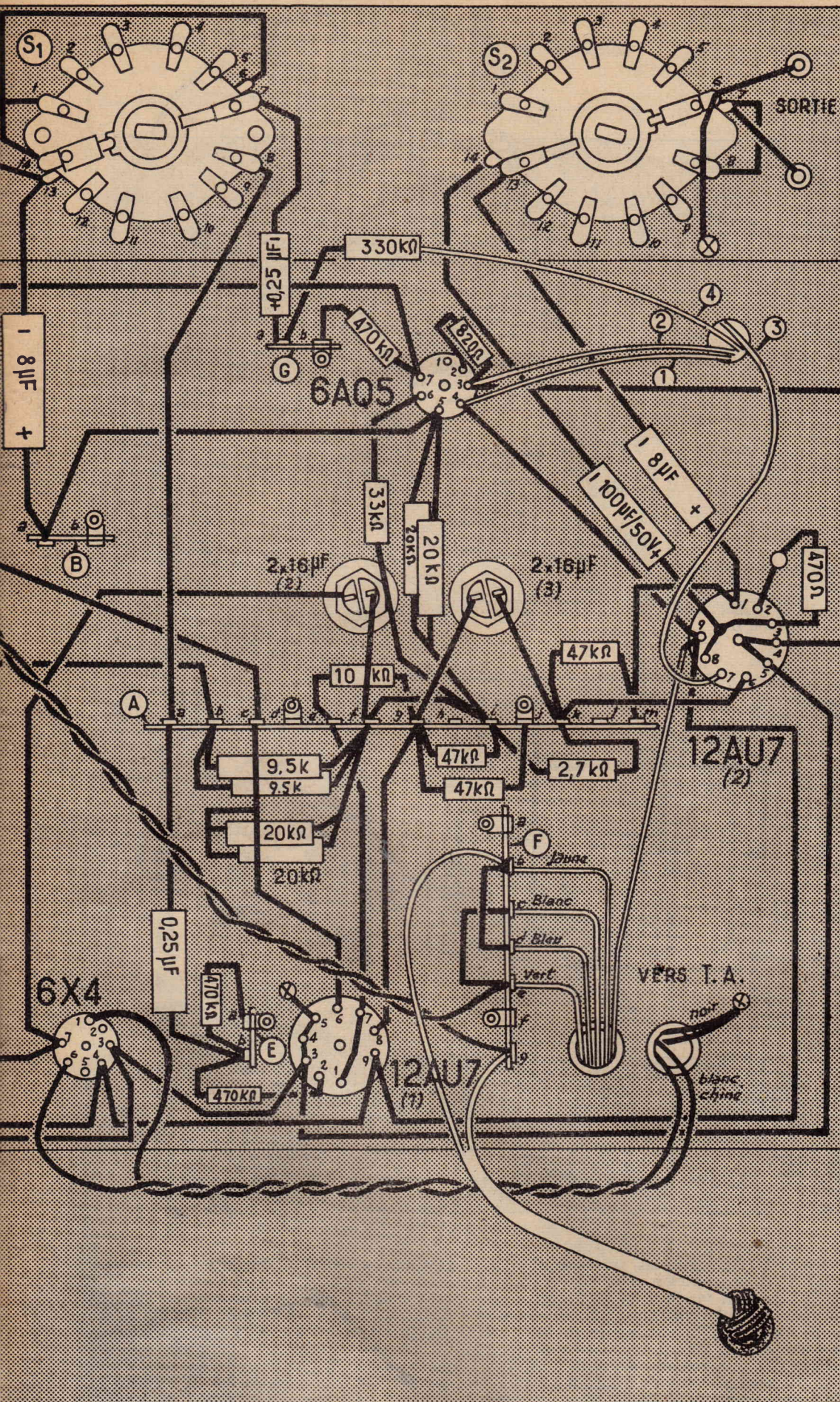


FIG. 2



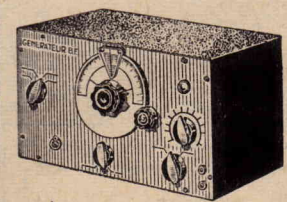
résistance de 39.000 Ω entre la broche et la cosse *i* du relais A ; deux résistances de 20.000 Ω 2 W en parallèle entre la broche 5 et la cosse *i* du relais A.

On relie ensemble les cosses *f* et *i* du relais A. Entre les cosses *b* et *f* on soude deux résistances de 9.500 Ω 2 W en parallèle. On relie un pôle positif du condensateur électrochimique 2x16 μF (2) à la cosse *f* du relais A et l'autre à la broche du support de 6X4. On relie un des pôles positifs du condensateur 2x16 μF (1) à la cosse *g* du relais A et l'autre à la cosse

Pour le support de 12AU7 (1) on relie la broche 6 à la cosse *c* du relais A, la broche 7 à la cosse *e* du relais A et la broche 8 à la cosse *g* du relais A. On soude deux résistances de 20.000 Ω 2 W en parallèle entre les cosses *c* et *f* du relais A, une résistance de 10.000 Ω 1 W entre les cosses *e* et *f*, une résistance de 47.000 Ω 1 W entre les cosses *g* et *i* et une de même valeur entre la cosse *g* et la patte de fixation. On soude un condensateur de 0,25 μF entre la cosse *a* du relais A et la cosse du relais E, une résistance de 470.000 Ω entre la cosse *b* et la patte *a* du relais A et une résistance de 470.000 Ω entre la cosse *b* du relais E et la broche 2 du support 12AU7 (1).

On dispose une résistance de 300.000 Ω entre la cosse *a* du relais G et une extrémité du potentiomètre de 100.000 Ω. L'autre extrémité de ce potentiomètre est connectée au châssis. Le curseur du potentiomètre est réuni à la broche 7 du support de 12AU7 (2). Sur ce support on soude une résistance de 470 Ω entre la broche 3 et le châssis, un condensateur de 8 μF entre la broche 4 et la paillette 13 du commutateur S2, un condensateur de 100 μF entre la broche 5 et la paillette 14 du commutateur S2. La broche 1 du support est connectée à

CARACTÉRISTIQUES et PRIX du « GÉNÉRATEUR BF HB50 »



décrit ci-contre fournit des signaux CARRÉS et SINUSOIDAUX. CARRÉS : indispensables pour vérif. d'amplif. B. F. Indispensable pour examen de la Section vidéo. Utile pour to

- examen sommaire de la bande passante.
 - **SINUSOIDAUX** : Indispensable pour module des générateurs H. F. Utile pour vérification d'ampli d'oscilloscopes.
 - 4 **GAMMES** } Sinuso dal de 15 pér. à 150 Kcs. Carré de 50 périodes à 6 Kcs. Distorsion inférieure à 1%.
 - Oscillateur de pont de WIEN.
 - Élément oscillateur entièrement préfabriqué, câblé et réglé.
 - Cadran démultiplicateur, gravé un à un (haute précision).
 - Contre-réaction à variation automatique dans cathode.
 - Lampe de couplage 6A05, à forte pente.
 - Ecrêtage par double triode 12AU7, distorsion inférieure à 1%.
 - Lampe de couplage vers la sortie 12AU7.
 - Sorties par fiches coaxiales, en haute ou basse impédance.
 - Atténuateur incorporé, très simple, mais suffisamment efficace.
 - Alimentations du type « Alternatif », redressées par EZ80.
 - Filtrage à triple cellule. **Câblage sur châssis monobloc** dont aucune difficulté.
- COMPLET en pièces détachées. 35.240**
EN FORMULE NET.....

VOIR NOS AUTRES MONTAGES, sur notre Publication PÂGE 4

RADIO-TOUCOUR

75, rue VAUVENARGUES, PARIS-XVIII^e
Tél. : MAR 32-90 C. C. Postal 59-5666 PARIS
Métro : Porte de Saint-Ouen - Autobus : 81 - 31 - PC - 5

SECTEUR

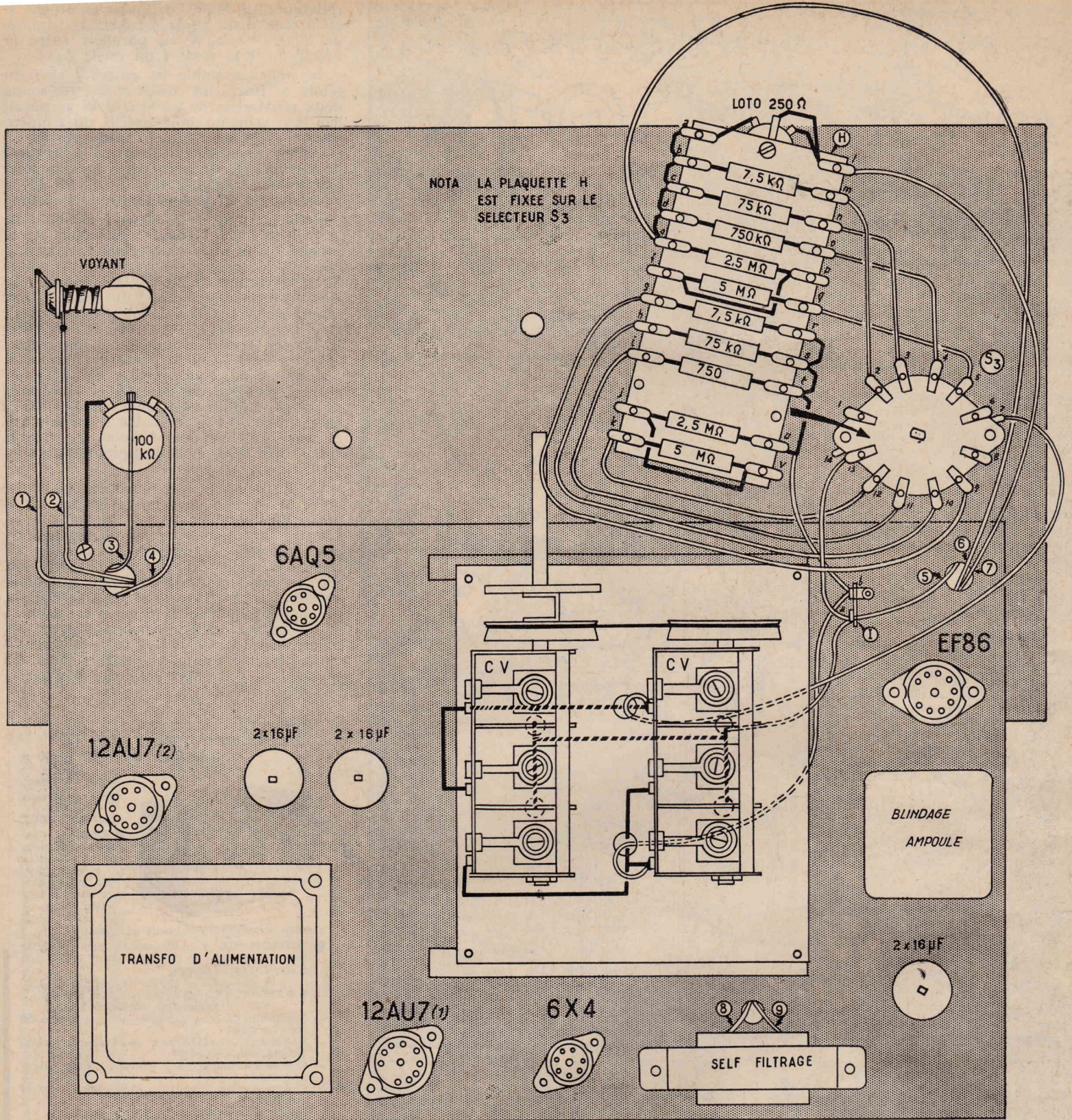


FIG. 3

cosse *m* du relais A et la broche 6 à la cosse *k* du même relais. Entre les cosses *k* et *m* du relais A on soude une résistance de 47.000Ω 1 W et entre les cosses *i* et *k* une résistance de 2.700Ω 2 W.

Sur le commutateur S2 on relie : les paillettes 7 et 8 ensemble, la paillette 7 à une borne sortie BF. La paillette 6 et l'autre borne sortie HF sont connectées au châssis.

On relie ensemble les cosses *b* et *d* du relais F et les cosses *c* et *e*. Sur la cosse *b* de ce relais on soude le fil jaune du transformateur d'alimentation, sur la cosse *c* le fil blanc, sur la cosse *d* le fil bleu, sur la cosse *e* le fil vert. Les cosses *e* et *g* sont reliées par une torsade de fil à l'interrupteur. Les extrémités de l'enroulement HT du transformateur d'alimentation sont connectées aux broches 1 et 6 du support

de 6X4. Le cordon d'alimentation est soudé entre les cosses *b* et *g* du relais F.

Ce générateur doit fonctionner immédiatement sans qu'il soit nécessaire de procéder à une mise au point quelconque. En effet les réglages nécessaires ont été exécutés sur la partie préfabriquée. L'étalement est de cette façon rigoureux et le signal de sortie parfaitement sinusoïdal.

A. BARAT.