

150

173 fr. marocains  
1,70 dinar  
400 lires

# LE HAUT-PARLEUR

*Journal de vulgarisation*

## RADIO TÉLÉVISION

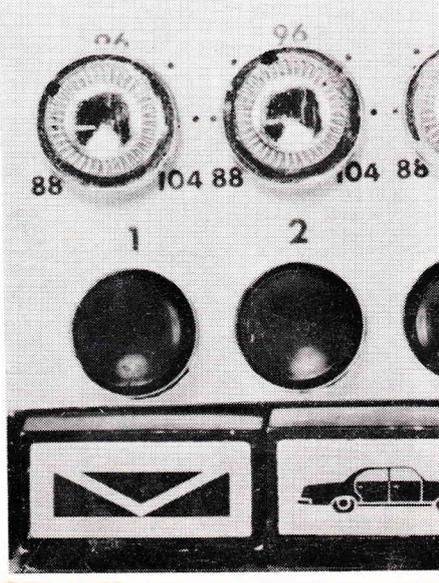
### DANS CE NUMÉRO

- Pratique de la chasse aux sons dans la nature.
- Générateur basse-fréquence.
- Expériences sur les cellules solaires.
- Servomoteur à deux voies pour radio-commande.
- Oscillateur de modulation.
- Alimentation régulée à transistors.

Ci-contre :  
Nouveau récepteur à transistors  
(voir description page 17)

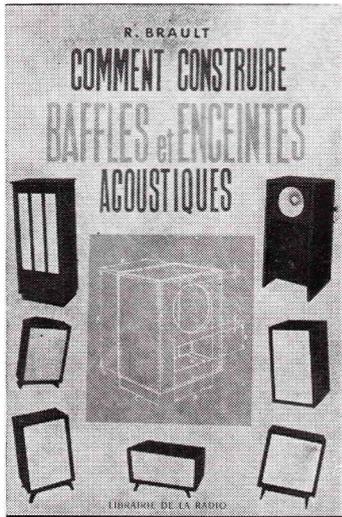


**NOUVEAU  
RÉCEPTEUR  
à  
TRANSISTORS**  
avec accord  
électronique  
FM  
et  
télécommande  
de l'ACCORD  
et de la  
PUISSANCE



# LIBRAIRIE DE LA RADIO

## NOUVEAUTÉS



R. BRAULT

## COMMENT CONSTRUIRE BAFFLES ET ENCEINTES ACOUSTIQUES

Les amateurs de reproduction sonore à haute fidélité devenant de plus en plus nombreux, l'auteur a réalisé cet ouvrage dans un but essentiellement pratique.

Après avoir fait une théorie très élémentaire des phénomènes qui entrent en jeu dans le fonctionnement du haut-parleur et dans celui des enceintes auxquelles on peut les associer pour en augmenter les performances, l'auteur a décrit les types les plus courants d'enceintes expérimentés par des firmes spécialisées ou des amateurs, en se basant principalement sur les modèles facilement réalisables par un amateur.

Principaux chapitres : Généralités (le haut-parleur électrodynamique - Fonctionnement électrique du haut-parleur - Fonctionnement mécanique du haut-parleur - Fonctionnement acoustique du haut-parleur - Baffles ou écrans plans - Coffrets clos - Enceintes acoustiques à ouvertures - Enceintes Bass-Reflex - Enceintes à labyrinthe acoustique - Enceintes à pavillon - Enceintes diverses - Réalisations pratiques d'enceintes et baffles - Réglage d'une enceinte acoustique - Conclusion - Haut-parleurs couplés à l'aide d'un filtre - Filtres.

Un volume broché, 88 pages, format 14,5 x 21. Prix ..... 12

**SCHEMATEQUE 65, de W. Sorokine.** — Description et schémas des principaux modèles de récepteurs de télévision récente, à l'usage des dépanneurs. - Valeurs des éléments. - Tensions et courants. - Méthodes d'alignement et de diagnostic des pannes et de réparation. Prix .....

**AMPLIFICATEUR MAGNETIQUE ET THYRATRON AU SILICIUM DANS L'INDUSTRIE, par L. Nosbom.** — Introduction à la théorie de l'amplificateur magnétique. - Le magnétisme. - Etudes des matériaux magnétiques. - Amplificateur magnétique auto-saturé. - Thyatron au silicium. - Commande des thyratrons au silicium par amplificateurs magnétiques. Prix .....

**TELEVISEURS A TRANSISTORS, par R. Besson.** — Technologie des transistors. - Les étages V.H.F. et U.H.F., les rotateurs et les tuners. - Les étages de détection pour la vision et pour le son. - L'amplification vidéo-fréquence. - L'amplification basse-fréquence. - Circuits de synchronisation. - La base de temps horizontale. - La base de temps verticale. Prix .....

## RÉIMPRESSION

Fernand HURÉ

3<sup>e</sup> édition revue et mise à jour

## DÉPANNAGE ET MISE AU POINT DES RADIORÉCEPTEURS A TRANSISTORS

L'apparition des appareils à transistors rend nécessaire un élargissement des connaissances que possède tout technicien chargé de la vente ou de la réparation des appareils de radio.

La recherche et la localisation des pannes dans les appareils à transistors s'apparentent beaucoup avec les méthodes utilisées dans les appareils à lampes. Toutefois des précautions spéciales sont à observer au cours de ces opérations qui nécessitent une technique particulière.

**SOMMAIRE :** Les éléments constitutifs d'un récepteur superhétérodyne à transistors. - Les instruments de mesures nécessaires. - Précautions à observer au cours du dépannage. - Méthodes générales de recherche des pannes et de la mise au point d'un récepteur. - Vérification des postes auto à transistors. - Tableaux annexes.

Un volume relié 14,5 x 21, 227 pages. Prix ..... 24,00

## OUVRAGES SÉLECTIONNÉS

### CONSTRUCTION DES PETITS TRANSFORMATEURS, Marthe Douriau (10<sup>e</sup> Edition).

— Principe des transformateurs - Caractéristiques des transformateurs - Calcul des transformateurs - Les matières premières - Les transformateurs d'alimentation - Les bobines de filtrage - Transformateurs d'alimentation et bobine d'inductance pour amplificateurs de grande puissance - Les transformateurs basse fréquence - Les auto-transformateurs - Les régulateurs manuels de tension - Les régulateurs automatiques basés sur des phénomènes magnétiques - Les transformateurs pour chargeurs - Les transformateurs de sécurité - Applications domestiques des petits transformateurs - Les transformateurs pour postes de soudure - Essais des transformateurs - Pannes des transformateurs - Réfections et modifications - Bobinages en aluminium - Pratique pour l'équipement des stations services - Les transformateurs triphasés - L'imprégnation des transformateurs - Les tôles à cristaux orientés - Quelques transformateurs utilisés dans les montages à transistors.

Un volume broché de 216 pages, format 16 x 24 ..... 15,00

### FORMULAIRE D'ELECTRICITE ELECTRONIQUE ET RADIO, avec commentaire détaillé intercalés dans le texte (Jean Brun). (Nouvelle édition revue et augmentée.)

I. Electricité. — II. Electronique et Radio.

Un volume relié 14,5 x 21, 192 pages. Prix ..... 17,00

**MONTAGES SIMPLES A TRANSISTORS, F. Huré (3<sup>e</sup> Edition).** — Cet ouvrage est destiné aux jeunes débutants, amateurs de radio. En s'amusant, ils découvriront les joies des premières réussites, leur permettant peut-être de découvrir une vocation de radio-électricien.

**SOMMAIRE :** I. Les éléments constitutifs d'un récepteur radio à transistors. — II. Le montage (montage et câblage). — III. Un récepteur à transistors simple. — IV. Les collecteurs d'ondes : antennes et cadres. — V. Récepteurs simples à montage progressif. — VI. Les récepteurs reflex. — VII. Récepteurs superhétérodyne. — VIII. Amplificateur basse fréquence et divers.

Un volume 16 x 24, 120 pages. Prix .....

**MON TELEVISEUR, Problèmes de la 2<sup>e</sup> chaîne, Constitution, Installation, Réparation, Marthe Douriau (3<sup>e</sup> édition).** — **SOMMAIRE :** Comparaisons entre la télévision et les techniques voisines. — Caractéristiques de l'image télévisée et sa retransmission. — La réception des images télévisées. — Le choix du téléviseur. — L'installation et le réglage des téléviseurs, problème de la 2<sup>e</sup> chaîne. — L'antenne et son installation. — Pannes et perturbations. — Présent et avenir de la télévision.

Un volume format 14,5 x 21, 100 pages. Prix .....

Tous les ouvrages de votre choix seront expédiés dès réception d'un mandat représentant le montant de votre commande augmenté de 10 % pour frais de port avec un minimum de 0,70 F. Gratuité de port accordée pour toute commande égale ou supérieure à 100 francs.

### OUVRAGES EN VENTE

LIBRAIRIE DE LA RADIO, 101, rue Réaumur, PARIS (2<sup>e</sup>) - C.C.P. 2026-99 Paris  
Pour la Belgique et Bénélux : SOCIETE BELGE D'EDITIONS PROFESSIONNELLES, 35, avenue de Stalingrad, Bruxelles 1 - C.C. Postal : Bruxelles 67.00  
Ajouter 10 % pour frais d'envoi.

**Pas d'envois contre remboursement**

**Catalogue général envoyé gratuitement sur demande**

# L'INVENTION DU SUPER-HÉTÉRODYNE

LES transformations des radio-récepteurs et des téléviseurs ont été immenses et continues, depuis plus de quarante ans. Les radio-récepteurs, d'aujourd'hui, ne ressemblent guère à ceux d'autrefois, avec leurs lampes à vide sphériques à filament lumineux qui semblaient à des ampoules d'éclairage rudimentaires et pourtant paraissaient des « lampes merveilleuses » aux premiers amateurs de cette époque héroïque. C'étaient des appareils lourds et encombrants, qui nécessitaient pour leur alimentation de fortes batteries d'accumulateurs, remplies d'acides et qu'il fallait constamment recharger. Rien de comparable à nos modernes « transistors » d'aujourd'hui, souvent minuscules, et que l'on peut placer facilement dans une poche !

Quant aux téléviseurs, si l'on a pu recevoir dès 1925 des images animées qui nous venaient d'Angleterre, en utilisant, d'ailleurs, de simples récepteurs de radiodiffusion, combinés avec des analyseurs électro-mécaniques, à disque perforé ou à tambour à miroirs, les images d'alors n'avaient les dimensions que d'une carte postale, et un aspect rougeâtre, peu attrayant. Les premières scènes transmises montraient uniquement en gros plan des chanteuses ou des danseuses plus ou moins informes.

Pourtant, entre ces récepteurs primitifs, ces téléviseurs rudimentaires et tous les appareils modernes que nous voyons aujourd'hui, il y a toujours un point commun. C'est la présence dans leur montage, d'un dispositif essentiel, qui en assure le fonctionnement régulier, permet la sensibilité et la sélectivité, et auquel on a donné le nom de **montage super-hétérodyne** ou à **changement de fréquence**.

Ce montage est devenu tellement habituel, tellement normal, que les constructeurs n'en signalent même plus la présence bien souvent sur leurs catalogues et les praticiens ne le remarquent même plus, tant il leur semble habituel et nécessaire !

C'est là, un fait absolument suprenant dans l'histoire des techniques, et surtout dans un domaine où tout varie plus profondément avec une rapidité de plus en plus grande. Il ne s'agit, d'ailleurs, pas seulement d'un phénomène constaté en France, mais dans le monde entier.

Mais quelle est l'origine de cette invention universelle et presque définitive ? Bien peu sans doute des praticiens et des techniciens d'aujourd'hui savent qu'elle a eu lieu en France, et qu'elle est due à un grand Français : Lucien Lévy, qui vient de mourir à soixante-treize ans, toujours modeste et presque oublié. La plupart des praticiens et des techniciens d'aujourd'hui, qu'ils soient débutants ou même chevronnés, ne connaissent même pas son nom, et si on les interrogeait, la grande majorité répondrait sans doute la phrase fameuse « Lucien Lévy ? - Connais pas ».

Comme il arrive bien souvent, les Américains n'ont pas reconnu ses mérites, et attribuent cette découverte à E.H. Armstrong, technicien et professeur de l'Université de Columbia, qui a créé des appareils à super-réaction, dispositifs intéressants utilisés pour les réceptions des ondes courtes, mais d'emploi limité ; il a surtout étudié les montages à modulation de fréquence, qui permettent des diffusions à haute fidélité, et sont également employés dans un grand nombre de dispositifs de contrôle et d'enregistrement.

Les Allemands, de leur côté, n'ont jamais reconnu que les travaux de Meissner, physicien de valeur, qui a imaginé les montages d'oscillateurs à tubes à vide, c'est-à-dire les premières hétérodyne qui servaient à la réception des messages télégraphiques en ondes entretenues.



Lucien LEVY

En U.R.S.S. seulement, paraît-il, on a quelquefois mentionné le nom de Lucien Lévy dans les congrès scientifiques ; mais, en France même, il était à peu près complètement inconnu. C'est pourquoi, le rappel des conditions dans lesquelles cette invention essentielle a été réalisée, constitue, à la fois, le meilleur hommage qu'on puisse rendre à sa mémoire, et un exposé utile et intéressant pour tous les jeunes praticiens d'aujourd'hui.

## COMMENT A ÉTÉ INVENTÉ LE SUPER-HÉTÉRODYNE

Lucien Lévy était né en 1892, et avait acquis un diplôme d'ingénieur de l'École Supé-

rieure de Physique et Chimie de Paris. Pendant la guerre de 14-18 et dès 1916, il devint chef de laboratoire de la radio militaire de la Tour Eiffel.

Pouvant ainsi utiliser les premières lampes triodes de l'époque, ces fameuses « lampes merveilleuses » ou « loupiotes » ; il réalisa, pour la première fois, un amplificateur à basse fréquence destiné à l'écoute des conversations téléphoniques ennemies, et à la télégraphie par le sol. C'est à lui qu'on doit également le premier récepteur d'avions à tubes électroniques, et même le premier poste de T.S.F. monté sur automobile.

En juin 1916, il entreprit la réalisation du premier poste puissant de télégraphie sans fil de la Tour Eiffel, de 1,5 KW, c'est à ce moment qu'il eut l'idée, au lieu de moduler les signaux en ondes entretenues à fréquence musicale, d'utiliser à cet effet des oscillations ultra-sonores, de fréquence beaucoup plus élevée, de façon à obtenir des communications secrètes.

A partir de cette idée de base, il envisagea la possibilité d'effectuer cette modulation à fréquence élevée ultra-acoustique, non plus dans le poste émetteur lui-même, mais dans le **système récepteur**, en produisant des interférences, des **battements** à fréquence ultrasonore entre les signaux reçus et ceux produits par un générateur local. Ce procédé permettait d'effectuer une double sélection en utilisant, d'une part, l'accord sur la fréquence radioélectrique des signaux et, d'autre part, sur la fréquence de ces battements.

Poursuivant les possibilités d'utilisation de ce procédé, il déposa en août 1917, un brevet n° 493.660, dans lequel il montrait la possibilité d'une utilisation plus efficace des amplificateurs de réception, en particulier, à haute fréquence, en employant un système d'oscillateur local.

Les amplificateurs pouvaient être intercalés, soit avant un premier détecteur, soit après un certain nombre de systèmes sélecteurs comme on le voit sur la figure extraite du brevet (figure 1). Ce schéma montre l'utilisation d'un oscillateur local couplé avec le premier étage d'un récepteur, et un premier amplificateur, dont les signaux sont ensuite transmis à un deuxième avec, s'il y a lieu, emploi d'un autre système de détection.

Ce brevet constitue la base, qui semble indiscutable de l'invention du montage super-hétérodyne, et un second brevet du 1<sup>er</sup> octobre 1918, n° 506.297, devait préciser encore ces idées, et indiquer un schéma de réalisation.

Le brevet n° 493.660 ne devait même pas, d'après l'inventeur, concerner uniquement le montage récepteur à changement de fréquence, mais couvrir, d'une façon plus générale, les systèmes de modulation à fréquence ultrasonore des courants de haute fréquence, dans le but d'assurer une plus grande sélectivité et un meilleur rendement des liaisons télégraphiques et téléphoniques. La méthode devait s'ap-

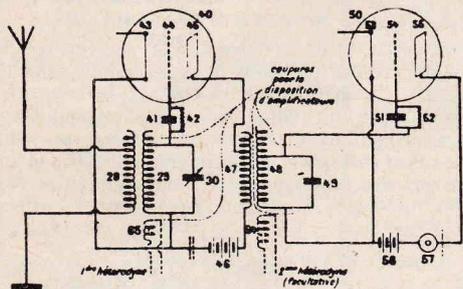
plier ainsi, non seulement au montage superhétérodyne proprement dit, mais à la superréaction, aux systèmes anti-parasites, aux procédés de reproduction duplex ou multiple.

Seule, la réception des images n'était pas mentionnée, puisqu'on n'envisageait pas encore à l'époque la possibilité pratique de la télévision sous sa forme actuelle.

### L'IMPORTANCE DU MONTAGE SUPERHETERODYNE

Le montage à changement de fréquence devait permettre d'augmenter la sensibilité des systèmes récepteurs, la sélectivité et surtout de faciliter le fonctionnement, la construction et la stabilité des amplificateurs, en particulier, pour la réception des ondes courtes.

Avant son application pratique, on avait préconisé l'emploi d'une hétérodyne, ou oscillateur, réglée exactement sur la fréquence même des signaux reçus, de façon à renforcer leur amplitude. Ce montage, que nous avons étudié nous-mêmes, auquel nous avons donné le nom d'**Homodyne**, avait évidemment des inconvénients, car il produisait des interférences et des sifflements désagréables pour toute variation de réglage de l'oscillateur.



— Brevet L. Lévy 493 660 — Fig. 7 — 4 août 1917.

FIG. 1

Le montage superhétérodyne était, dès ce moment, caractérisé par des éléments bien définis :

a) L'emploi d'un système oscillateur et détecteur pour assurer une ou plusieurs conversions de fréquence, à partir du courant provenant d'une onde modulée quelconque, en un ou plusieurs autres courants de fréquence super-audible (il existe, d'ailleurs, des récepteurs à double changement de fréquence).

b) Une méthode d'amplification à fréquence assez élevée, d'abord des signaux reçus initialement, puis ensuite à des fréquences transformées moins élevées, mais toujours super-audibles, des signaux transformés grâce à l'effet obtenu par un ou plusieurs montages oscillateurs locaux.

c) La possibilité, grâce à ces montages, de sélections successives, non seulement sur la fréquence initiale, mais en agissant également sur les signaux de fréquence ultra-sonore obtenus.

Les avantages du procédé étaient donc précisés dès ce moment ; la méthode permet de transformer les signaux reçus par le collecteur d'ondes, et quelle que soit leur fréquence, en les faisant interférer avec des signaux locaux produits par un oscillateur réglable, de façon à obtenir des signaux à fréquence plus faible, mais encore inaudible.

La fréquence de fonctionnement peut ainsi être choisie **une fois pour toutes**, et maintenue uniforme ; les signaux ainsi transformés sont transmis après une première sélection, à un amplificateur à fréquence fixe, dite **moyenne** ou **intermédiaire**, qui peut alors assurer un rendement uniforme et presque constant,

quelle que soit la longueur d'onde des émissions à recevoir. Finalement, en radiophonie, les signaux amplifiés sont détectés, et font apparaître la modulation qui est ensuite envoyée à un amplificateur ordinaire à basse fréquence actionnant un haut-parleur.

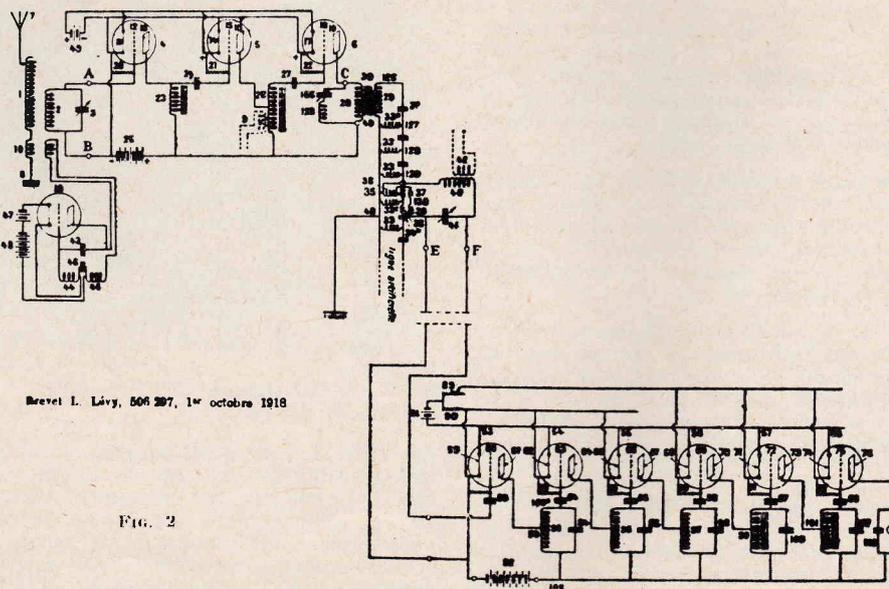
La méthode facilite ainsi le réglage ; elle assure un rendement uniforme sur une gamme étendue de longueurs d'onde, et une sélectivité beaucoup plus aiguë. Il suffit d'adopter une fois pour toutes une fréquence intermédiaire de fonctionnement convenable, sur laquelle on accorde tous les circuits après la première conversion ; le réglage simultané des différents circuits est assuré essentiellement en agissant sur l'oscillateur ; la construction de l'amplificateur intermédiaire est facilitée dans des proportions remarquables.

Cette conception de l'appareil à changement de fréquence et à fréquence moyenne fixe, qui devait donner naissance aux dispositifs actuels à mono-réglage des systèmes d'accord et de changement de fréquence, était, en fait, ainsi entièrement prévue dans le brevet 506.297, comportant des circuits oscillants, tels que 93, 94, 95, 96, 97, 98, accordés sur une valeur fixée une fois pour toutes (fig. 2). L'emploi de systèmes à auto-oscillation, pour produire les battements super-audibles nécessaires était également prévu.

Des brevets déposés postérieurement, tels que 503.807, 549.026, ont indiqué encore d'autres variantes, dans lesquelles le même tube à vide était employé à la fois comme détecteur et oscillateur local avec modulation par la plaque de l'oscillateur, sous l'action des signaux à transformer.

Ce brevet du superhétérodyne devait être accepté par la suite dans tous les pays après examen préalable, aux Etats-Unis et en Allemagne notamment ; c'est pourquoi, la priorité de Lucien Lévy dans cette invention fondamentale paraît indiscutable.

Dès 1918, il devait en démontrer, pour la première fois, la sensibilité et la sélectivité, en enregistrant les émissions américaines au moyen d'une installation établie dans une ba-



Brevet L. Lévy, 506 297, 1<sup>er</sup> octobre 1918

FIG. 2

raque en bois située au Champ de Mars, tout près de la Tour Eiffel, et pendant même le fonctionnement de l'émetteur de 100 kW. Dès 1919, un premier modèle commercial permettait d'obtenir facilement à Paris, au moyen d'un cadre récepteur d'un mètre de côté, la réception des émissions des postes côtiers et des bateaux de la Méditerranée. Ce modèle à

onze étages ne comportait pourtant qu'un seul réglage, ce qui était remarquable pour l'époque.

Le montage à changement de fréquence devait s'imposer dans le monde entier, non seulement bien pour la réception des signaux télégraphiques et pour la radiophonie, et même pour la télévision. Malheureusement, l'inventeur ne put bénéficier pécuniairement du résultat de ses travaux, et toucher même une petite partie des profits réalisés par la construction et la vente de millions de récepteurs équipés de son dispositif. Cette diffusion même ne lui permit pas d'entreprendre les multiples démarches judiciaires qui auraient été nécessaires pour défendre tous ceux qui appliquaient son invention.

C'était, par ailleurs, un grand technicien, mais non un commerçant, et un administrateur.

Les résultats obtenus par sa Société ne permirent donc pas d'obtenir, non seulement les bénéfices qu'il méritait et, après la Libération, il vécut très modestement ses dernières années, dans un petit appartement situé au cinquième étage d'un immeuble, dont il devait gravir l'escalier plusieurs fois par jour à cause d'une déficience cardiaque.

Malgré les difficultés matérielles, il continua ses travaux, et fit encore breveter en 1950 un système de servo-mécanisme, mais il avait presque complètement oublié de donner les études techniques et industrielles pour se consacrer aux problèmes fondamentaux de la physique ; ainsi, sans doute, ne savait-il pas d'oublier l'amertume légitime que pouvait ressentir en constatant l'oubli de son nom quel il était tombé.

L'histoire des techniques permettra, dans le futur, de le reconnaître comme le véritable créateur du procédé, qui demeure aujourd'hui la base de tous les développements de la radio et de la télévision. Les organisations professionnelles et les pouvoirs publics s'honoreraient, en rendant cette justice, puisqu'ils n'ont pas accordé de son vivant les honneurs auxquels il aurait eu droit. Les publications techniques

les ouvrages d'enseignement, les profanes, d'enseignement technique, devraient faire mieux connaître le nom du créateur de ce montage essentiel utilisé constamment, mais dont bien peu connaissent l'origine.

# LA MISE AU POINT ET LA VÉRIFICATION DES TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

(Suite voir N° 1089)

## CIRCUITS MF SON COURBE DE REPONSE DE L'AMPLIFICATEUR MF SON

NOUS poursuivons ci-après l'étude de la mise au point et de la vérification de l'amplificateur MF son à modulation d'amplitude qui a été abordée dans notre précédent article, dans lequel on a étudié le point de fonctionnement, l'accord des circuits de liaison et la largeur de bande.

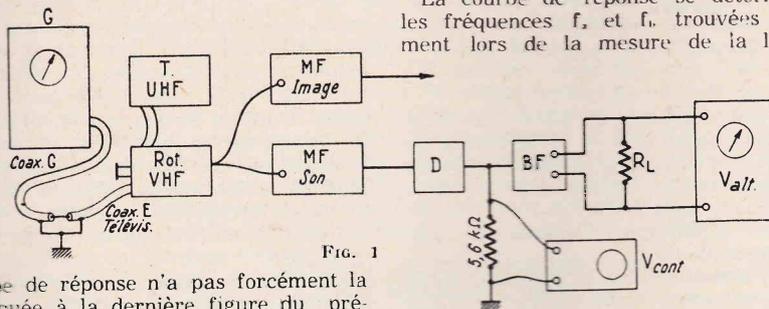


FIG. 1

La courbe de réponse n'a pas forcément la forme indiquée à la dernière figure du précédent article, c'est-à-dire présentant un seul sommet correspondant à l'accord sur la fréquence MF son,  $f_{ms} = 39,2$  MHz.

Cette forme s'obtient lorsque tous les circuits sont concordants et à un seul accord par liaison. On peut aussi l'obtenir si un ou plusieurs circuits sont à filtre de bande à couplage transitionnel et, également avec un système de circuits décalés déterminés pour donner une courbe à un seul sommet, associé ou non à un ou plusieurs circuits donnant eux aussi une courbe à un seul sommet.

Si la chaîne d'amplification comporte un ou plusieurs transformateurs (filtres de bande) donnant une courbe à deux sommets, cas du couplage plus serré que le couplage transitionnel, deux sommets peuvent se présenter aussi dans la courbe de réponse globale.

Le meilleur procédé donnant une courbe plate dans le voisinage de la fréquence médiane, qui est  $f_{ms}$  dans les récepteurs de son, est d'associer un ensemble de circuits à courbes à un sommet avec des circuits à courbes à deux sommets. Le creux de la courbe à deux sommets est alors, si les circuits sont établis convenablement, compensé par le sommet des autres circuits comme nous l'avons montré à la figure 3 de notre article paru en juin 1965 à propos des montages VHF.

Dans le schéma du récepteur de son, on trouve deux circuits concordants à un accord et un circuit à filtre de bande ce qui permet de prévoir 4 formes possibles de courbes, selon le couplage des éléments du filtre de bande :

- a) couplage transitionnel : courbe globale 1 sommet
- b) couplage serré : courbe globale à zone plate vers  $f_{ms}$  si la compensation est prévue
- c) couplage serré : apparition de deux ou même trois sommets, celui du milieu pouvant être plus bas ou plus haut que les deux autres. Le relevé de la courbe de réponse se fait à l'aide du montage de mesure ayant

servi pour la détermination de la longueur de bande.

Le générateur est d'abord accordé sur  $f_{ms} = 39,2$  MHz et on règle l'atténuateur du générateur pour obtenir 0,5 V à la sortie, le VC étant au maximum.

On note l'indication  $E_x$  de la tension fournie par le générateur et à chaque opération on effectue la retouche de la tension du générateur, avec l'atténuateur, pour que celui-ci fournisse toujours la tension  $E_x$ .

La courbe de réponse se détermine entre les fréquences  $f_1$  et  $f_2$  trouvées précédemment lors de la mesure de la largeur de

bande B. Si  $B = 400$  kHz par exemple, on aura  $f_1 = 39$  MHz et  $f_2 = 39,4$  MHz. Signifions que théoriquement  $f_1$  et  $f_2$  ne doivent pas être tout à fait symétriques par rapport à  $f_{ms}$ , mais très proches de la symétrie. Pour diverses raisons, on pourrait très bien trouver, par exemple,  $f_1 = 38,8$  MHz et  $f_2 = 39,35$  MHz.

En partant ensuite de 39,2 MHz, on relèvera d'abord quelques points très proches de celui correspondant à  $f_{ms}$ , car, ne l'oublions pas, le signal son venant de l'émetteur s'étend sur une bande de l'ordre de  $\pm 10$  kHz.

On relèvera par conséquent des tensions de sortie correspondant à 39,2 ; 39,25 ; 39,3 ; 39,35 MHz puis, revenant à 39,2 MHz on

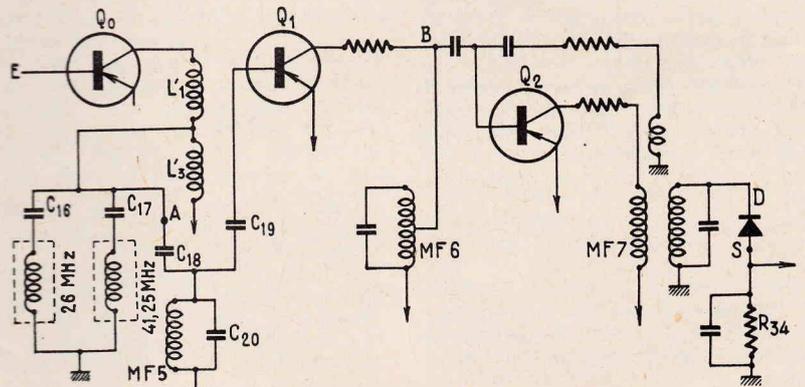


FIG. 2

relèvera des tensions correspondant à 39,15 ; 39,1 ; 39,05 et 39 MHz.

On pourra même relever d'autres points intermédiaires. Il est également intéressant de vérifier que le signal MF image n'est pas reçu. Ce signal s'étend sur 10 MHz environ, depuis  $f_{m1} = 28,05$  MHz vers  $f_{ms}$ , c'est-à-dire jusqu'à 38,05 MHz. On vérifiera, par conséquent, que lorsque le générateur fournissant

toujours la même tension  $E_x$ , la tension de sortie est très faible, par exemple 0,01 V.

Seule la mesure peut faire connaître le gain de l'amplificateur MF son à 38,05 MHz car il est évident que l'amplificateur BF ne reproduira pas les signaux d'image dont la modulation VF est égale à  $38,05 - 28,05 = 10$  MHz.

Sur le schéma du récepteur de son, on remarquera aussi le filtre éliminateur accordé sur 41,25 MHz. Ce filtre agit aussi sur la voie son et réalise une atténuation importante à cette fréquence de 41,25 MHz, assez proche de 39,2 MHz. C'est pour cette raison que le relevé de la courbe de réponse effectué à partir de l'entrée du transistor Q changeur de fréquence, conduit à trouver une courbe non symétrique.

C'est toutefois cette courbe qui intéresse l'utilisateur. Si toutefois on désire connaître la courbe à partir de la partie MF son proprement dite, on pourra brancher le générateur au point A.

## MESURE DE LA SENSIBILITE MF ET BF SON

D'une manière générale, on établit un amplificateur BF, de son TV, de radiorécepteur AM et de radiorécepteur FM donnant la puissance modulée maximum prévue, lorsque la tension BF fournie par la détectrice est de l'ordre du volt. La valeur exacte varie entre 0,4 et 2 V selon les constructeurs.

La mesure doit, par conséquent, tenir compte de cette tension de sortie et déterminer quelle est la tension MF à appliquer à l'entrée de l'amplificateur MF son nécessaire pour obtenir la tension prévue à la sortie BF ou, ce qui revient au même, à la sortie détectrice si cette tension est connue

Si l'on applique au point A (figure 1 précédent article) un signal MF modulé 400 Hz par exemple et accordé sur  $f_{ms}$ , on obtient à la sortie détectrice, c'est-à-dire aux bornes de  $R_{34}$ , la tension BF fournie par le que nous désignerons par  $E_a$ .

La valeur de  $R_{34}$  étant de 5,6 kΩ, on peut connecter sans provoquer aucun trouble, un voltmètre pour alternatif, exact, aux bornes



# NOUVEAU RECEPTEUR A TRANSISTORS

## Avec accord électronique FM et télécommande de l'accord et de la puissance

DANS la gamme 1965 des nouveaux récepteurs à transistors de marque Telefunken, le modèle « Bajazzo Luxe », représenté sur notre cliché, présente des particularités techniques intéressantes que nous résumons ci-dessous.

### MELANGEUR FM INSATURABLE A CONTRE-REACTION HF

Il était difficile jusqu'à présent d'éviter, dans les montages à transistors, les effets de la saturation, de l'intermodulation et les réceptions en plusieurs points du cadran dans le cas de fortes tensions d'entrée, à proximité d'un émetteur local. La tension d'entrée plus forte de l'émetteur local provoque d'une part une saturation lorsqu'on le reçoit, et d'autre part entraîne des phénomènes d'intermodulation et de fréquences images lors de réceptions lointaines.

On a essayé de maîtriser ces difficultés en utilisant des diodes limiteuses. Cette solution ne pouvait être que partielle, car si les

diodes limiteuses empêchent bien la saturation, elles ont tendance à favoriser les réceptions en plusieurs points du cadran. Mais ceci se fait sentir, surtout en voiture, de façon beaucoup plus gênante que la saturation, lors de la réception d'émetteurs relativement faibles.

Pour faciliter la réception, il fallait trouver une solution éliminant les deux défauts dans les récepteurs universels, car en voiture le champ reçu varie sans cesse.

Le progrès souhaité vient d'être réalisé par un circuit utilisé pour la première fois par Telefunken. Une contre-réaction HF dans le mélangeur FM améliore d'une façon décisive le comportement du récepteur en ce qui concerne la saturation, l'intermodulation et les réceptions en plusieurs points du cadran. De nombreuses vérifications dans des conditions extrêmes l'ont confirmé.

### ACCORD ELECTRONIQUE FM AVEC TROIS TOUCHES FM

Tous les utilisateurs demandent avec raison une simplification de

la recherche des stations, et la technique offrait déjà des solutions, comme par exemple les dispositifs de recherche automatique ou les claviers à poussoirs mécaniques. Toutes les solutions mécaniques plus ou moins compliquées semblent être trop sujettes à des pannes pour être employées dans un portatif.

Telefunken utilise pour la première fois une technique entièrement nouvelle, l'accord électronique, également appelé accord électronique automatique FM. On remplace le condensateur variable classique d'accord FM par des diodes à capacité variable. La recherche des stations se fait en appliquant une tension continue variable à ces diodes.

Le « Bajazzo de luxe » est équipé de trois touches FM fonctionnant selon ce principe, et qui peuvent être accordées sur n'importe quelle station de la gamme FM. Mais comme la touche normale de la gamme FM et une touche AM quelconque peuvent également correspondre à une station, l'appareil dispose de cinq touches.

### TELECOMMANDE DE CHOIX DES STATIONS FM ET DE LA PUISSANCE

Une autre nouveauté est la télécommande des stations sur le « Bajazzo de luxe », qui permet de parcourir, en FM, la totalité du cadran. Elle permet également la télécommande de la puissance sur toutes les gammes. La télécommande se branche, à travers un câble plat, sur la prise de télécommande du « Bajazzo de luxe ». Le petit dispositif de commande est équipé d'une ventouse qui permet de le fixer à la colonne de direction, au tableau de bord ou au fond de la voiture.

Parmi les autres caractéristiques du récepteur, mentionnons la réception des gammes PO, OC1 (19 à 44 m) et OC2 (47 à 136 m) avec une loupe OC, avec repérage Radio-Luxembourg, une puissance modulée de 5 watts lorsque le récepteur, du type portatif et automatique, fonctionne à bord d'une voiture.

### Mise au point et vérification des TV à transistors (suite)

adoptée est la même que celle étudiée, un enroulement secondaire, par exemple  $L_3$ , ramène sur la base une portion du signal du collecteur, en association avec un condensateur de faible valeur.

Remarque que dans le montage SESCO,  $L_3$  sert en même temps d'enroulement de base pour l'attaque du transistor suivant effectuant grâce au rapport de transformation abaisseur, l'adaptation d'impédances.

Le dernier circuit accordé  $L_5$ ,  $L_5 - L_6$  est différent des deux premiers.

La bobine accordée primaire est  $L_5$ , l'enroulement de neutrodynage est  $L_5$  tandis que le secondaire attaquant la diode est  $L_6$ .

Cette disposition a été nécessaire, car l'impédance de  $L_5$  est trop faible pour servir de secondaire de liaison avec le détecteur diode.

### CIRCUIT CAG

La composante continue fournie par la diode détectrice apparaît entre la cathode et la ligne positive sur les résistances de 15 k $\Omega$  et 6,8 k $\Omega$  montées en série. Entre le point commun de ces deux résistances et la masse, c'est-à-dire la ligne négative d'alimentation, on a monté la résistance de 6,8 k $\Omega$ . La tension de CAG est donc celle qui apparaît aux bornes de cette résistance  $R_0$ .

La tension au point A est appliquée aux bases des deux premiers transistors, le troisième transistor n'étant pas soumis à la C.A.G. sa base étant alimentée par un diviseur de tension monté entre la masse et la ligne positive.

La variation de tension au point A est transmise aux bases des transistors  $Q_1$  et  $Q_2$ . Lorsque la tension de la base devient plus

positive par rapport à la masse (qui est la « ligne zéro »), le courant d'émetteur et celui de collecteur diminuent. Si, au contraire, la tension de la base devient moins positive par rapport à la masse, les courants  $I_k$  et  $I_c$  augmentent.

Reste à voir comment se comporte le gain en fonction de ces variations de courant.

Supposons que le signal d'antenne augmente. Il faut que la CAG agisse de façon que le gain diminue. Si le signal d'antenne augmente, le signal sur la diode détectrice augmente et la tension sur la cathode est plus positive. Il en est de même des tensions au point A et des bases.

On a vu plus haut que si la base devient plus positive les courants collecteur et émetteur diminuent. Pour que le gain diminue également, il faut que le système de CAG adopté soit du type « inverse ». On se souviendra que dans la CAG inverse le gain diminue avec le courant  $I_c$  et  $I_E$  à condition que  $V_{CE}$  reste constante ou varie très peu, ce qui se reconnaît au fait que les résistances insérées dans les circuits de collecteur et d'émetteur sont très faibles ou nulles. Dans le présent montage, on ne trouve que des résistances d'émetteur de 330  $\Omega$ ; donc c'est bien le montage convenant à la CAG inverse.

### VERIFICATION DE LA CAG

L'effet de la CAG se vérifie de la manière suivante : un signal est appliqué à l'entrée du montage HF (ou MF) que l'on désire examiner, tandis qu'un indicateur est placé à la sortie de ce montage pour connaître l'amplitude du signal amplifié.

Sans CAG, le signal de sortie doit être simplement proportionnel à celui d'entrée, le

rapport entre les deux signaux étant évidemment le gain de tension du montage.

Avec CAG, l'augmentation du signal d'entrée provoquera aussi l'augmentation du signal de sortie mais dans des proportions d'autant plus faibles que la CAG est efficace.

Une CAG parfaite, cas idéal, devrait agir de telle façon que la tension de sortie reste constante dans une plage très étendue de la variation du signal d'entrée.

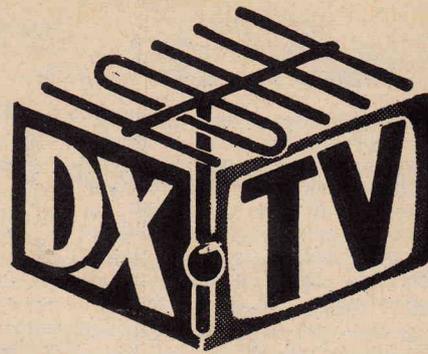
Pratiquement, on réalisera le montage mesure avec un générateur HF, par exemple non modulé, accordé sur  $f_m = 39,2$  MHz monté à l'entrée de l'amplificateur MF s (voir figure 4).

Le signal à 39,2 MHz est appliqué commençant avec une tension relativement faible, par exemple 100  $\mu V$  mesurée par un voltmètre électronique branché en parallèle sur la sortie du générateur ou incorporé dans celui-ci.

On l'augmentera progressivement aux valeurs suivantes : 200, 400, 1 000  $\mu V$ , 2 mV, 4 mV, 10 mV, 50 mV, 0,1 V, 0,15 V, 0,2 V, etc., en relevant les tensions de sortie qui croîtront d'abord rapidement et ensuite plus en plus lentement. On pourra établir une courbe en marquant en abscisses la tension d'entrée et en ordonnées la tension de sortie, mesurée avec V.S.

Le voltmètre V.S. sera électronique ordinaire. Dans le second cas, on prendra les précautions indiquées plus haut pour que la charge de sortie qui est ici de 15 + 6,8  $\Omega$  ne soit pas modifiée à plus le  $\pm 10$  % par la présence du voltmètre. En raison de la valeur relativement élevée de cette charge de sortie détectrice, il sera difficile de trouver un voltmètre ordinaire suffisamment résistant, tandis que tout voltmètre électronique courant conviendra.

# La page des



## CHRONIQUE DE FRANCE DX TV CLUB

### ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN TÉLÉVISEUR SPÉCIAL DX

La plus grande fantaisie dans le monde de la technique réside dans la transmission des images. Rien que pour la retransmission de ces images en noir et blanc, il existe huit standards différents qu'il est bon de rappeler. Si cette transmission était faite avec un nombre de lignes différent tout serait encore très simple, mais aucun pays n'a utilisé la même largeur de bande ; le son est transmis soit en modulation d'amplitude soit en modulation de fréquence ; la modulation image est soit positive soit négative.

Voici les conditions nécessaires concernant le balayage d'un téléviseur prévu pour la DX.

Mais un téléviseur ne se compose pas uniquement de circuits de balayage. Il comprend aussi un tuner UHF, un amplificateur VHF, une changeuse de fréquence, plusieurs étages MF, un dispositif de détection, un amplificateur vidéo-fréquence, une séparatrice ; et bien sûr, les circuits de balayage. Nous allons tour à tour examiner chacune de ces parties pour voir leur comportement dans les différents standards.

On peut trouver des rotacteurs neutrode ne comportant qu'une seule triode.

Le montage neutrode est le montage cathode à la masse, c'est-à-dire que l'entrée se fait par la grille, et la sortie par l'anode. Par rapport au montage cascade et grâce à l'apparition d'une nouvelle lampe EC 900, il présente les avantages suivants :

— On n'utilise qu'une seule triode ; de ce fait la consommation filament est moindre : environ la moitié.

— Grâce à la lampe EC 900 le souffle est moindre pour un gain comparable à un cascade équipé d'une ECC 189.

Dans un montage neutrode, bien que l'amortissement des circuits en télévision à large bande soit important, on a intérêt à neutrodiner l'étage amplificateur. Il s'est révélé que pratiquement le montage neutrode était stable lorsque le neutrodynage était réglé à la fréquence médiane à recevoir.

Dans le montage cascade on utilise deux montages successifs, d'où le nom de cascade. On trouve dans ces amplificateurs le montage cathode à la masse suivi du montage grille à la masse ; ce dernier montage étant utilisé dans

la plupart des amplificateurs de tuners UHF à lampes. Du fait de l'amortissement de son circuit d'entrée la largeur de bande à l'entrée peut atteindre parfois 50 MHz, quant au circuit de sortie, étant moins amorti, sa largeur de bande est comparable à celle du montage neutrode.

#### AMPLIFICATEURS MOYENNE FREQUENCE

Tous les circuits de l'amplificateur FI devront retenir tous vos soins, car de lui seul dépend le bon fonctionnement de votre téléviseur. Nous préconisons l'emploi de trois lampes à grille cadrée genre EF 184. Tous les coupe-bandes devront être intercalés entre la sortie du rotacteur et l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence, mais jamais à la fin de celui-ci, car vous y perdriez beaucoup en sensibilité. Nous ne pensons pas que l'emploi des circuits décalés soit souhaitable, car d'après nos observations, la variation due au vieillissement de ces circuits est beaucoup trop importante.

Jusqu'ici, nous avons vu qu'il part les coupe-bandes, les circuits étaient les mêmes en modulation positive ou négative de la vidéo.

Pays	Lignes	Modulation image	Modulation son	Ecart entre les porteuses
Angleterre ..	405	positive	AM	3,5 MHz
France VHF	819	positive	AM	11,15 »
» UHF	625	positive	AM	6,5 »
Belgique ...	625	positive	AM	5,5 »
Amérique ..	525	négative	FM	4,5 »
Luxembourg.	819	positive	AM	5,5 »
CCIR .....	625	négative	FM	5,5 »
OIRT .....	625	négative	FM	6,5 »

On s'aperçoit tout de suite que pour faire de la DX concernant le monde entier, il faut posséder un téléviseur qui puisse recevoir aussi bien les émissions en 405 lignes que celles en 525 lignes, que celles en 625 lignes ainsi que les émissions en 819 lignes, ce qui fait théoriquement quatre standards lignes différents, mais en pratique on n'a besoin que d'un trois standards ; en effet, la fréquence ligne s'obtient en multipliant le nombre de lignes par la fréquence image :

Pour le 405 lignes on aura  $405 \times 25 = 10\,125$  Hz.

Pour le 525 lignes on aura  $525 \times 30 = 15\,750$  Hz.

Pour le 625 lignes on aura  $625 \times 25 = 15\,625$  Hz.

Pour le 819 lignes on aura  $819 \times 25 = 20\,475$  Hz.

De ceci, on en déduit que la fréquence ligne est pratiquement la même en 625 lignes européen qu'en 525 lignes américain. La fréquence image s'obtient à partir de la période du réseau électrique d'alimentation, cette période est de 50 Hz pour l'Europe et de 60 Hz pour l'Amérique.

#### TUNER UHF

C'est le seul organe que nous ne conseillons pas de fabriquer. Nous n'entrerons donc pas dans les détails. Nous spécifierons quand même que nous préconisons obligatoirement l'utilisation d'un tuner UHF à transistors. Son utilisation n'est pas plus critique que celle d'un tuner à lampes ; son rendement est meilleur, son facteur de bruit est plus intéressant et son gain est un peu plus important. Au point de vue alimentation cela ne pose pas de problèmes : on monte une résistance chutrice dans la haute tension pour avoir les 12 volts nécessaires. Nous faisons quand même une recommandation d'ordre mécanique : choisissez une bonne démultiplication.

#### AMPLIFICATEURS VHF

Nous touchons là le point crucial du téléviseur DX : c'est sur lui que reposent toutes vos réceptions.

Dans la plupart des téléviseurs actuels on utilise le montage cascade qui nécessite une double triode, mais depuis peu de temps

## Télédisc

Marcel BESSONNAUD

Créateur du marché permanent du matériel HI-FI d'occasion vous permet de résoudre avantageusement vos problèmes électro-acoustiques de Haute-Fidélité.

ENCEINTES, -PREAMPLIS, AMPLIS, TABLES DE LECTURE, TUNERS, MAGNETOPHONES, H.P., BRAS, CELLULES, etc.

Parmi les meilleures productions mondiales.

Notre matériel est rigoureusement sélectionné, contrôlé, garanti

Assistance technique assurée Avant et Après Vente

Service d'installations, réparations et mises au point

REFERENCES : Amateurs avertis, Personnel des Grandes Administrations (O.R.T.F. - E.D.F. - S.N.C.F. - Commissariat Général de l'énergie atomique - Air-France, etc.)

Personnel des Industries de l'Électronique (C.S.F., Thomson-Houston, Ribet-Desjardins, etc.)

Professeurs et élèves des lycées et collèges d'enseignement technique, etc.

Amateurs de HI-FI vous êtes cordialement invités

## Télédisc

à nous rendre visite

24, rue Bagnolet  
PARIS-XX<sup>e</sup> - MEN. 32-25

Démonstration tous les jours de 12 h. à 20 h. (sauf dimanche et lundi) et sur rendez-vous. SAMEDI OUVERT de 9 h. à 20 h.

Expédition en province

## DETECTION ET AMPLIFICATEUR VIDEO-FREQUENCE

Si l'on utilise un bon amplificateur moyenne fréquence, le transformateur de détection doit être obligatoirement un transformateur surcouplé. Il sera obligatoire de prévoir deux diodes, l'une permettant de détecter un signal vidéo-fréquence négatif et l'autre un signal positif.

La vidéo-fréquence négative est recueillie à l'anode de la diode et la vidéo-fréquence positive est recueillie à la cathode de l'autre diode. Il est beaucoup plus commode de prévoir deux diodes plutôt qu'un système assez compliqué de commutation permettant d'inverser une seule diode.

Si l'on applique à la diode de détection une tension MF, à la cathode de cette diode on trouve une tension vidéo-fréquence et une tension continue d'autant plus importante que le signal appliqué à la diode sera grand.

On appliquera ces tensions à la grille de l'amplificatrice vidéo-fréquence, la grille de celle-ci devant être positive, la tension plaque de cette lampe diminuera, alors que le courant anodique augmentera. La vidéo qui était positive à la sortie de la diode, alors que les signaux de synchronisation lignes étaient négatifs, se trouvera négative à l'anode de l'amplificatrice vidéo-fréquence. Elle sera alors

appliquée à la cathode du tube cathodique qui servira d'électrode de modulation de lumière.

## RECEPTION DU SON FM

Actuellement dans la plupart des téléviseurs multistandards le signal son FM est obtenu grâce à un double changement de fréquence.

Le premier changement de fréquence est celui prévu normalement dans le rotacteur du téléviseur ; celui-ci fournit un signal FM son qui sera amplifié en même temps que le signal image, et ce, par le même amplificateur. Le second changement de fréquence est réalisé par la diode détectrice vidéo d'après le principe des interporteuses ; ce procédé porte le nom d'inter-carrier.

On peut prélever le signal son FM à la sortie de la diode, mais il est beaucoup plus préférable de le prendre à la sortie de l'amplificateur vidéo-fréquence, car il sera amplifié. Ce signal est appliqué à un amplificateur moyenne fréquence accordé sur 4,5 MHz pour le son américain, 5,5 MHz pour le son CCIR et 6,5 MHz pour le son OIRT. Cet amplificateur est suivi d'un étage détecteur qui se nomme généralement discriminateur.

Il est à rappeler que la commande de contraste doit être appliquée sur la séparatrice et non sur les FI, car du fait de la réception du son FM, la commande de contraste agirait sur le son.

## SEPARATION ET SYNCHRONISATION

On sait que le signal vidéo-fréquence comporte les signaux de brillance et les signaux de synchronisation. Pour les séparer, on fait appel à une lampe pentode en général. L'écran et la plaque de cette lampe sont alimentés sous une tension assez réduite, ce qui permet de la faire travailler dans certaines conditions. De cette manière, pour une certaine tension négative de la grille le courant plaque ne varie pas. Ainsi, il n'y aura aucune variation de courant plaque pour le signal de brillance. De cette façon le courant anodique ne contiendra que les signaux de synchronisation dirigés vers le bas alors que la tension plaque présentera des impulsions positives.

Les signaux de synchronisation présentant des paliers horizontaux ne pourront synchroniser les bases de temps que s'ils présentent des pointes et des fronts arrière. Cette déformation sera effectuée par des circuits différentiateurs.

## BASES DE TEMPS

Comme dans toutes les bases de temps on trouve un oscillateur et un amplificateur de puissance.

Pour obtenir la déviation du spot lumineux dans deux directions perpendiculaires, on utilise deux bases de temps, la base de temps image et la base de temps lignes.

La base de temps image de faire dévier le spot en direction verticale à une fréquence de 50 Hz pour l'Europe et de 60 Hz pour l'Amérique, ce qui correspond à une demi-image. La base de temps lignes pour la déviation horizontale est en un certain nombre de lignes qui varie suivant le standard. Sa fréquence s'obtient en multipliant le nombre de lignes par la fréquence de l'oscillateur.

L'oscillateur produit des impulsions périodiques en forme de triangle mais plus ou moins arrondies. L'amplificateur sert de liaison entre l'oscillateur et les bobines de déflection.

Dans une base de temps on trouve la lampe amplificatrice comme une lampe d'écran mais pas comme un anode à haute fidélité, car le courant qui traversera la lampe de déviation a une fréquence qui varie avec la vitesse du spot. Il faut que cette lampe ait une forme.

Dans la base de temps image, il faudra prévoir obligatoirement un comparateur de phase.

Voici en gros tout ce qu'il faut savoir sur les caractéristiques essentielles d'un téléviseur en faire un bon usage.

(A suivre)  
FRANCE DX 7  
183, rue Pelissier  
BORDEAUX (M)

# LIBRAIRIE DE LA RADIO

## OUVRAGES TECHNIQUES

**MONTAGES PRATIQUES A TRANSISTORS (M. Leroux).** — Schémas détaillés et indications pratiques complètes sur les meilleurs montages et transistors. Amplificateurs B.F. Récepteurs radio-téléviseur à transistors. Appareils de mesures à transistors. Montages spéciaux à transistors ..... **7,90**

**CIRCUITS IMPRIMES (P. Lemeunier et F. Juster).** — Fabrication des circuits imprimés : Méthodes générales. Le dessin, l'impression. La gravure et le placage électrochimique. Les circuits estampés. Métallisation directe. Le stratifié. Métal isolant. Méthodes et matériels utilisés dans la production des circuits à plat. La soudure des éléments sur les circuits imprimés à plat. Fabrication en série des récepteurs. Circuits imprimés à trois dimensions. Applications générales : Technologie. Radio-récepteurs. Téléviseurs imprimés. Amplificateurs B.F. Modules : Technique générale. Téléviseur à modules. Circuits électroniques divers. Prix ..... **17,50**

**RADIO-RECEPTEURS A TRANSISTORS (Juster et Motte).** — Cet ouvrage est spécialement consacré à l'étude pratique des radio-récepteurs à transistors. Ne traite que de cette question en laissant de côté les autres applications des transistors. Livre 1 : Historique, généralités, fonctionnement des transistors. Livre 2 : Circuits à transistors : HF, CF, MF, D, BF, triodes, tétrodes, diodes, bobinages HF, MF, BF, réglage CAV ou CAG. Livre 3 : Récepteurs superhétérodynes, techniques française, américaine, anglaise, italienne, U.R.S.S., japonaise, allemande. Livre 4 : Récepteurs auto-radio. Livre 5 : Récepteurs à amplification directe. Livre 6 : Récepteurs FM. Livre 7 : Détermination des bobinages. Livre 8 : Dépannage des récepteurs à transistors. Livre 9 : Alimentation batteries solaires, thermiques, etc. Un volume, 346 pages. Prix ..... **18,50**

**TRANSISTORS-SERVICE (W. Schaff).** — Montages élémentaires des transistors. Analyse des circuits. Appareils de dépannage, méthodes de travail. Mesures et vérifications. Pannes mécaniques. Pannes électriques. Notes sur l'alignement des circuits. Tableau de correspondance des piles. Prix ..... **5,70**

**APPLICATIONS PROFESSIONNELLES DES TRANSISTORS (Maurice Cormier).** — Alimentations stabilisées. Convertisseurs statiques. Appareillage de mesure. Applications diverses. Circuits complémentaires. Prix ..... **11,50**

**MOTEURS ELECTRIQUES (P. Mathivet).** — Moteurs à courant continu, à courant alternatif polyphasé et monophasé. La spécification des moteurs électriques. Technologie. Protection. Modes de démarrage. Choix des moteurs électriques. Problèmes divers. L'utilisation de la machine asynchrone en transformateur universel ..... **5,70**

**LA PRATIQUE DE LA STEREOPHONIE, par P. Hemardinquer.** — Dans ce livre de 160 pages, illustré de nombreuses figures, nous trouvons un exposé complet des bases de la stéréophonie et des possibilités et limitations de l'enregistrement et de restitution des sons. D'importants chapitres sont consacrés aux disques stéréophoniques et aux tourne-disques. Prix ..... **7,90**

**PRATIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE, par W. Schaff.** — Théorie et pratique de la modulation de fréquence en théorie et en pratique. Méthodes de construction des récepteurs à transistors. Circuits FM en télévision. Schémas pratiques et déparasitage. Les antennes. La radiostéréophonie. Bobinages HF/changement de fréquence. Prix ..... **7,90**

**COURS PRATIQUE DE TELEVISION (F. Juster).** — Toutes ondes. Méthodes de construction de téléviseurs. Détermination rapide des éléments. Schémas d'applications pratiques. Prix ..... **17,50**  
Vol. I : Amplificateurs MF et HF directs à large bande .....  
Vol. II : Amplificateurs vidéo-fréquence. Bobinage HF, MF, VF .....  
Vol. III : La télévision à longue distance - Amplificateurs et projecteurs VHF - Souffle - Propagation - Antennes - Blocs multicanaux .....  
Vol. IV et V : épuisés.  
Vol. VI : Méthodes de construction de téléviseurs - Détermination des éléments - Schémas pratiques .....  
Vol. VII : Méthodes de construction des téléviseurs - Détermination des éléments - Schémas pratiques - Alimentation filaments et haute tension - Alimentation THT - Tubes de projection - Systèmes optiques - Téléviseurs complets ..... **17,50**

**LES CONDENSATEURS ET LEUR TECHNIQUE (R. Besson).** — Les professionnels enregistrés dans la technologie des condensateurs à condensation, le spécialiste bien connu, à écrire un ouvrage qui ne laisse rien de l'ombre concernant cette nouvelle technologie des condensateurs. Un volume de 180 pages 14 x 21 couché, sous couverture rigide. 170 figures ..... **17,50**

**LES RESISTANCES ET LEUR TECHNIQUE. Les résistances fixes et bobinées (R. Besson).** — Généralités. Les résistances bobinées. Les résistances bobinées. Le comportement des résistances fixes en haute fréquence. Les résistances variables bobinées. Les résistances variables non bobinées. Prix ..... **17,50**

**SELECTION DE MONTAGES BF STEREO HI-FI (Maurice Cormier).** — Lampes. Monophonie. Montages à transistors. Montages compléments ..... **17,50**

## OUVRAGES EN VENTE

LIBRAIRIE DE LA RADIO, 101, rue Réaumur, PARIS (2<sup>e</sup>) - C.C.P. 2026.99 Paris

Pour la Belgique et Bénélux : SOCIETE BELGE D'EDITIONS PROFESSIONNELLES, 35, avenue de Stalingrad, Bruxelles I. - C.C. Postal : Bruxelles

Ajouter 10 % pour frais d'envoi avec un minimum de 0,70 F. Aucun envoi contre remboursement

# AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A TRANSISTOR

DANS l'état actuel de la technique des transistors, les amplificateurs BF sont réalisables avec certains avantages par rapport à ceux à lampes, surtout lorsqu'ils doivent fournir une grande puissance ou une puissance moyenne.

En premier lieu, leur tension d'alimentation est réduite, par exemple de l'ordre de 12 V, ce qui permet de les alimenter directement sur une batterie d'accumulateurs à bord d'un véhicule.

Le deuxième avantage est leur rendement supérieur à celui des appareils à lampes. Le rendement est le rapport  $P_m/P_a$ ,  $P_m$  étant la puissance modulée et  $P_a$  la puissance alimentation.

L'alimentation d'un amplificateur à transistors sur secteur est, bien entendu, possible et même recommandable lorsqu'on dispose de courant alternatif, mais leur vrai avantage est surtout leur alimentation sur batteries d'accumulateurs.

## AMPLIFICATEUR 50 W MODULES

L'appareil que nous allons décrire utilise des transistors RCA que l'on peut trouver en

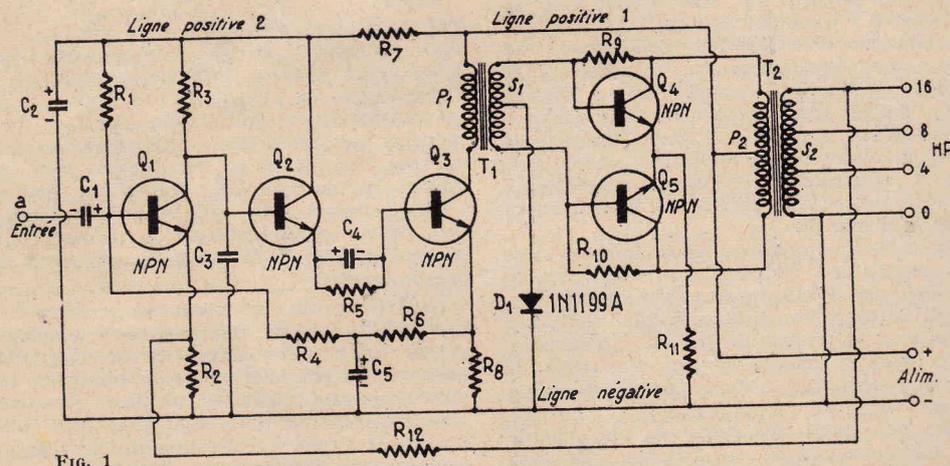


Fig. 1

France chez les représentants de cette marque (voir référence 1).

Analisons rapidement ce montage. L'entrée est sur la base du transistor  $Q_1$  par l'intermédiaire de  $C_1$ . La base de  $Q_1$  est polarisée par  $R_1$  et par l'ensemble des résistances  $R_4 + R_6 + R_8$  du circuit relié à l'émetteur de  $Q_3$ .

Le découplage est assuré par  $C_2$ .

L'émetteur de  $Q_1$  est polarisé par  $R_2$  et par  $R_{12}$  du circuit de contre-réaction. La polarisation de cet émetteur est toutefois définie principalement par  $R_2$  qui est petite devant  $R_{12}$ .

Le transistor  $Q_1$  est monté en émetteur commun. La liaison entre le collecteur de  $Q_1$  et la base de  $Q_2$  est directe, la charge de collecteur de  $Q_1$  étant  $R_3$ .

Le transistor  $Q_2$  est monté en collecteur commun et son rôle est d'adapter la haute impédance de sortie de  $Q_1$  à la basse impédance d'entrée de  $Q_3$ .

Le collecteur de  $Q_2$  est relié directement à la ligne positive. On remarquera sur le schéma que tous les transistors sont des NPN.

D'autre part, la sortie de  $Q_2$  sur l'émetteur est reliée à la base de  $Q_3$  par un circuit  $R_4, C_3$  correcteur, favorisant le gain aux fréquences élevées. La résistance  $R_5$  détermine la polarisation de la base de  $Q_3$  à une valeur voisine de celle de l'émetteur de  $Q_2$ .

Considérons maintenant le troisième transistor  $Q_3$ , qui sert à l'attaque de l'étage final.  $Q_3$  est le « driver » (ou pilote). Il est monté en émetteur commun, cette électrode étant polarisée par  $R_5$  non découplée.

La résistance  $R_5$  n'étant pas découplée, il y a contre-réaction de courant sur  $Q_3$ , mais en fait,  $R_5$  étant égale à  $1 \Omega$ , cette contre-réaction est très faible, la résistance servant surtout à la stabilisation en fonction de la température.

On remarquera que la base de  $Q_3$  est polarisée par un diviseur de tension dont la branche  $R_4 + R_6$  aboutit à l'émetteur de  $Q_2$ , mais en raison du fort découplage par  $C_3 = 50 \mu F$ , ce circuit est un dispositif d'alimentation et non de contre-réaction.

Les transistors  $Q_4$  et  $Q_5$  sont alimentés sur une ligne positive réduite, de tension très légèrement inférieure à la tension maximum de la ligne positive. La résistance de chute de tension est  $R_7$  et le condensateur de découplage  $C_4$ .

Dans le circuit de collecteur de  $Q_3$ , le transistor driver, on trouve le primaire du transformateur déphaseur  $T_1$ , aboutissant à la ligne positive d'alimentation.

Les résistances ont les valeurs suivantes :  $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 120 \Omega$ ,  $R_3 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 150 \Omega$ ,  $R_7 = 270 \Omega$ ,  $R_8 = 1 \Omega$ ,  $R_9 = R_{10} = 35 \Omega$ ,  $10 \text{ W}$ ,  $R_{11} = 10 \text{ W}$ ,  $R_{12} = 24 \text{ k}\Omega$  toutes de  $0,5 \text{ W}$  mention différente.

Condensateurs :  $C_1 = 10 \mu F$  3 V,  $100 \mu F$  15 V,  $C_2 = 50 \mu F$  3 V tous chimiques,  $C_3 = 50 \text{ 000 pF}$ , pa — ph  $5 \mu F$  12 V électrochimique.

Transformateur  $T_1$  : 180 spires,  $0,64 \text{ mm}$  environ de diamètre ; se

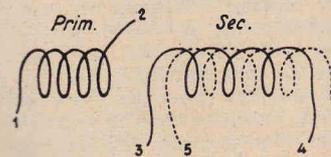


Fig. 2

90 spires avec prise médiane fil de  $0,5 \text{ mm}$  de diamètre.

On a bobiné d'abord le primaire avec deux fils en main, deux fois 45 spires (voir figure 2). On a bobiné le secondaire de la manière suivante : 1 au point de  $Q_3$ , 2 à la ligne positive, 3 à la base de  $Q_4$ , 4 relié à 5 et à la diode, 6 à la base de  $Q_5$ .

Tôles EI enchevêtrées (une fois par tour).  
Transformateur  $T_2$  tôles EI comme  $T_1$ , primaire 68 spires avec prise médiane, secondaire 120 spires de  $0,8 \text{ mm}$  de diamètre, avec prise médiane, 60 spires et  $8 \Omega$  à 80 spires de l'extrémité de l'enroulement.

On a bobiné le primaire avec deux fils en main, donc 34 spires par enroulement. On a bobiné le secondaire par le même procédé pour la prise médiane comme  $T_1$ .

En cas de réaction positive, permuter le branchement des extrémités du primaire et du secondaire dont le point médian correspond qu'à une seule extrémité du primaire plus proche de la prise  $4 \Omega$  à 60 spires.

## CARACTERISTIQUES GENERALES

Distorsion harmonique totale à 10 W : 1 % à une puissance modulée de 50 W.

A 40 W : 4 % ; à 10 W : 1,5 %  
donc qualifier cet amplificateur, comme de type « haute fidélité » à 10 W, de type « haute fidélité » à 40 W et de type Public Address à 50 W modulés.

Gain de puissance : 63 décibels, ce qui signifie que la puissance appliquée à l'entrée est de 63 dB au-dessous de celle de sortie, donc d'un rapport de 2 000 000. Ainsi si  $P_m = 50 \text{ W}$ , la puissance appliquée doit être  $50/2 \text{ 000 000} \text{ W}$ , c'est-à-dire  $2,5 \cdot 10^{-6} \text{ W}$ .

L'impédance d'entrée étant de 500  $\Omega$ , on peut déterminer la tension à l'entrée à l'aide de la formule :

$$E_e = \sqrt{P_e R} \text{ volts}$$

avec  $E_e$  en volts,  $P_e = 25 \cdot 10^{-6} \text{ W}$ ,  $R = 500 \Omega$  ce qui donne :

$$E_e = \sqrt{125 \cdot 10^{-6}} = 0,11 \text{ V}$$

Le préamplificateur, ou la source de signal, à brancher à cette entrée doit avoir une impédance de sortie égale ou inférieure à  $500 \Omega$ .

La figure 3 donne en ordonnées la distorsion totale harmonique en fonction de la puissance modulée et de la tension d'alimentation (12 V, 14 V et 16 V) et la puissance en abscisses.

## VALEURS DES ELEMENTS

Transistors :  $Q_1 = Q_2 = 2N5053$  RCA,  $Q_3 = 40250$  RCA,  $Q_4 = Q_5 = 40251$ , RCA,  $D_1 =$  diode 1N1199A RCA.

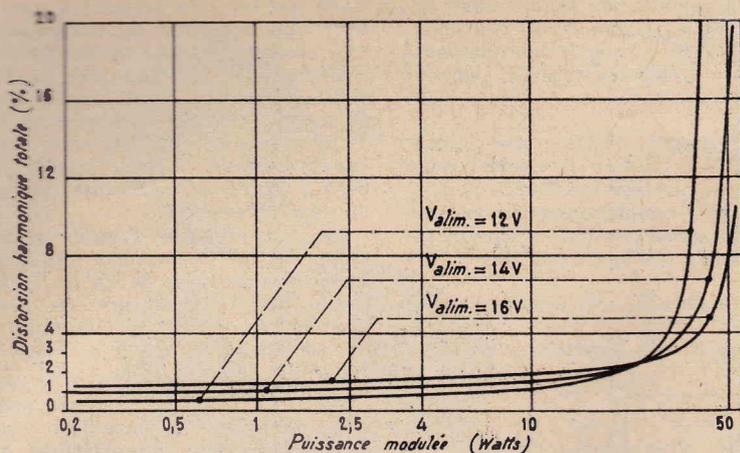


FIG. 3

Ainsi si  $V_{alim} = 12\text{ V}$  et  $P_m = 4\text{ W}$ , la distorsion est d'environ 0,8 % tandis que si  $P_m = 50\text{ W}$ , la distorsion est de 8 % si  $V_{alim} = 16\text{ V}$ , 14 % si  $V_{alim} = 14\text{ V}$ .

Avec  $V_{alim} = 12\text{ V}$  seulement, il ne faut pas dépasser 30 W modulés, au-delà la distorsion devenant trop importante.

L'influence de tension d'alimentation est faible sur la distorsion lorsque la puissance modulée est au-dessous de 20 W.

La figure 4 donne la courbe de réponse de l'amplificateur, relevée avec  $V_{alim} = 14\text{ V}$ ,  $P_m = 10\text{ W}$  et une charge résistive de  $16\ \Omega$  sur l'enroulement 0-16  $\Omega$ .

Il y a gain uniforme à 2 dB près entre 50 c/s et 20 000 c/s. A 20 c/s, le gain est diminué de 6 dB.

La linéarité est pratiquement parfaite de 100 à 10 000 c/s. Cet amplificateur consomme un courant de 8,1 A pour la puissance de sortie de 50 W. Sans signal, la consommation de courant est de 3 A.

La température maximum de fonctionnement peut atteindre + 125° C.

Il est indispensable de monter les deux transistors finals sur les radiateurs qui sont fournis avec ceux-ci. Des indications précises concernent le montage de ces radiateurs dans lesquels les transistors seraient rapidement détériorés.

Tous les renseignements complémentaires pourront être obtenus à la maison importatrice (voir référence 1) aussi bien sur les transistors et la diode D que sur les transformateurs T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> qui doivent être réalisés par un spécialiste.

Le montage d'amplificateur de grande puissance qui vient d'être décrit ne possède ni réglages de tonalité, ni réglage de volume du son. Il doit, par conséquent, être complété par un préamplificateur qui sera muni de ces réglages et permettra le branchement de diverses sources des signaux BF : pick-up, radio AM, radio FM et, bien entendu, microphone.

Nous donnons à la figure 5 le schéma d'un préamplificateur spécialement conçu pour les sources suivantes : PU cristal ou céramique, radio AM ou FM.

Il ne convient pas pour les PU magnétiques ni pour les têtes de magnétophone.

Ce préamplificateur est particulièrement intéressant parce qu'il possède deux réglages progressifs de tonalité pour augmenter ou diminuer le niveau des basses et celui des aiguës, un réglage physiologique et un réglage de volume.

On a prévu quatre entrées E<sub>1</sub> à E<sub>4</sub> permettant le branchement permanent de quatre sources différentes. Par exemple : en E<sub>1</sub> PU, en E<sub>2</sub> radio AM, en E<sub>3</sub> radio FM, en E<sub>4</sub> sortie détectrice TV son ou toute autre source, comme microphone dynamique, etc.

L'appareil utilise deux transistors PNP, RCA : Q<sub>1</sub> = 2N2613, Q<sub>2</sub> = 2N2614 (voir ré-

férence 2) les transistors de faible puissance ne nécessitent aucun montage spécial ni radiateur.

Le commutateur I<sub>1</sub> permet de choisir la source de signaux désirée.

Le circuit R<sub>1</sub> C<sub>6</sub> — P<sub>1</sub> C<sub>7</sub> permet le réglage, à l'aide de P<sub>1</sub> du niveau des aiguës. Le signal corrigé pour les aiguës est transmis à la base de Q<sub>1</sub> dont la polarisation est assurée par R<sub>2</sub> reliée au collecteur. Le circuit R<sub>1</sub> C<sub>6</sub> effectue une correction par contre-réaction sélective.

L'émetteur de Q<sub>1</sub> est relié directement à la ligne positive, tandis que le collecteur est alimenté à travers sa charge résistive R<sub>3</sub> reliée à la ligne négative.

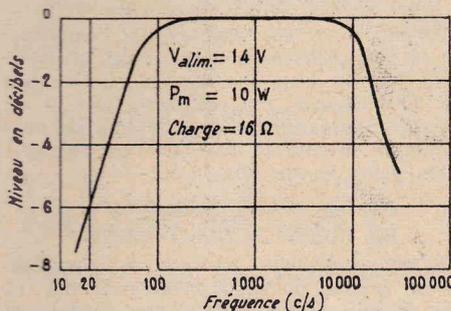


FIG. 4

Le signal amplifié par Q<sub>1</sub> est transmis par C<sub>8</sub> au potentiomètre de réglage physiologique. Ce réglage permet de modifier, conformément aux lois de perception des sons de l'oreille humaine, la tonalité en fonction de la puissance d'écoute. Pratiquement, on peut dire que plus la puissance est réduite, plus on accentue le gain aux aiguës et aux basses par rapport au médium.

L'ensemble P<sub>2</sub> — C<sub>10</sub> — R<sub>4</sub> — R<sub>7</sub> est déterminé pour que la courbe de réponse soit modifiée en fonction de la position du curseur du potentiomètre P<sub>2</sub>.

Considérons maintenant le montage de Q<sub>2</sub>. L'émetteur est relié directement à la ligne positive. La base est polarisée par R<sub>5</sub> + R<sub>6</sub> reliée au collecteur et par R<sub>7</sub> + R<sub>11</sub>, reliée à la ligne positive, donc par un diviseur de tension. Le signal appliqué par la base est corrigé en aiguës et en fonction de la puissance requise par P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub> respectivement.

La charge de collecteur est la résistance R<sub>9</sub> reliée à la ligne négative. A l'aide de C<sub>12</sub>, le signal amplifié est transmis au circuit de tonalité réglant les graves.

Ce circuit se compose de P<sub>3</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub>, R<sub>10</sub> et R<sub>11</sub>. Le maximum de graves est obtenu lorsque le curseur de P<sub>3</sub> est à l'extrémité de la ligne négative, le minimum dans la position opposée de ce curseur.

Le potentiomètre P<sub>4</sub> est un ajustable réglant la tension de sortie à appliquer à l'entrée de l'amplificateur de puissance.

Ce potentiomètre est nécessaire, car si la source de signaux montée à l'entrée fournit une tension élevée, celle à la sortie peut être supérieure au maximum admissible à l'entrée de l'amplificateur de puissance.

Le réglage normal de volume de son doit être effectué avec le VC physiologique, c'est-à-dire avec P<sub>2</sub>.

Pratiquement, on procédera de la manière suivante : les deux appareils, préamplificateur et amplificateur, étant connectés ensemble et la source choisie étant branchée à l'entrée du préamplificateur, on placera d'abord P<sub>2</sub> au maximum (curseur du côté de C<sub>6</sub>) et P<sub>1</sub> au minimum, curseur vers la ligne positive.

On tournera ensuite ce dernier curseur vers l'extrémité opposée jusqu'à obtention de la puissance maximum désirée en haut-parleur.

Ce réglage ne peut être fait que pour une source déterminée, mais les sources que nous avons indiquées au début de l'analyse de ce montage fournissent des tensions du même ordre de grandeur qui est le volt crête à crête.

On remarquera que le gain en tension du préamplificateur à deux transistors est réduit par les circuits de tonalité et de réglage physiologique.

Si l'on désire un équilibrage pour chaque source, on procédera comme suit.

1° Réaliser le montage d'ensemble comme décrit plus haut et effectuer le réglage de P<sub>2</sub> pour la source donnant le signal le plus faible ;

2° Pour les autres sources on disposera de deux atténuateurs ramenant la tension appliquée à l'entrée du préamplificateur à la valeur de la tension de la source à tension minimum pour laquelle on a réglé P<sub>2</sub>.

En pratique, les atténuateurs ne seront pas nécessaires car chaque source possède généralement un potentiomètre de réglage de gain comme c'est le cas avec les sorties de détectrices.

Les pick-up, n'en possèdent pas toujours, mais, il se trouve que ceux-ci fournissent l'

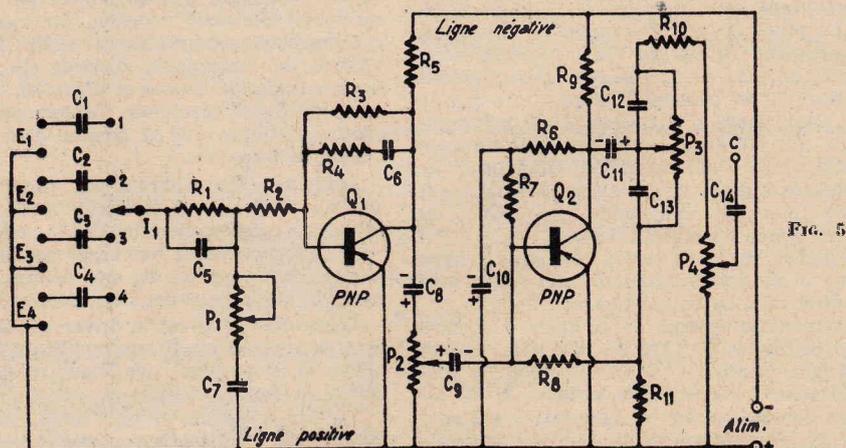


FIG. 5

plus souvent, des tensions inférieures à celles des détectrices radio AM ou FM.

Si un atténuateur était nécessaire, on pourrait le réaliser avec un potentiomètre ajustable de 500 k $\Omega$  ou 1 M $\Omega$ .

### VALEURS DES ELEMENTS DU PREAMPLIFICATEUR

Condensateurs :  $C_1$  à  $C_4$  = 50 000 pF,  $C_5$  = 180 pF,  $C_6$  = 1 800 pF,  $C_7$  = 1 800 pF,  $C_8$  = 2  $\mu$ F 10 V,  $C_9$  = 5  $\mu$ F 3 V,  $C_{10}$  = 5  $\mu$ F 3 V,  $C_{11}$  = 5  $\mu$ F 3 V,  $C_{12}$  = 0,5  $\mu$ F,  $C_{13}$  = 4  $\mu$ F,  $C_{14}$  = 5  $\mu$ F 3 V. Ceux dont la tension de service est indiquée sont des condensateurs électrochimiques. Résistances :  $R_1$  = 1 M $\Omega$ ,  $R_2$  = 100 k $\Omega$ ,  $R_3$  = 1 M $\Omega$ ,  $R_4$  =

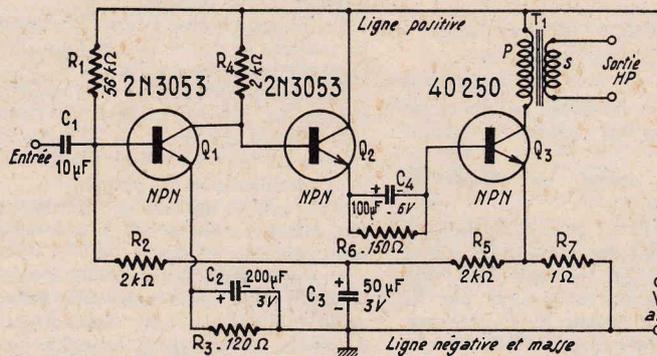


FIG. 6

220 k $\Omega$ ,  $R_5$  = 4,7 k $\Omega$ ,  $R_6$  = 33 k $\Omega$ ,  $R_7$  = 27 k $\Omega$ ,  $R_8$  = 10 k $\Omega$ ,  $R_9$  = 1 k $\Omega$ ,  $R_{10}$  = 270  $\Omega$ ,  $R_{11}$  = 1,5 k $\Omega$ .

Potentiomètres :  $P_1$  = 3 M $\Omega$ ,  $P_2$  = 25 k $\Omega$ ,  $P_3$  = 5 k $\Omega$ ,  $P_4$  = 5 k $\Omega$ .

Transistors :  $Q_1$  = 2N 2613,  $Q_2$  = 2N 2614. L'alimentation est de 12 à 15 V.

### BRANCHEMENT DES ALIMENTATIONS

L'alimentation de l'amplificateur peut être choisie entre 14 et 16 V. En pratique elle variera entre ces deux valeurs si la source d'alimentation est une batterie d'accumulateurs dont la tension maximum est de 16 V. Cette tension baissera jusqu'à 14 V à mesure que les accumulateurs se déchargeront. Au-dessous de cette tension, il est conseillé de recharger les accumulateurs.

Le préamplificateur peut fonctionner correctement entre 12 et 15 V.

Il sera alimenté sur une source qui donnera une tension inférieure à 15 V et supérieure à 12 V.

On pourra utiliser, par exemple, 3 piles de 4,5 V ce qui équivaut à une source de 13,5 V.

Si les deux alimentations sont indépendantes le branchement des deux appareils se fera de la manière suivante : relier le point c du préamplificateur au point a de l'amplificateur et réunir les lignes négatives des deux appareils.

Si l'on désire effectuer une mise à la terre, on branchera cette dernière à la ligne négative. Le point le plus favorable au minimum de ronflement est sur la ligne négative (voir figure 5) au pied de la résistance  $R_8$  reliée au transistor  $Q_1$  du préamplificateur.

Un autre mode d'alimentation du préamplificateur est d'utiliser la source qui alimente l'amplificateur. Pour cela, on effectuera les branchements de la manière suivante : le point c sortie du préamplificateur sera relié au point a entrée de l'amplificateur.

Les lignes négatives seront réunies. La ligne positive 3 du préamplificateur sera reliée à la ligne positive 2 de l'amplificateur.

L'examen du schéma de la figure 1 montre que la résistance  $R_7$  (270  $\Omega$ ) réduit la tension de la ligne positive 1. Si l'on alimente le préamplificateur sous la ligne positive 2, la réduction de tension sur la ligne positive 2 sera plus grande en raison de la consommation de

courant du préamplificateur. Il sera alors nécessaire de réduire la valeur de  $R_7$  pour rétablir la valeur de la tension de la ligne positive 2 correspondant au fonctionnement de l'amplificateur seul. Pratiquement, on procédera dans l'ordre suivant :

1° Brancher l'amplificateur sur son alimentation et mesurer la tension  $E_2$  existant entre la ligne négative et la ligne positive 2.

2° Brancher le préamplificateur sur la ligne positive 2 et mesurer à nouveau la tension entre ligne négative et les lignes positives 2 et 3 réunies.

La tension mesurée  $E_3$  sera évidemment inférieure à  $E_2$ .

3° Monter sur  $R_7$  une résistance en parallèle

(par exemple 1 000  $\Omega$  pour un premier essai) de façon que  $E_3$  devienne égale à  $E_2$ .

Si les différences des tensions sont inférieures à 0,5 V, il est inutile de modifier  $R_7$ .

L'alimentation sur secteur de l'amplificateur est réalisable, mais dans ce cas, un montage à lampes, bien que consommant un peu plus de puissance, est préférable, car il est plus facile à réaliser et la différence de consommation en courant du secteur est négligeable au point de vue prix.

### AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE MOYENNE

De même technique que celle de l'amplificateur de grande puissance (voir référence 1), l'amplificateur que nous allons décrire est beaucoup plus simple, mais ne peut fournir que 3W modulés au maximum.

Le schéma de cet amplificateur est donné par la figure 6.

Les transistors de ce montage des NPN RCA, sont 2N3053 en préamplificateurs et 40 250 en amplificateur final unique à monter sur radiateur fourni avec le transistor.

L'examen du schéma montre que de l'entrée, sur  $C_1$ , on peut appliquer le signal à amplifier, de l'ordre du volt crête à crête, à la base de  $Q_1$ . Cette base est polarisée par  $R_1$  vers la ligne positive et  $R_2 + R_3 + R_7$  vers la ligne négative. La charge d'entrée de base de  $Q_1$  est constituée principalement par  $R_1$  et  $R_2$  qui, en alternatif doivent être considérées comme étant montées en parallèle. En tenant compte de l'impédance d'entrée du transistor dans le montage émetteur commun, on trouve une impédance résultante d'entrée de l'amplificateur d'environ 500  $\Omega$  comme dans l'amplificateur de puissance.

L'émetteur est polarisé par  $R_3$  et découplé par  $C_2$ . On voit que la liaison entre  $Q_1$  et  $Q_2$  est directe. Le collecteur de  $Q_1$  est en effet relié directement à la base de  $Q_2$  et leur charge commune est  $R_4$  qui détermine également la tension sur ces deux électrodes.

Le transistor  $Q_2$  est le driver qui commande le transistor final. Il est monté en collecteur commun, cette électrode étant reliée directement à la ligne positive.

La sortie de cet étage, sur l'émetteur est reliée à la base de  $Q_3$  transistor final pour  $C_3$

$R_5$  ce qui constitue en continu la charge directe. En alternatif le courant de la forte valeur contrariaire  $R_5$  de l'émetteur de  $Q_3$ , on trouve la stabilisation,  $R_7$  de 1  $\Omega$ , tant que  $Q_3$  sur le collecteur compris dans le transformateur d'adaptation secondaire est prévu pour l'impression parleur choisi ou comportant diverses impédances.

Le transformateur  $T_1$  doit comporter un enroulement primaire d'impédance de sortie de  $Q_3$  correspondant que le secondaire du haut-parleur de 5  $\Omega$ , par exemple. L'impédance est 24/5 =

celui du nombre de spires n'importe lequel. Le primaire est prévu pour un courant continu de 520 mA. Les caractéristiques de cet amplificateur sont :

Distorsion harmonique totale : 2 %.

Gain de puissance 87 dB.

Il répond à un rapport  $P_s/P_e$  de 100.

Impédance d'entrée 500  $\Omega$ .

Consommation de courant : 525 mA.

Le tableau ci-après donne les caractéristiques de l'amplificateur en fonction de la tension d'alimentation.

Tension (V)	Courant (mA)
10	525
12	525
14	525
16	525
18	525

La tension peut donc varier entre 10 et 18 V. Les variations importantes, tandis que la consommation de courant varie modérément, il est important que la tension soit supérieure à 13 V et que la puissance soit forte augmentation de la distorsion (à la sortie) lorsque  $V_a$  est inférieure à 12 V comme on peut le voir sur la figure 7. Il n'y a pas d'in-

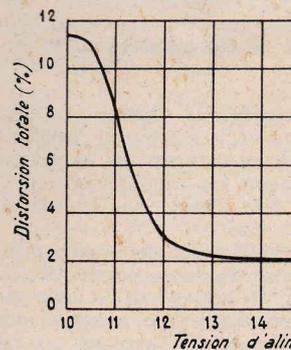


FIG. 7

$V_a$  dépasse 13,5 V la distorsion est inférieure à 2 %. La tension de la batterie est de 14 V, afin que  $V_a$  soit au-dessus de 12 V pendant la charge de la batterie.

Il est intéressant de noter que la température atteint 100° C (sans atteindre normalement) et que le courant est de 12 % et le courant est de 650 mA.

Références :

(1) Doc. RCA Application (Radio Equipments, 65, rue de Valenciennes, Paris-2°).

(2) Amplificateur de haute puissance, 11-14, Manuel Transistors (Radio Equipments, 65, rue de Valenciennes, Paris-2°).

# LE GÉNÉRATEUR BASSE FRÉQUENCE "B"

LA période d'après-guerre a vu l'avènement des émissions en modulation de fréquence, des disques microsillons, des tourne-disques à 4 vitesses à capsule piézo-électrique et à réluctance variable.

Ce matériel permet aux disques l'audition d'une musique

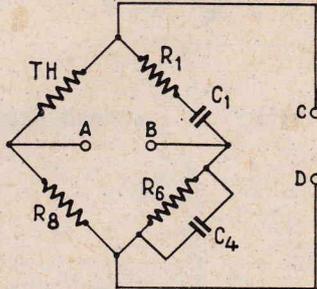


FIG. 1. — Principe de l'oscillateur à pont de Wien

dont la qualité n'a plus aucune comparaison avec celle des anciens disques en 78 tours.

Pour lui faire suite, on a construit des amplificateurs basse fréquence à haute fidélité, de plus en plus soignés, bien souvent munis de plusieurs haut-parleurs.

Cette branche bien particulière de l'Electronique, cette généralisation de la basse fréquence, a

qu'à la limite d'audibilité, qui se situe au-dessus de 15 000 hertz.

Nous disposerons donc de toutes les fréquences acoustiques, et nous devrons également pouvoir agir sur l'amplitude des oscillations ainsi fournies. Le générateur comportera donc un dosage de la tension de sortie.

La principale difficulté à laquelle on se heurte lorsqu'on désire réaliser un tel appareil est l'instabilité. Un générateur doit être stable, fournir une émission dont la fréquence correspond toujours à l'indication du cadran. C'est dans cet esprit que nous avons retenu l'oscillateur dit « à résistance-capacité », du type à Pont de Wien, montage qui permet une réalisation relativement aisée, compatible avec un appareil suffisamment stable et précis et d'un prix de revient acceptable.

## L'OSCILLATEUR A PONT DE WIEN

La figure 1 représente le schéma d'un tel dispositif.

Pour que ce pont oscille, il faut que l'énergie disponible aux points C et D, ou tout au moins une partie de cette énergie, soit renvoyée aux points A et B suivant un sens convenable, en phase.

l'anode sont déphasées par rapport à la grille. Elles seront de même sens sur la grille du tube 2, et à nouveau déphasées sur l'anode, donc en phase avec la grille de 1. Ceci correspond bien au résultat recherché, la tension disponible

tion sur toutes les fréquences que la fréquence désirée.

La branche TH d'obtenir la stabilité de l'amplitude du signal TH est une

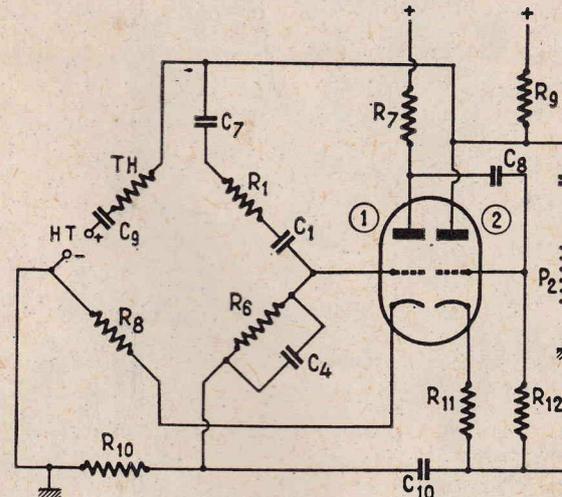


FIG. 2. — Oscillateur à pont de Wien à deux tubes

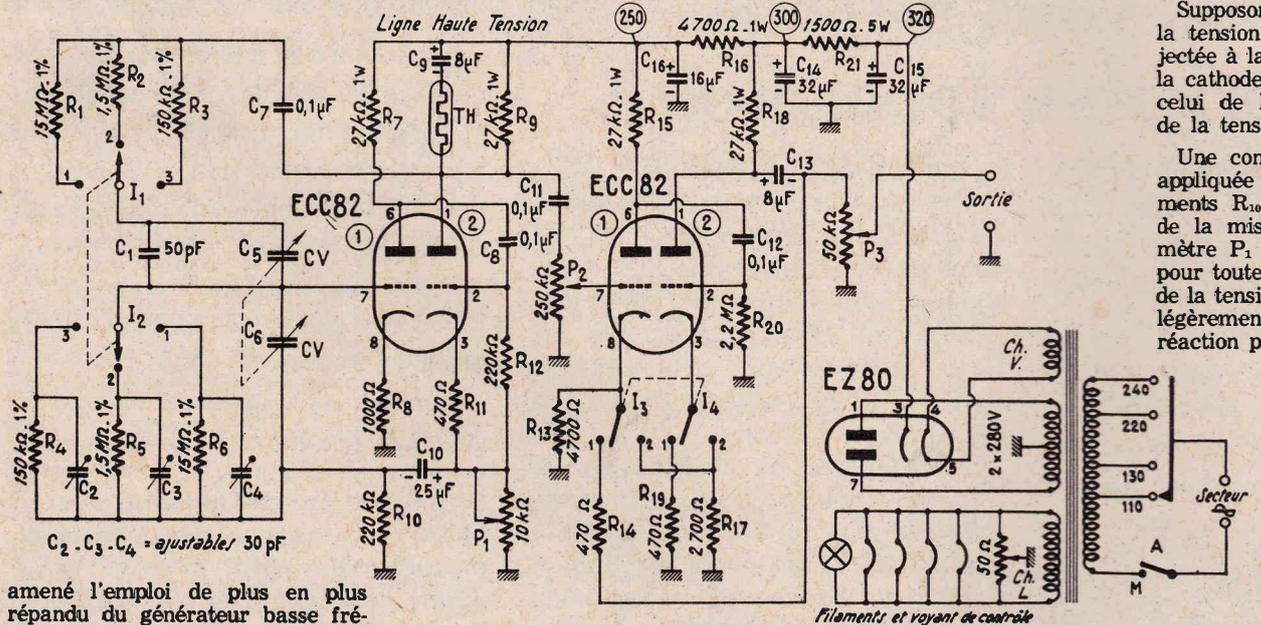
sur l'anode de 2 sera reportée sur la grille de 1 par l'intermédiaire de  $C_7$ .

C'est une réaction positive. Ainsi le pont oscille, car la tension ren-

résistance négative diminue lorsque la tension aux bornes augmente. Elle est isolée de la grille par le condensateur

Supposons une augmentation de la tension de sortie injectée à la grille 1 la cathode montera et celui de la grille de la tension réinj-

Une contre-réaction appliquée au tube 2 diminue la tension de sortie de la mise au point. Le potentiomètre  $P_1$  doit être réglé pour toutes de façon de la tension de contre-réaction légèrement inférieure à la réaction positive.



amené l'emploi de plus en plus répandu du générateur basse fréquence, appareil que nous nous proposons de décrire ici. On peut dire qu'il est devenu l'outil indispensable au spécialiste de la B.F., à l'acousticien, au radiotechnicien, à tous ceux qui désirent réaliser des montages qui soient réellement de la haute fidélité.

## CONCEPTION D'UN GÉNÉRATEUR BASSE FRÉQUENCE

Le Générateur B.F. est un appareil qui pourra nous délivrer des oscillations de basse fréquence s'étendant de quelques hertz jus-

La figure 2 nous donne une première vue du dispositif pratique que nous adopterons.

Nous avons ici un tube ECC82, double triode à cathodes séparées. Le tube 1 chargé par  $R_1$  est le tube oscillateur, on retrouve dans ses circuits tous les éléments du Pont de Wien pour lesquels nous avons intentionnellement conservé les mêmes numéros.

Le tube 2 chargé par  $R_2$  agit comme amplificateur inverseur de phase. On sait, en effet, que dans le tube 1 les oscillations sur

voyée sur la grille de 1 vient renforcer le signal initial et le système est le siège d'oscillations entretenues.

Mais le dispositif amplifiant des tensions dans une très large bande de fréquences, on obtiendrait une forme d'onde très riche en harmoniques, ce qui n'est pas le but recherché ; on désire au contraire obtenir une sinusoïde pure, une fréquence unique.

Pour pallier cet inconvénient on dispose dans la chaîne de contre-réaction un circuit du genre Pont de Wien destiné à éliminer la réac-

## LE GÉNÉRATEUR BASSE FRÉQUENCE

Nous allons maintenant examiner de plus près que nous avons au générateur.

Voyez en figure 2 nous avons deux tubes ECC82. Le premier est un circuit oscillateur et le second est un amplificateur inverseur de phase.

Nous disposons ici d'un générateur à 2 circuits

qui nous permet d'obtenir pour chacune des gammes :

- Position 1 : 20 à 200 Hz,
- Position 2 : 200 à 2 000 Hz,
- Position 3 : 2 000 à 20 000 Hz.

Signalons qu'en réalité les éléments R et C de l'oscillateur ont été calculés pour couvrir les gammes suivantes :

- De 19,6 à 234 Hz,
- De 196 à 2 340 Hz,
- De 1 960 à 23 400 Hz.

On obtient ainsi 3 gammes qui se recouvrent largement, ce qui nous fournit en définitive toutes les fréquences s'étendant de 20 hertz à

**Oscillations sinusoïdales.** Elles sont obtenues pour la position 1 du commutateur.

La cathode du tube 2 est polarisée normalement par  $R_{15}$ . Cette résistance n'est pas découplée, on obtient ainsi une contre-réaction d'intensité. Une contre-réaction énergétique est appliquée à la cathode du tube 1 par les résistances  $R_{13}$  et  $R_{14}$ . L'amplification de la lampe se trouve de ce fait fortement diminuée, l'oscillation sinusoïdale reçue sur la grille est amplifiée sans déformation, elle « passe » telle quelle, on dispose

de dimensions 27 × 20 × 15 cm. Tous les boutons de commande sont groupés sur le panneau avant. Un châssis horizontal est fixé sur ce panneau, et tout le montage, tout le câblage est fait sur ces deux pièces qui servent de support au tout. On obtient dès lors un bloc compact et rigide, se manipulant facilement, d'un accès aisé au-dessus et en-dessous. Ce bloc s'introduit dans le coffret où il est fixé par quatre vis taraudeuses, et d'où il peut toujours être extrait facilement en vue d'un dépannage ultérieur.

le schéma un filtrage extrêmement soigné de l'alimentation et haute tension.

La thermistance est fragile dans les circuits qui l'intéressent mettez d'abord en place tous les autres éléments, puis elle en dernier lieu. Les résistances de précision ne se font pas au-dessus de 5 mégohms, c'est pourquoi nous en avons disposé trois de cette valeur en série pour obtenir les 15 mégohms.

Nous vous engageons à réaliser un câblage soigné, clair, aéré. Un générateur basse fréquence en

FIG. 4. — Signal sinusoïdal obtenu en position 1

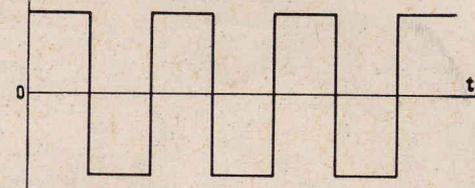
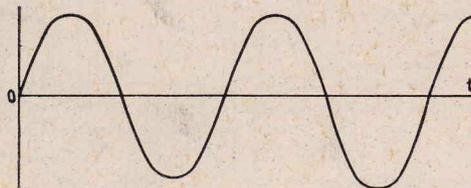


FIG. 5. — Signal rectangulaire obtenu en position 2

20 kilohertz sans aucune interruption, sans « trous ».

Signalons ici qu'il serait tout à fait possible éventuellement d'ajouter une quatrième gamme couvrant de 20 à 200 kilohertz par emploi de deux résistances de 13 kilohms et un condensateur ajustable de même capacité : 30 picofarads.

C'est la manœuvre du condensateur variable double cage  $C_5$  et  $C_6$  qui permet de couvrir toute la plage de fréquences pour une position déterminée du commutateur de gammes ; il est ici totalement isolé de la masse, et entraîné par un cadran de précision largement démultiplié.

Les condensateurs ajustables  $C_2$  à  $C_4$  permettent de régler très exactement la fréquence d'oscillation du générateur, ce que l'on réalise au moment de l'étalonnage en fréquence. La résistance  $R_{11}$  sert à polariser la triode 2 ; l'ensemble  $R_{12}$  et  $P_1$  constitue la fuite de grille de ce même tube.

Le second tube ECC82 est amplificateur de tension à deux étages successifs. La tension sinusoïdale délivrée par l'oscillateur est transmise à la grille du tube 1 par le condensateur  $C_7$  et le potentiomètre  $P_2$ , qui dose l'amplitude d'admission. Celui-ci est à régler une fois pour toutes au moment de la mise au point, il se trouve à l'intérieur de l'appareil. Il doit être réglé au maximum de tension transmise mais sans toutefois amener une déformation de la sinusoïde.

Après une première amplification, la tension recueillie aux bornes de  $R_{13}$  est transmise à la grille du tube 2 par  $C_{12}$  pour une seconde amplification. On transmet ensuite par l'intermédiaire de  $C_{13}$  au potentiomètre  $P_3$ . C'est celui-ci qui est chargé de doser l'amplitude des oscillations qui sont envoyées aux douilles de sortie, il est accessible sur le panneau de commandes.

Nous trouvons dans la cathode un commutateur à 2 circuits et 2 positions, c'est lui qui nous permet de disposer d'oscillations, soit sinusoïdales, soit rectangulaires.

à la sortie d'un signal sinusoïdal ayant l'allure de la figure 4.

**Oscillations rectangulaires.** Elles sont obtenues pour la position 2 du commutateur.

Dans cette position la contre-réaction est supprimée. Les résistances  $R_{13}$  et  $R_{17}$  se trouvent branchées en parallèle et constituent une charge commune aux deux triodes. Ces deux triodes forment

Un cadran très démultiplié est gradué de 0 à 180 degrés et comporte également une échelle graduée directement en fréquence. Nous avons adopté pour les douilles de sortie des bornes universelles, permettant de multiples branchements de fiches bananes, connexions et pinces crocodiles.

Les figures 7 et 8 vous aideront à mener à bien le montage

vaut la peine... Et puis cela facilite toujours les vérifications ultérieures. Faites des connexions courtes et directes, mais pour les résistances et les condensateurs vous pouvez toujours vous arranger pour les disposer parallèlement à l'un des côtés du châssis.

Sur le schéma de la figure 3 nous avons porté les valeurs de

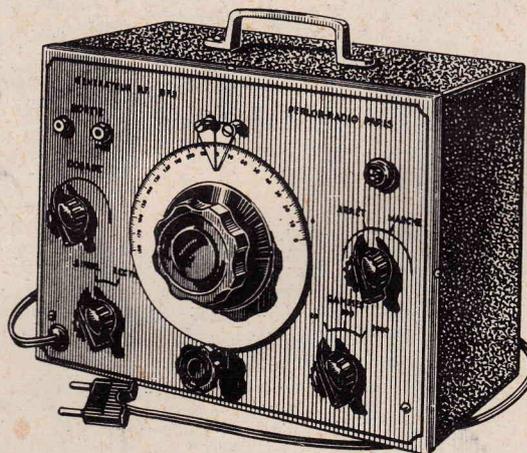


FIG. 6. — Vue extérieure du générateur BF3

un multivibrateur à couplage cathodique ; ce système est bistable et la période de basculement est déterminée par le signal sinusoïdal qui arrive sur la grille de la première triode. Le multivibrateur se trouve alors synchronisé par l'oscillateur sinusoïdal, et on dispose à la sortie de signaux rectangulaires ayant l'allure de la figure 5, et dont la fréquence peut également varier de 20 hertz à 20 kilohertz.

L'alimentation est classique.

Notons un point milieu fictif créé sur l'enroulement de chauffage par un petit potentiomètre ajustable que l'on règle une fois pour toutes expérimentalement au moment de la mise au point.

#### LA REALISATION PRATIQUE

La figure 6 montre l'aspect du Générateur BF.3 tel qu'il se présente prêt à l'emploi. Il est contenu dans un coffret métallique

mécanique et le câblage de ce générateur.

Le bâti du condensateur variable est isolé du châssis, il comporte à cette fin des vis de fixation isolées par des rondelles de caoutchouc. Les potentiomètres  $P_1$  et  $P_2$  sont fixés sur le châssis, vous pourrez couper court les axes et y pratiquer une entaille à la scie pour pouvoir les actionner facilement au tournevis.

Les gaines métalliques des connexions blindées doivent être plaquées dans le fond du châssis et soigneusement reliées à la masse. Toutes précautions doivent être prises pour éviter une induction du 50 périodes du secteur, qui se traduirait par une distorsion du signal sinusoïdal. C'est dans ce but que les filaments sont alimentés en fil double torsadé, un seul point mis à la masse par le potentiomètre de 50 ohms ; vous avez pu également remarquer sur

**DEVIS**  
des pièces détachées et fournitures nécessaires au montage du

## GENERATEUR BASSE FREQUENCE B.F. 3

décrit ci-contre

Ensemble, coffret-châssis et petits accessoires .....	52,00
Démultiplicateur - cadran, condensateur variable ....	50,00
Transfo d'alimentation, condensateurs chimiques ....	32,70
Potentiomètres, commutateurs, voyant lumineux ..	17,50
Boutons, cordon secteur, supports de lampes, thermistance, résistance ajustable, fils et divers .....	31,90
Résistances et condensateurs .....	28,00
Jeu de lampes .....	26,70

Complet, en pièces détachées ..... 238,80  
L'appareil complet, en ordre de marche .... 350,00

Tous frais d'envoi : 6,50 F

Accessoires :	
Cordon blindé de raccordement .....	3,00
Disque de fréquences ....	31,00



Nous vous rappelons l'ouvrage :

### LES APPAREILS DE MESURES EN RADIO

qui contient, notamment, un développement sur l'emploi combiné du Générateur B.F. et de l'Oscilloscope. Envoi franco recommandé. 20,00

## PERLOR - RADIO

16, rue Héloïd, PARIS (1<sup>er</sup>)  
C.C.P. PARIS 5050-96

Fermeture annuelle : en août

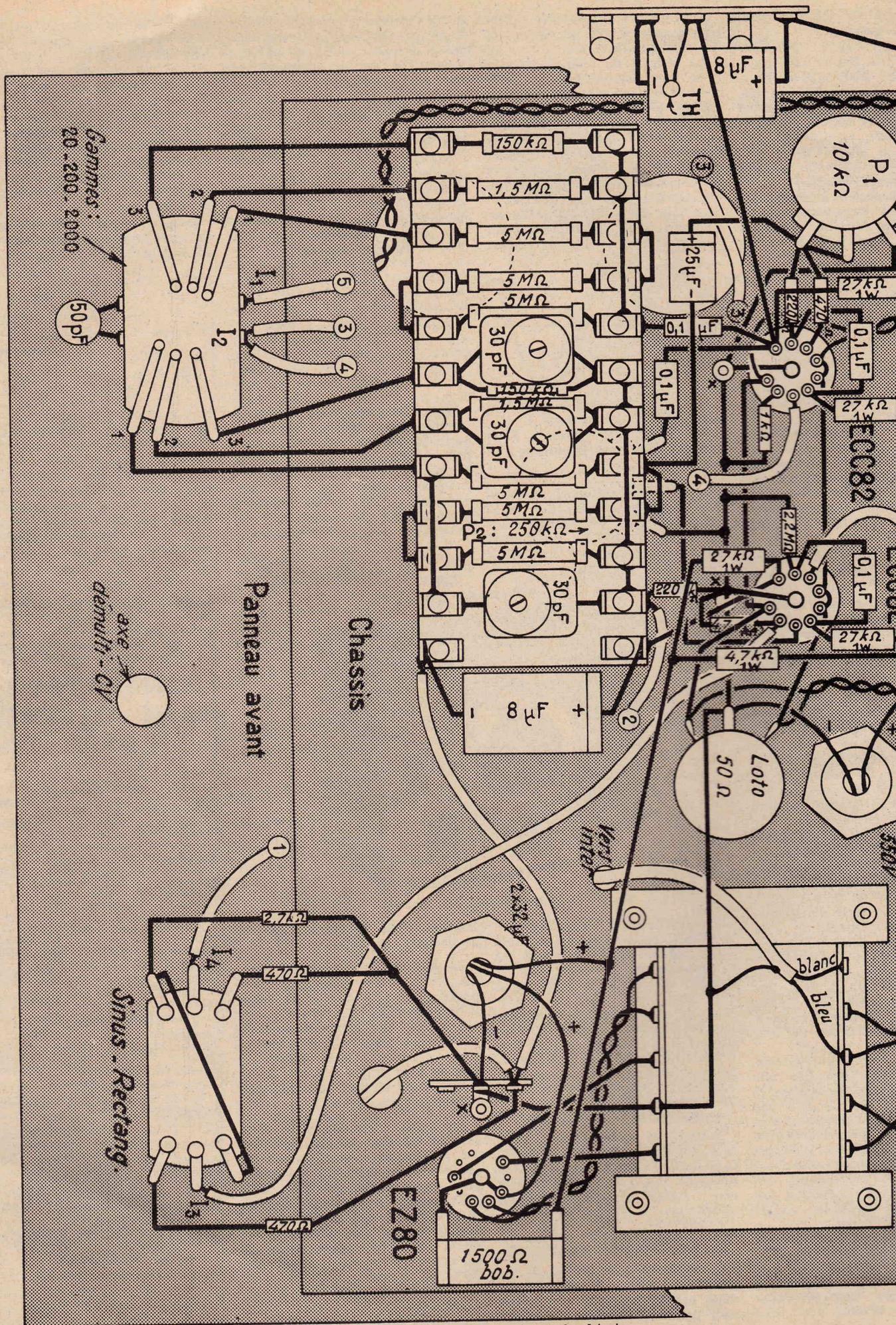


FIG. 7. — Câblage, vu sous le châssis

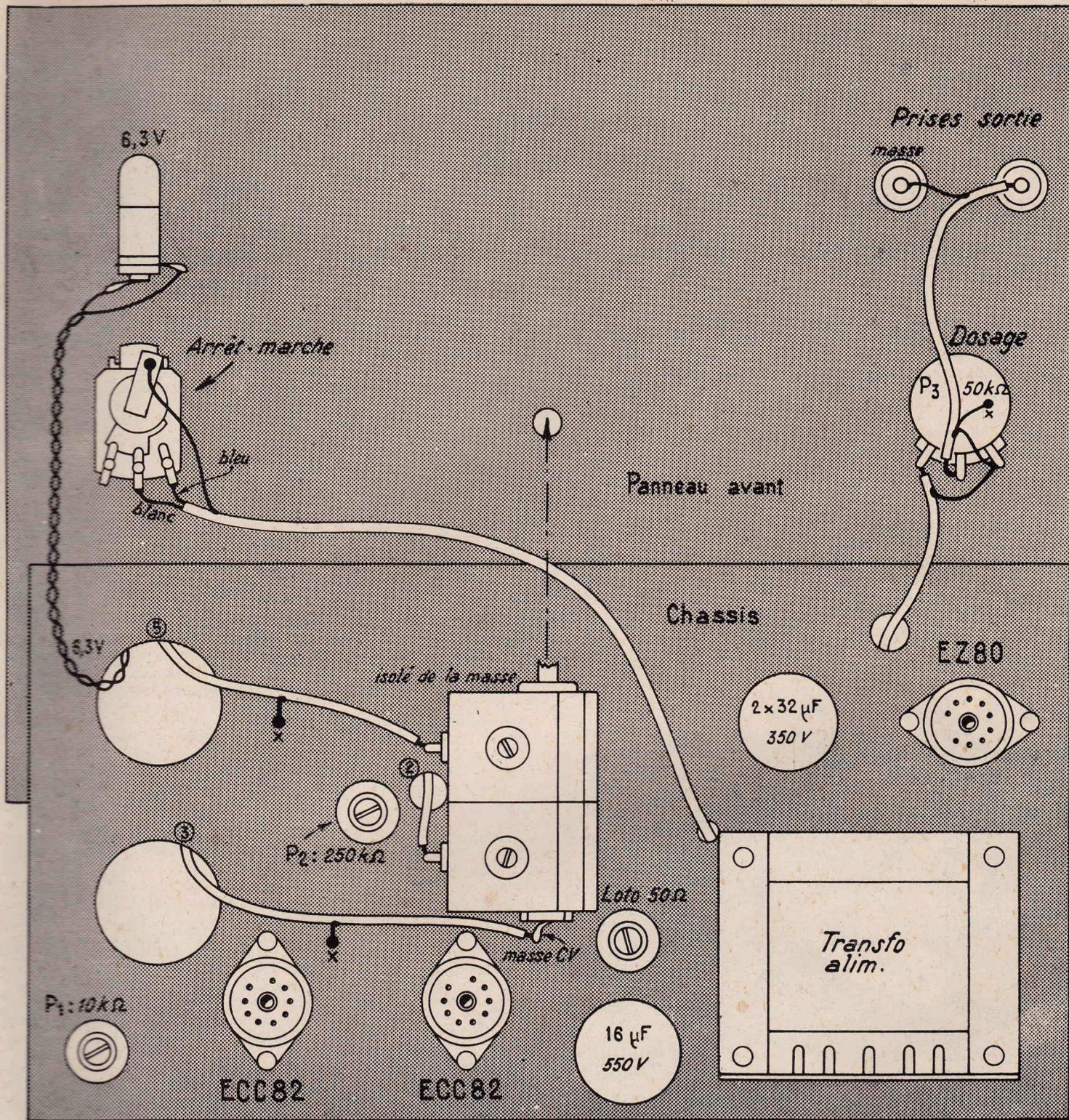


FIG. 8. — Vue de la partie supérieure du châssis et de la face intérieure du panneau avant

haute tension relevées avant et après filtrage. Sur les électrodes des lampes, les tensions varient suivant le régime de l'appareil, nous les avons consignées dans le tableau donné en fin de texte.

Tensions relevées au voltmètre de résistance 10 kΩ par volt. Sur les grilles, au voltmètre électronique. Répartiteur de tensions sur 110, secteur 110 volts. La tension de sortie engendrée par l'appareil varie peu avec la fréquence, elle est de l'ordre de 15 volts en sinusoïdal, et de 70 volts en rectangulaire.

La mise en forme des signaux se fait par observation sur l'écran d'un oscilloscope, par action sur les potentiomètres P<sub>1</sub> et P<sub>2</sub>, et jusqu'à l'obtention d'une sinusoïde parfaite, et de signaux bien carrés. Sur ce dernier point, signalons qu'il est possible que l'amplificateur vertical d'un oscilloscope ne « passe » pas correctement des signaux carrés. En cas de doute, la solution consiste à attaquer directement les plaques du tube cathodique.

C'est essentiellement le potentiomètre P<sub>1</sub> qui détermine cette mise en forme des signaux, P<sub>2</sub>

doit être réglé vers son maximum sans qu'il provoque une déformation de la sinusoïde.

Si l'oscillation cesse en haut ou en bas de gamme, agir sur les condensateurs ajustables du condensateur variable, et sur P<sub>1</sub>.

Il convient enfin d'effectuer l'étalonnage en fréquence, très important. Vous disposez en effet d'un cadran gradué en fréquences. Il faut donc procéder à un calage, de façon que le chiffre du cadran qui se trouve à tout instant en face de l'index corresponde bien à la fréquence émise par l'appareil à ce moment.

On commence par la gamme 20/200 en agissant sur les condensateurs ajustables du C.V. et également du C<sub>1</sub>. Dès que la 50 hertz par exemple est calé à sa place, s'assurer que les autres fréquences 100, 150, 200 suivent bien les graduations du cadran. Ne passer aux deux autres gammes que lorsque la première est correcte, car sinon les graduations ne se recouperont pas pour ces deux gammes 200/2 000 et 2 000/20 000. Ici, ce sont les ajustables C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub> qui agissent respectivement pour chacune de ces gammes.

Pour effectuer l'étalonnage d'un appareil, il faut disposer d'un élément de comparaison, d'un étalon.

Si vous pouvez disposer d'un autre générateur basse fréquence correctement étalonné et

Pour la gamme 200 périodes, vous agirez de même et rechercherez la coïncidence du cadran par exemple sur 500 ou 1 000 périodes. Ces chiffres n'ont d'ailleurs rien d'absolu, il sera même bon de vérifier s'il y a bien simi-

constitue un excellent étalon, toujours disponible, et très exact.

On envoie la tension du générateur dans l'amplificateur vertical. Balayage en sinusoïdal par le 50 périodes du secteur. On observe une figure de Lissajous dont

étalonner la base de l'oscilloscope... qui sert son tour à étalonner la gamme...

Nous nous devons signaler comme autre méthode possible le disque de fré-

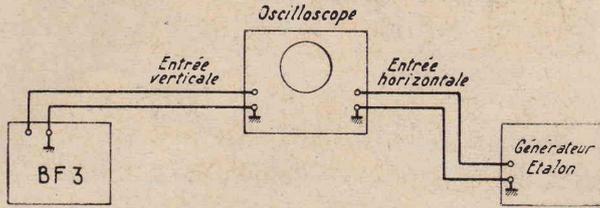


Fig. 9. — Etalonnage à l'aide d'un oscilloscope et d'un générateur étalon

d'un oscilloscope, l'étalonnage de votre nouvel appareil va devenir un plaisir, car vous vous trouverez dans les meilleures conditions requises.

On réalise pour cela le montage représenté en figure 9. La sortie de l'appareil est reliée à l'entrée verticale de l'oscilloscope et celle du générateur étalon est reliée au balayage horizontal.

La combinaison de deux tensions sinusoïdales de même fréquence se traduit par un trait sur l'écran, plus ou moins incliné. La suite se comprend aisément. Pour la gamme 20 périodes par exemple, vous réglez l'étalon et le cadran de votre instrument sur 100 périodes, puis vous agissez sur le condensateur ajustable jusqu'à l'obtention du trait indiquant l'identité des deux fréquences.

litude sur d'autres fréquences. Vous procéderez de façon identique pour la dernière gamme.

Si vous disposez d'un oscilloscope seulement, vous pourrez

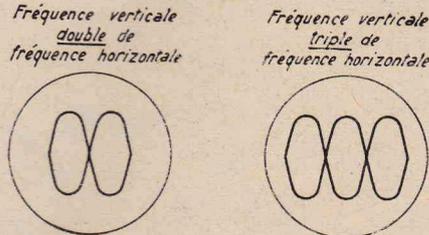


Fig. 11. — Comparaison de deux fréquences à l'aide de l'oscilloscope

quand même effectuer un excellent travail.

Vous réaliserez le montage de la fig. 10.

Prenons l'exemple de l'utilisation du secteur alternatif, qui

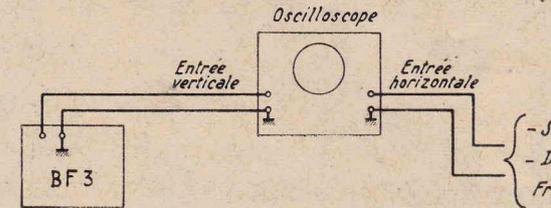


Fig. 10. — Etalonnage à l'aide d'un oscilloscope et d'un disque de fréquences

on « compte les bosses » dans la partie supérieure et horizontale.

La gamme 20/200 s'étalonne très facilement. Lorsque le BF.3 est sur 100 hertz par exemple, on

Un tel disque se trouve en commerce, c'est un disque à 33 tours qui comporte plusieurs plages de fréquences définies les unes des autres

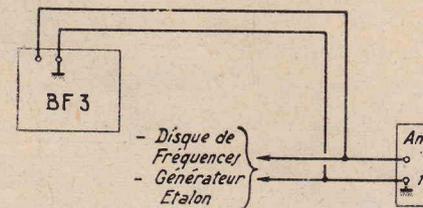


Fig. 12. — Etalonnage effectué sur un oscilloscope, par comparaison

observe 2 bosses ; sur 150 hertz on observe 3 bosses (voir figure 11). Sur la gamme 200/2 000 le comptage est encore possible. Pour la fréquence 250 par exemple, on observe 5 bosses.

Cette méthode est simple et très commode, mais n'est plus aisée sur la gamme 2 000/20 000 en raison de la difficulté de compter un trop grand nombre de bosses. Il est alors possible de procéder comme suit :

La gamme 200/2 000 étant correctement étalonnée, mettre cette fois l'oscilloscope en balayage linéaire, le BF.3 sur le repère 100, soit donc sur la fréquence 1 000 hertz. Agir sur le commutateur des fréquences de balayage, sur le vernier et sur la synchronisation pour observer sur l'écran une seule sinusoïde, bien stable.

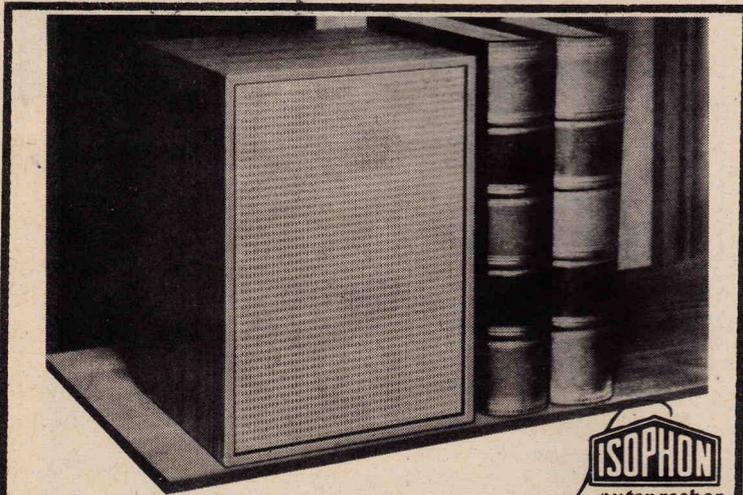
Passer alors sur la gamme 2 000/20 000 et régler l'ajustable pour obtenir par exemple deux sinusoïdes se suivant sur le repère 20 soit 2 000 hertz. On vérifiera et contrôlera ensuite qu'on obtient bien 3 sinusoïdes sur 30 (3 000 Hz), 4 sinusoïdes sur 40 (4 000 Hz)...

En somme, c'est la seconde gamme du BF.3 qui a servi à

s'étendent de 40 hertz à 20 000 hertz. Après amplification intermédiaire d'un étage basse fréquence, vous pouvez envoyer les fréquences de l'étalon sur l'oscilloscope, comme indiqué en figure 10.

Et enfin, si vous n'avez pas d'oscilloscope...

Vous pourrez encore vérifier en sortant en appliquant un secteur à l'entrée d'un amplificateur de sortie du BF.3 et celle issue d'un étalon. Les tensions de sortie qu'elles soient à peu près égales, puis on agit sur la fréquence du BF.3 pour qu'elle soit de celle de l'étalon. Si ce n'est pas le cas, alors un son qui devient de plus en plus grave, et les fréquences se trouvent sur la fréquence lorsque le son est « le plus bas » possible. Sinon, on devrait entendre un tir au silence, d'où le nom à cette méthode, de battement zéro.



## STÉRÉO - BOX - COMPACT — KSB 12-20

Modèle Miniature, avec montage « PRESENCE » pour une adaptation variable.

Dimensions	: 250 x 170 x 180 mm
Puissance admissible	: 12 Watts
Charge maximale pour parole et musique	: 20 Watts
Courbe de réponse d'après DIN	: 60 - 20 000 HZ
Impédance	: 4 - 8 ohms

Le Stéréo Box Compact est d'une utilisation universelle par ses faibles dimensions, sa bande passante, son adaptation d'impédance, sa puissance admissible, son prix.

DOCUMENTATION ET LISTE DE NOS DISTRIBUTEURS

# ISOPHON

Agence en France : 48, bd Sébastopol, PARIS (3<sup>e</sup>) Tél. : 887-15-50

Visitez notre stand à l'Exposition de la Radio à Stuttgart du 27 août au 5 septembre 1965, et au Salon International de la Radio et de la Télévision à Bruxelles, du 9 septembre au 19 septembre 1965.

### Fonctionnement en sinusoïdal

Broches	Fonctionnement en sinusoïdal		Fonctionnement en rectangulaire
	Tube 1	Tube 2	
1	120 V	130 V	120 V
2	+ 14 V	- 0,5 V	+ 14 V
3	+ 17 V	3,2 V	+ 17 V
4	6,3 V alternatif sur ttes posit.		
5	6,3 V alternatif sur ttes posit.		
6	130 V	180 V	130 V
7	0,8 V	0 V	0,7 V
8	4,9 V	9,4 V	4,9 V
9	6,3 V alternatif sur ttes posit.		

# Les SECRETS DE LA RADIO ET DE LA TÉLÉVISION dévoilés aux débutants

N° 14

## LA CONSTRUCTION ET LE MONTAGE MODERNES RADIO - TV - ÉLECTRONIQUE

### LES PROBLÈMES PRATIQUES DES TRANSFORMATEURS DE LIGNE

DANS des études précédentes, nous avons déjà signalé l'intérêt des transformateurs de ligne utilisés pour relier un ou plusieurs haut-parleurs à un amplificateur situé à une distance plus ou moins grande.

Une paire de conducteurs reliant l'amplificateur à un haut-parleur situé à une certaine distance, ou à un groupe de haut-parleurs, est connue sous le nom de ligne de transmission ou simplement de ligne ; mais, on considère surtout, sous ce nom, les conducteurs présentant au point de vue électrique, une longueur assez grande, sans que l'on envisage ici, évidemment, les lignes très longues téléphoniques, qui possèdent des caractéristiques tout à fait spéciales.

Lorsque nous parlons d'une ligne à basse ou à haute impédance, dans les systèmes de distribution sonore, il ne s'agit pas d'une propriété inhérente à la ligne elle-même, mais du fait que les conducteurs sont reliés à une charge à basse ou à haute impédance.

Dans une charge à haute impédance, il faut obtenir un courant faible et une tension élevée et, puisque la perte de ligne est proportionnelle au carré du courant, elle est relativement faible. Dans une charge à basse impédance, le courant est élevé et la tension est faible ; par suite, la perte de ligne correspondante est importante. Une impédance élevée peut être changée en une impédance faible, ou vice versa, en employant un transformateur de ligne de rapport convenable, dont nous avons déjà signalé à plusieurs reprises les avantages.

Les impédances de l'ordre de 1 à 32 ohms sont généralement considérées comme des basses impédances, dans les montages électroacoustiques, tandis que des impédances de 50 à 500 ohms et davantage constituent des impédances élevées.

Comme nous l'avons également noté, il est désirable d'établir des montages à haute impédance pour réduire les pertes d'énergie dans les conducteurs de ligne, pour un niveau sonore faible. Le facteur de capacité de ligne qui est négligeable pour les impédances faibles

des bobines mobiles commence à devenir important, lorsque l'impédance de charge est accrue ; la capacité des deux conducteurs de ligne placés en parallèle sur les haut-parleurs, agit en diminuant la tension disponible pour les fréquences élevées.

ohms, l'impédance de sortie de l'amplificateur sera, de même, de l'ordre de 333 ohms ; si l'on employait trois haut-parleurs avec transformateurs de 1500 ohms, l'impédance de sortie de l'amplificateur serait de l'ordre de 500 ohms.

appliquée sur le premier haut-parleur  $W_1$  a ainsi pour expression

$$W_1 = V^2/Z_1$$

La puissance  $W_2$ , appliquée sur le deuxième haut-parleur, a également pour expression :

$$W_2 = V^2/Z_2$$

Le rapport des puissances correspond ainsi au rapport inverse des impédances, d'après l'expression :

$$W_1/W_2 = Z_2/Z_1$$

et la puissance de chaque appareil est inversement proportionnelle à son impédance.

Si l'on veut appliquer sur le premier appareil une puissance de 20 W et sur le deuxième une puissance de 10 W, le rapport des puissances est donc 20/10 et l'impédance du deuxième haut-parleur doit être le double de celle du premier ; l'impédance du transformateur de ligne du premier pourra être ainsi de 500 ohms, et celle du second de 1000 ohms. On retrouve, sous une autre forme, une règle exposée dans un article précédent.

L'impédance totale, formée par les deux haut-parleurs en parallèle aura ainsi pour valeur, d'après la règle de combinaison des impédances :

$$\begin{aligned} 1/Z &= 1/Z_1 + 1/Z_2 \\ Z &= Z_1 \cdot Z_2 / (Z_1 + Z_2) \\ &= 500 \cdot 1000 / 1500 = 333 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Ce mode de montage est toujours le même, quel que soit le cas considéré. Nous voulons, par exemple,

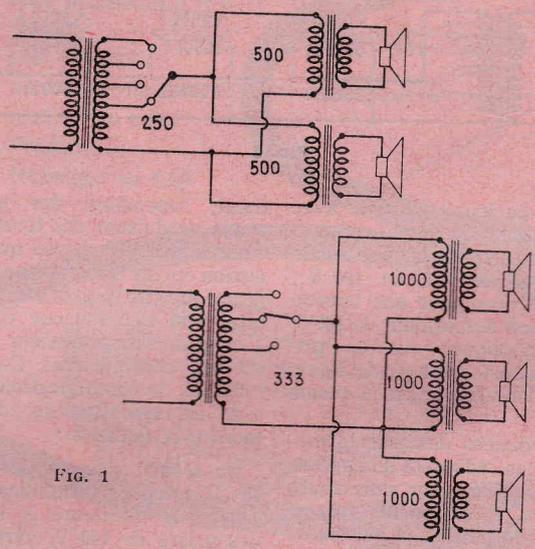


Fig. 1

#### L'EMPLOI DES HAUT-PARLEURS MULTIPLES SUR LES LIGNES

Lorsqu'on envisage l'utilisation de plusieurs haut-parleurs, l'adaptation est relativement simple, lorsque tous ces haut-parleurs ont la même capacité et doivent être alimentés tous avec la même puissance. Dans ce cas, tous les haut-parleurs doivent avoir, en effet, la même impédance ; on les monte en parallèle et l'impédance du transformateur de sortie doit être égale à l'impédance de l'ensemble, c'est-à-dire à l'impédance unitaire des haut-parleurs divisée par leur nombre (fig. 1).

Par exemple, avec deux haut-parleurs à transformateurs de ligne de 500 ohms, en parallèle, l'impédance de sortie de l'amplificateur doit être de  $500 : 2 = 250$  ohms.

S'il y a trois haut-parleurs, ayant chacun une impédance avec transformateur de lignes de 1000

ohms, le problème est plus compliqué, rappelons-le, lorsque les différents haut-parleurs ne doivent pas être alimentés avec la même puissance, soit parce qu'ils sont de types différents, soit parce qu'ils doivent produire des effets sonores différents.

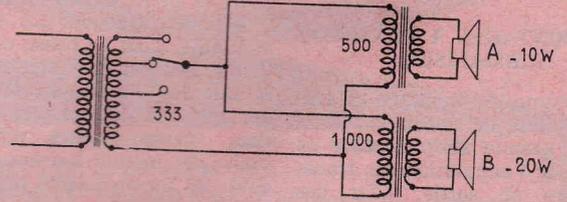


Fig. 2

On peut ainsi avoir à alimenter un haut-parleur avec une puissance de 10 watts, et un autre avec une puissance de 20 watts (fig. 2). Supposons que l'impédance du premier soit  $Z_1$  et celle du second  $Z_2$ , la tension  $V$  produite à leurs bornes est la même puisqu'ils sont disposés en parallèle ; la puissance

réaliser une installation avec trois haut-parleurs, et des transformateurs de ligne, de façon à appliquer 10 W sur les deux premiers éléments et 5 W sur le troisième. Les impédances des transformateurs de ligne des deux premiers seront donc égales, et l'impédance correspondant au troisième haut-

parler sera le double des deux autres, suivant la relation :

$$Z_1 = Z_2 = 1/2 Z_3$$

Si les deux premiers haut-parleurs sont montés avec des transformateurs à impédance de ligne de 300 ohms, le troisième devra être monté avec un transformateur à impédance de ligne de 1 000 ohms. L'impédance totale fournie par les trois haut-parleurs en parallèle, suivant la règle de composition des impédances, aura pour expression :

$$Z = \frac{1\ 000}{2 + 2 + 1} = \frac{1\ 000}{5} = 200\ \text{ohms}$$

Il faut donc utiliser une prise de transformateur de sortie correspondant à environ 200 ohms.

De la même manière, il est possible de résoudre tous les problèmes qui peuvent se poser. On peut ainsi avoir à envisager le montage sur une installation d'un haut-parleur de contrôle de faible puissance, destiné uniquement à vérifier le fonctionnement normal de l'installation, et qui a ainsi une puissance très faible ne dépassant pas un watt. Ce haut-parleur de contrôle doit présenter un élément de forte impédance, qui est relié en dérivation sur la ligne à faible impédance, à la sortie de l'amplificateur.

Supposons que l'impédance de la ligne soit ainsi Z, et que l'amplificateur produise une puissance W, si l'impédance de liaison du haut-parleur témoin a pour expression Z<sub>1</sub>, et qu'elle est très grande par rapport à Z, la puissance appliquée sur ce haut-parleur est diminuée dans le rapport des impédances, et a pour valeur :

$$W_1 = WZ/Z_1$$

Supposons, par exemple, que la ligne de transmission ait une impédance de 250 ohms et fournisse une puissance de 20 watts, lorsqu'on relie sur cette ligne un haut-parleur de contrôle d'une impédance de 5 000 ohms, la puissance appliquée est diminuée dans le rapport de 250 à 5 000, et a donc pour valeur :

$$W_1 = 20 \times 250/5\ 000 = 1\ \text{watt}$$

Bien entendu, il est alors possible de régler le volume sonore produit par le haut-parleur de contrôle en utilisant une résistance de quelques milliers d'ohms, disposée en série.

### LES MONTAGES A TENSION NORMALISEE

Le système de montage à tension constante ou normalisée permet une grande simplification du calcul et de l'adaptation des transformateurs de sortie, pour des haut-parleurs multiples de puissance différentes, dans les liaisons par ligne.

Comme nous l'avons indiqué précédemment, lorsque la ligne de liaison atteint une certaine longueur, elle peut présenter une résistance du même ordre de grandeur que celle des bobines mobiles des haut-parleurs, et une partie appréciable de la puissance est

alors dissipée dans la ligne sans utilisation efficace. Il est alors recommandable d'effectuer la transmission sous une tension élevée, comme on le fait pour le transport de la force motrice, ou sur des descentes d'antennes anti-parasites. En pratique, la transmission est effectuée en choisissant une impédance intermédiaire entre celle de la bobine mobile et celle du circuit de sortie de l'amplificateur.

Les transformateurs de sortie d'un grand nombre d'amplificateurs de grande ou de moyenne puissance, comportent ainsi, en dehors des prises à basse impédance habituelles pour la liaison directe, des prises supplémentaires, dites de ligne. Ce qui nécessite normalement l'utilisation des transformateurs intermédiaires, placés sur chacun des haut-parleurs pour restituer les conditions normales et adapter l'impédance de ligne à celle de la bobine mobile.

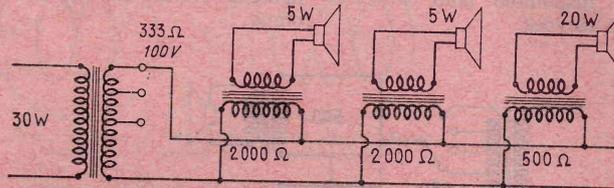


Fig. 3

Les haut-parleurs équipés avec transformateurs de ligne comportent ainsi, par exemple, une sortie à tension normalisée de 100 V ; cela signifie que, pour une tension de modulation sinusoïdale de 100 V efficaces, appliquée sur le primaire du transformateur de ligne, le haut-parleur fonctionne à pleine puissance.

Les impédances des transformateurs de lignes, adaptées à des haut-parleurs de différentes puissances sont encore inversement proportionnelles à la puissance nominale.

La simplification du problème de couplage des haut-parleurs est importante, puisque cela permet de monter en parallèle sur une seule ligne de modulation et sans aucune difficulté, des haut-parleurs de puissances très différentes. Chacun reçoit ainsi une énergie proportionnelle à sa puissance nominale, sans risque de surcharge pour les petits éléments, ou de défaut de charge pour les éléments puissants. Tout se passe comme si l'on reliait sur les mêmes fils du réseau des lampes d'éclairage ou des appareils électriques quelconques de puissances différentes, mais de même tension, et l'on évite les inconvénients des montages en série ou en série-parallèle.

On voit ainsi sur le tableau 1, à titre d'exemple, les différentes impédances d'entrée d'une gamme de haut-parleurs adaptés pour une tension de 100 V et, dans une autre colonne, les valeurs inverses de l'impédance.

Une formule simple peut alors indiquer le rapport d'un transformateur de haut-parleur adapté sur

une tension constante de 100 V, par exemple, en fonction de l'impédance Z de sa bobine mobile, et de sa puissance nominale W :

$$n = 100/\sqrt{ZW}$$

Les amplificateurs de ce genre comportent ainsi une prise de sortie à tension maximale standardisée, dont l'impédance dépend de la puissance de l'amplificateur. Cette impédance, inversement proportionnelle à la puissance, a ainsi, pour un amplificateur de 60 W, une valeur de :

$$Z = V^2/W = 100^2/60 = 166\ \text{ohms.}$$

Pour un amplificateur de 20 W, elle sera de 500 ohms, d'après l'expression analogue :

$$Z = V^2/W = 100^2/20 = 500$$

On voit sur les tableaux 2 et 3, d'ailleurs, les caractéristiques de transformateurs de sortie d'amplificateurs de 60 et 30 W. Ces transformateurs comportent générale-

ment un transformateur \* d'adaptation qui suffit toujours d'utiliser simple :

$$Z = V^2/W.$$

Dans laquelle : Z est l'impédance du primaire du transformateur d'adaptation en ohms, carré de la sortie, c'est-à-dire 70<sup>2</sup> ou 140<sup>2</sup> et W, la puissance tréée désirée sur le haut-parleur.

Dans un but de simplification, la valeur de V<sup>2</sup> pour une prise du primaire est arrondie à la valeur la plus voisine. Puisque la puissance de l'amplificateur ne doit pas entrer en ligne de compte dans les calculs, il faut se rappeler que la puissance désirée pour un haut-parleur ne doit pas dépasser la puissance totale disponible sur les amplificateurs.

L'impédance primaire du haut-parleur devrait être de 166 ohms ; mais cette valeur n'est pas habituelle. Il suffit, en fait, de choisir un transformateur ayant un primaire de 100 V avec un secondaire convenable. Dans le cas où l'on peut utiliser un élément de substitution de ce genre, tout transformateur ayant un rapport d'impédance correcte entre le primaire et le secondaire peut être utilisé.

Pour le haut-parleur B, il faut un primaire de 333 ohms, qui correspond à un primaire de 100 V et un secondaire de 166 ohms ; une autre méthode consiste à envisager un transformateur dissipant une puissance de 5 watts et, par conséquent, de prévoir 20 watts pour la puissance désirée. Dans ces conditions, le transformateur exigera un rapport d'impédance primaire de 250 ohms (fig. 4).

Le haut-parleur C n'exige pas de précaution spéciale pour l'adaptation. Le haut-parleur D et E, il faut adopter un transformateur d'adaptation d'environ 833 ohms. Le transformateur ayant un rapport d'impédance de 1 000 ohms et un secondaire de 4 ohms permettrait d'obtenir des résultats satisfaisants sans les inconvénients pratiques généraux.

Un défaut d'adaptation peut entraîner des inconvénients plus sérieux, suivant que le haut-parleur est plus ou moins surchargé. Il reçoit une énergie convenable, mais il faut fournir un effort sonore non négligeable, bien s'il est nécessaire d'augmenter le niveau sonore sur le haut-parleur et, par suite, de passer la puissance totale disponible.

Avant d'utiliser un transformateur différent, il faut substituer la valeur du primaire de ce transformateur dans la formule précédente et déterminer la puissance désirée. Si le résultat montre que les conditions nécessaires sont remplies, la solution est possible dans de telles conditions.

En général, un transformateur produisant un défaut d'adaptation de l'ordre de ± 10 % peut

utilisé sans déterminer un trouble appréciable des niveaux de puissance sonore ; cependant, si l'on ne trouve pas de transformateur disponible présentant une tolérance de prise de sortie permettant de modifier suffisamment la liaison, en particulier, si le haut-parleur présente des caractéristiques correspondant exactement à la puissance désirée, ou de telle sorte qu'il n'est pas surchargé, il est possible d'employer la prise sur le bobinage correspondant à une valeur plus élevée.

Dans tous les cas, le système doit être à nouveau contrôlé, de façon à vérifier que le haut-parleur n'est pas surchargé.

### UN PROBLEME IMPORTANT : LA MISE EN PHASE

Une autre considération importante pour l'adaptation convenable des haut-parleurs consiste à contrôler la phase convenable des différents éléments les uns par rapport aux autres ; c'est là, sans doute, un problème simple, mais parfois négligé.

Si les haut-parleurs ne sont pas convenablement mis en phase, le son produit par l'un d'eux peut affaiblir les sons qui proviennent des autres ; il en résulte de véritables zones de silence ou, tout au moins, d'affaiblissement, lorsque deux ou plusieurs haut-parleurs sont employés dans la même salle. Lorsque les haut-parleurs sont connectés en phase, le son provenant d'un élément renforce les autres et assure ainsi une distribution sonore maximale avec le minimum de puissance.

Rappelons ainsi le procédé simple de contrôle de la phase ; il consiste à employer simplement un petit élément de pile de lampe de poche de 1,5 volt que l'on connecte aux bornes d'entrée du haut-parleur. On doit obtenir le déplacement du diffuseur conique vers l'intérieur, ce que l'on constate en appuyant le doigt sur la surface ; à ce moment, on note la polarité de la batterie, et des bornes correspondantes du haut-parleur.

On répète la même opération pour tous les haut-parleurs ; lorsqu'on effectue le câblage, on relie ensemble les bornes de même polarité, excepté, bien entendu, pour le montage en série, pour lequel

on relie la borne positive d'un élément à la borne négative de l'autre.

Si l'élément comporte un bobinage anti-ronflement, il doit être temporairement court-circuité pendant cette opération de contrôle de la phase.

Lorsque les haut-parleurs sont montés en parallèle, et si l'un d'eux est détérioré pour une raison quelconque, l'énergie disponible est fournie évidemment aux autres ; ainsi, les haut-parleurs qui restent en circuit peuvent être plus ou moins détériorés, si tous les haut-parleurs en fonctionnement sont alimentés aux environs de leur puissance maximale admissible. Cependant, cet inconvénient peut être évité en assurant le fonctionnement des haut-parleurs à environ 75 % de leur taux de charge continue.

prise à tension normalisée, ce calcul est inutile, puisque la formule d'adaptation ne dépend pas, comme nous l'avons montré, de la puissance totale utilisée.

### DES CAS PARTICULIERS DE MONTAGE

Le haut-parleur utilisé et monté dans le secondaire du transformateur de ligne ne fonctionne pas toujours à sa puissance nominale exacte : dans certaines installations, on est amené, pour des raisons de disposition matérielle, à brancher un plus grand nombre de haut-parleurs, même en les utilisant en-dessous de leur puissance nominale. Dans ce cas, on peut être amené également à utiliser des prises de sortie fournissant des tensions inférieures à la valeur normalisée.

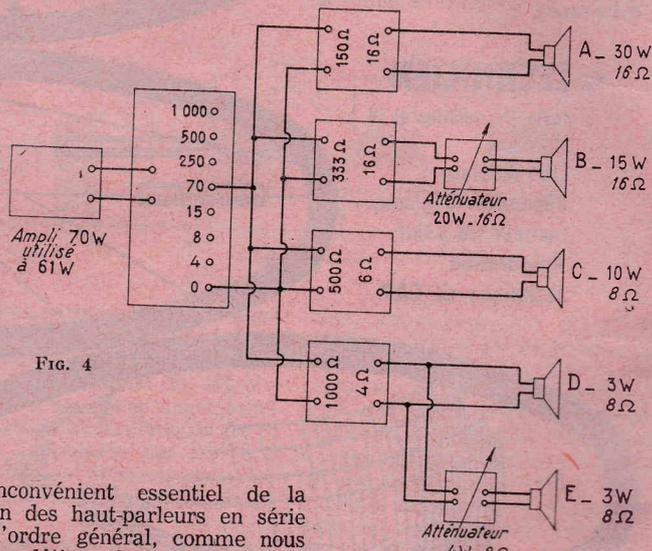


FIG. 4

L'inconvénient essentiel de la liaison des haut-parleurs en série est d'ordre général, comme nous l'avons déjà noté, si l'une des bobines mobiles d'un élément est coupée, tous les haut-parleurs sont mis automatiquement hors service et, comme il en résulte une grande variation des tensions, il peut se produire des détériorations supplémentaires. Dans le cas où la connexion en série est nécessaire, il est recommandable d'isoler électriquement des haut-parleurs en isolant individuellement chaque support de montage.

Si le choix est possible, on peut, par exemple, choisir une prise de sortie à tension constante, de l'ordre de 70 à 100 volts, ce qui permet facilement une modification du montage. Dans la méthode habituelle, si l'on désire placer des haut-parleurs additionnels, il est nécessaire d'étudier à nouveau les valeurs de tous les transformateurs d'adaptation, puisque la puissance totale a été modifiée. Avec une

Supposons, par exemple, que nous devons relier sur la ligne dix haut-parleurs de 3 W, d'une impédance de 3 333 ohms, deux de 10 W, d'une impédance correspondant à 1 000 ohms, et un de 25 W, d'une impédance correspondant à 400 ohms, comme le montre le tableau I, et que l'amplificateur à tension de 600 volts soit de 60 W. D'après ces données, on peut chercher la meilleure adaptation, et calculer rapidement la puissance électrique fournie par l'amplificateur à chacun des éléments.

L'impédance résultante peut être déterminée rapidement, d'après l'expression qui indique l'impédance totale de plusieurs haut-parleurs en parallèle, c'est-à-dire en additionnant les inverses des impédances, indiqués, d'ailleurs, sur

la troisième colonne 1, 2 et 3. Ainsi la somme de ces tableaux directement les valeurs de Z, et l'opérateur encore plus simple

10 haut-parleurs de pendent à 0,003  
2 haut-parleurs de pendent à 0,0010  
1 haut-parleur de pond à ... 0,002

Soit au Il suffit de chercher la troisième colonne le nombre qui se rapporte de cette valeur, et 1/Z = 0,0087, ce qui est une impédance Z = le chiffre à adopter.

Nous pouvons également miner la puissance à chaque haut-parleur à chaque puissance. Mais l'amplificateur ne reçoit que 60 W ; chaque haut-parleur est, en (10×3) + (10×2) + Mais l'amplificateur ne reçoit que 60/75 de minale, c'est-à-dire d'après les chiffres haut, 2, 4, 8 et 20 W, de la puissance fournie (2,4×10) + (8×2) + ce qui correspond à réelle de l'amplificateur

Un autre cas se présente de manière inverse, lorsque l'amplificateur peut fournir, une puissance supérieure à la puissance utilisée, c'est ce qu'il est insuffisamment

C'est là un cas qui se présente avec les amplificateurs à tension de sortie variable. La valeur à pleine charge est nué, mais, en général, le rendement est pratiquement constant et, avec des liaisons standard, la puissance des haut-parleurs est auto

Si l'on utilise un amplificateur produisant une tension à vide, il devient de placer hors du circuit plusieurs haut-parleurs en ligne, sans maintenir une tension constante par des substitutions.

Cependant, si la tension est insuffisante, la puissance à vide peut devenir insuffisante pour dépasser 20 décibels, le haut-parleur de plus de dix peut devenir dangereux pour les haut-parleurs et pour l'opérateur même. Il peut alors être recommandable de monter un transformateur ou le secondaire du transformateur une résistance équivalente à l'impédance primaire ou du secondaire et qui doit dissiper une puissance égale à celle du haut

TABEAU I

Puissance nominale	Z	1/Z
30	333	0,0030
25	400	0,0025
20	500	0,0020
15	666	0,0015
12	833	0,0012
10	1 000	0,0010
8	1 250	0,0008
6	1 670	0,0006
4	2 500	0,0004
2	5 000	0,0002

TABEAU II

V	Z	1/Z
100	166	0,0060
83	115	0,0087
70	80	0,0125

TABEAU III

V	Z	1/Z
100	333	0,0030
83	230	0,0043
70	160	0,0062

# NOUVEAU VOCABULAIRE RADIO T V ÉLECTRONIQUE

(Suite voir n° 1088)

**Bande étalée** (Dispositif à). — Dispositif d'accord utilisé dans certains radio-récepteurs pour « étaler », en quelque sorte, les fréquences des émissions à recevoir sur une seule bande de fréquences, couvrant entièrement l'étendue de l'échelle de repère. Le procédé peut comporter, par exemple, de petits condensateurs variables reliés en parallèle avec les condensateurs d'accord normaux.

**Bande** (Largeur de). — Largeur d'une bande de fréquences nécessaire pour une utilisation particulière en radiophonie ou en télévision, par exemple, ou gamme de fréquences, dans laquelle les caractéristiques d'un appareil répondent à des données bien définies.

**Bande** (Facteur d'expansion de). — En radiophonie à modulation de fréquence, c'est le rapport de la largeur de bande totale transmise, et à la fréquence de modulation, et qui correspond à deux fois le rapport de déviation.

**Bande** (Spectre de). — Spectre composé d'un grand nombre de lignes spectroscopiques si rapprochées qu'elles forment des sortes de bandes. Ce terme est généralement appliqué au spectre des molécules et, dans la technique nucléaire, le spectre de bande est utilisé pour étudier les caractéristiques des éléments en essai.

**Bande** (Filtre de). — Système de circuit électrique destiné à laisser le passage à des courants dans une bande de fréquences comprise entre une limite inférieure et une limite supérieure déterminées, à l'exclusion des courants des autres fréquences.

**Bande étalée** (Système à). — Dans un radio-récepteur, dispositif comportant, généralement un condensateur trimmer combiné avec le condensateur d'accord principal pour étendre l'accord d'une seule bande sur toute l'étendue du cadran, de façon à augmenter la précision de l'accord sur une bande de fréquences déterminée, et comportant des émissions très nombreuses.

**Méthode de transmission à double bande latérale**, dans laquelle la bande de fréquences de modulation est décalée en fréquence, de telle sorte que les bandes latérales produites par la modulation sont séparées en fréquence de l'onde porteuse, d'une valeur égale à la largeur de bande de l'onde originale de modulation, et que les signaux de distorsion peuvent être filtrés par le système de sortie démodulateur.

**Bande étalée** (Système mécanique à). — Sur un radio-récepteur, ou un autre matériel à haute fréquence, dispositif comportant un vernier mécanique qui permet d'assurer une plus grande précision d'accord sur le cadran principal en augmentant, en réalité, la déviation de réglage.

**Bande** (Compression de). — Technique employée en télévision, dans laquelle on utilise deux canaux de signaux d'images pour obtenir une définition élevée. Un des canaux permet de transmettre les détails en basse et haute fréquence; l'autre sert à transmettre les détails les plus fins, en abaissant le niveau de l'onde porteuse pour assurer la transmission des fréquences les plus élevées, en tenant compte de la largeur de bande disponible. En combinant ce procédé avec la méthode de balayage, il devient possible de transmettre les fréquences les plus élevées dans les images à balayage alterné.

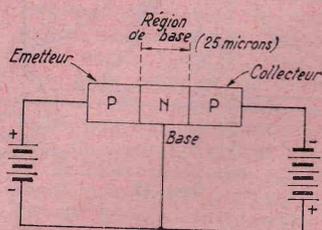


FIG. 1

**Bar**. — Unité métrique de pression égale à un million, soit  $10^6$  dynes par  $\text{cm}^2$  et légèrement inférieure à une atmosphère. En acoustique, le bar correspondait antérieurement à une dyne par centimètre carré et, pour éviter la confusion, on emploie plutôt maintenant le **microbar**, ou dyne par centimètre carré. L'ambiguïté a été causée par l'emploi de ce terme, comme synonyme de barye, unité absolue de pression (voir plus loin).

**Barn**. — Unité utilisée en technique nucléaire correspond à une section transversale égale à  $10^{-24}$  centimètre carré et employée pour évaluer la section transversale des noyaux atomiques.

**Barkhausen** (Effet). — Succession de changements brusques de magnétisation produite sur une pièce de fer ou de matériau magnétique sous l'action d'une force de magnétisation variable.

**Barogramme**. — Courbe tracée par le style d'un barographe.

**Barographe**. — Instrument mesurant et enregistrant la pression de l'atmosphère, et qui est constitué, en fait, par un baromètre enregistreur.

**Barométrique** (Contacteur). — Contacteur actionné par un système anéroïde, dont le fonctionnement dépend de la pression barométrique.

**Baroscope**. — Dispositif de mesure de la pression; il peut consister en un tube en U ouvert à une extrémité dans l'atmosphère, et rempli partiellement avec un liquide, dont le niveau indique la pression, et qui est relié à l'autre extrémité à la source de pression inconnue.

**Barosphère**. — Nom souvent appliqué à la région de l'atmosphère qui se trouve à une altitude supérieure à 8 kilomètres.

**Barothermographe**. — Instrument qui enregistre automatiquement la température et la pression, et qui est constitué ainsi par la combinaison d'un barographe et d'un thermographe.

**Barretter**. — Résistance métallique variable sensible, dont la résistance augmente avec la température, et qui est utilisée comme dispositif de mesure ou de contrôle. Elle est souvent enfermée dans une ampoule de verre, afin d'éviter les changements de ses caractéristiques dus aux actions du milieu ambiant (voir tube ballast et bolomètre).

**Barre de réglage**. — Barre utilisée dans les réacteurs nucléaires pour absorber les neutrons, et qui permet de régler la puissance fournie par la pile atomique.

**Barrette**. — Petite barre de cuivre mince percée de trous à ses extrémités, ce qui permet de la serrer sous des bornes. La barrette établit une connexion de faible résistance entre deux éléments d'accumulateurs ou entre deux montages; elle permet de pratiquer des prises convenables sur un transformateur d'alimentation, de mettre un organe du montage en circuit, hors-circuit, ou en court-circuit.

**Barye**. — Unité CGS de pression valant une dyne par centimètre carré et adoptée au Congrès International de Physique. Une unité plus grande est constituée par le bar égal à  $10^6$  baryes et qui correspond à 760 mm de mercure. La définition du bar a été adoptée internationalement et la définition antérieure correspondant à une dyne par centimètre carré est abandonnée.

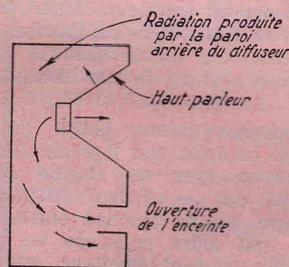


FIG. 2

**Baryum** (Titanate de). — Matériau céramique cristallin préparé avec du bioxyde de titane et du baryum. Il possède des propriétés ferro-électriques et surtout piézo-électriques et peut supporter des températures plus élevées que le Sel de La Rochelle. Ses propriétés diélectriques sont supérieures à la moyenne, et son coefficient de température est négatif; il est employé pour constituer des condensateurs compacts et non inductifs, pour former des transducteurs ultra-sonores, en particulier, pour les trans-

missions sous-marines, pour établir des capteurs dans un grand nombre d'appareils électroniques, pour la mesure des vibrations, des accélérations, et surtout, maintenant, dans les microphones et les pick-ups (voir ces mots).

**Base**. — Electrode d'un transistor qui correspond d'une manière élémentaire à la cathode d'un tube à vide; support portant l'enduit magnétique servant à l'enregistrement des pistes aimantées dans les machines magnétiques.

**Base** (Région de). — Région ou section d'un élément à semi-conducteur, tel qu'un transistor, qui entoure l'électrode de base. On voit sur la figure 1 un transistor triode PNP avec l'élément N dans la région de base, et l'élément P comprenant l'émetteur et le collecteur.

**Base de temps**. — Dispositif de commande du faisceau électronique d'un oscillographe cathodique ou d'un tube-image de télévision, assurant le balayage de l'écran fluorescent par le spot électronique produit par le canon à électrons.

**Basses**. — Fréquences audibles sur la gamme inférieure du spectre au-dessous de 250 Hz.

**Basses** (Renforceur de). — Montage qui amplifie les sons graves correspondant aux fréquences les plus faibles et souvent, d'ailleurs en atténuant les fréquences les plus élevées, ce qui constitue un effet uniquement apparent, qui n'est pas recommandable.

**Basses** (Compensateur de). — Montage qui compense la sensibilité plus faible de l'oreille pour les sons faibles de fréquence peu élevée. Le résultat est obtenu en amplifiant davantage les sons graves que les sons aigus au fur et à mesure de la réduction de l'intensité sonore.

**Basses** (Contrôleur de). — Système de contrôle manuel de la tonalité qui permet de modifier le niveau des sons de fréquence peu élevée dans un amplificateur BF.

**Bass Réflex**. — Expression anglosaxonne désignant une enceinte acoustique, dans laquelle est placé le haut-parleur ou l'ensemble des haut-parleurs et constituant un dispositif destiné spécialement à renforcer les sons graves. Le boîtier en matière insonore comporte à la partie frontale une ouverture de forme rectangulaire en-dessous du haut-parleur principal; les formes extérieures peuvent être très variées, et on peut établir, en particulier, des meubles d'encoignure faciles à placer et donnant de bons résultats acoustiques, en améliorant les réflexions produites par les murs de la pièce où a lieu la reproduction sonore; des systèmes particuliers sont prévus lorsqu'il s'agit d'assurer une reproduction stéréophonique avec deux canaux sonores distincts (fig. 2).

# LES CIRCUITS IMPULSIONNELS A TRANSISTO

(Suite - voir n° 1088)

Jusqu'à présent, nous n'avons étudié que des montages où les transistors fonctionnaient à l'état bloqué ou à l'état saturé, c'est-à-dire que le point de fonctionnement des transistors passait de A en A' (voir figure 41). Ce n'est évidemment pas le seul type de fonctionnement que l'on peut imposer à un transistor.

Examinons la figure 41 qui nous donne l'allure des courbes représentant les variations du courant collecteur en fonction de la tension entre collecteur et émetteur. On y remarque que le courant  $I_c$  passe par trois zones à mesure que l'on augmente  $V_{ce}$ , ceci pour un courant de base donné (à chaque courbe de la figure correspond un courant de base  $I_b$ , entre deux courbes; la plus haute correspond au courant  $I_b$  le plus élevé); les deux premières zones nous sont déjà connues, ce sont la

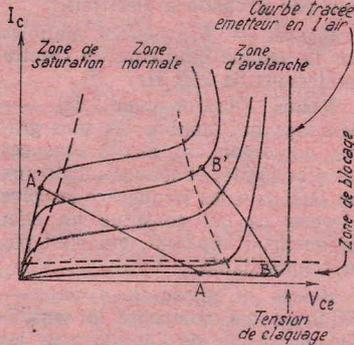


Fig. 41

zone de saturation et la zone de fonctionnement normal; la troisième correspondant aux  $V_{ce}$  élevées est la zone d'avalanche, c'est cette dernière que nous utiliserons dans les montages que nous étudierons par la suite. Pour mémoire citons une quatrième zone correspondant aux  $I_c$  quasi nuls et qui est la zone de blocage.

Parlons plus en détail de la zone d'avalanche.

## K. - LES TRANSISTORS FONCTIONNANT EN AVALANCHE

### K1. Avalanche - Tension de claquage

Qu'est-ce que le phénomène d'avalanche? On sait que le courant électrique est produit par le mouvement de charges électriques qui sont soit des électrons, soit des trous, les premiers chargés négativement, les seconds positivement. Mais ces charges se meuvent dans un solide dont la structure interne est ordonnée et formée d'atomes placés en des points que les électrons peuvent rencontrer. Il s'avère que des électrons possédant une certaine énergie, c'est-à-dire une certaine

vitesse, peuvent arracher un électron à l'atome qu'ils rencontrent et lui donner aussi une certaine énergie. Il est donc possible par une suite de tels chocs de multiplier énormément le nombre des électrons. A cela une seule condition, que ceux-ci aient une grande énergie.

Or, justement une grande différence de potentiel entre deux points fait accélérer les électrons, leur donnant une énergie suffisante pour en extraire d'autres.

Il est donc logique qu'aux tensions  $V_{ce}$  (et par suite  $V_{cb}$  puisque  $V_{eb}$  est très faible quand le transistor fonctionne et que la relation (2) vue dans notre premier article du n° 1081 du Haut-Parleur, donne:  $V_{ce} = V_{eb} + V_{cb}$ )

fortes le courant  $I_c$  augmente considérablement pour une certaine tension.

Remarquons deux types de courbes d'avalanche les unes ne présentant pas de partie à pente négative les autres en présentant une. Les premières correspondent à des courants  $I_b$  soit positifs, soit négatifs, mais de valeur absolue inférieure à  $I_{b0}$ ; les secondes correspondent à des courants  $I_b$  négatifs et de valeur absolue supérieure à  $I_{b0}$ ; ceci avec les conventions de signe faites au paragraphe A3 de notre première leçon. On distingue bien sur la figure 42 ce que nous venons de dire.

### K2. Etage à un transistor

Considérons un seul transistor polarisé comme il est indiqué sur la figure 43. Le courant de base moyen est de 1 mA et la tension d'alimentation  $V_{ce}$  est presque égale à la tension de claquage. La jonction émetteur base est polarisée légèrement en inverse et le point de fonctionnement du transistor est en D sur la figure 44.

Supposons qu'une petite quantité de courant soit injectée dans l'émetteur (par un moyen non indiqué sur la figure) de telle manière que la jonction émetteur base soit alors polarisée en direct. Ce courant émetteur atteint alors le collecteur et est multiplié par avalanche, cependant que le courant base reste constant puisque égale à peu près à :

$$\frac{V_b}{R_b} = 1 \text{ mA}$$

On démontre que de façon générale on a :

$$I_c = M (\alpha I_e + I_{c0})$$

$$\text{avec } M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{ce}}{V_B}\right)^\alpha}$$

$V_B$  = tension de claquage.  
 $m$  = coefficient dépendant de la nature du transistor.

Donc  $M$  est d'autant plus grand que  $V_{ce}$  est voisin de  $V_B$ .

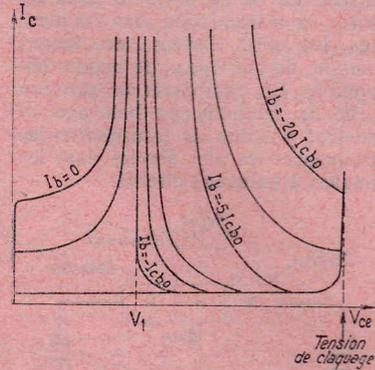


Fig. 42

Le courant collecteur augmente et  $I_b$  étant constant,  $I_c$  augmente puisque la batterie  $V_{ce}$  ne peut pas stocker de courant. Alors  $V_{ce}$  diminue donc  $M$  aussi et  $I_c$  augmente moins. On tend alors vers un point d'équilibre en A où reste le transistor jusqu'à ce qu'on lui applique une impulsion qui le ramène à nouveau en D. Ainsi, le circuit de la figure 43 peut fonctionner en bistable puisqu'il présente deux points de fonctionnement stables, à savoir D et A.

On pourrait montrer que le point B est un point de fonctionnement instable où le transistor ne s'arrête pas, mais la démonstration en est trop complexe pour que nous la fassions ici. De même on peut montrer, et nous l'admettons, que le temps de montée de D en A est indépendant de la charge R.

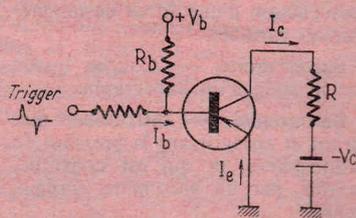


Fig. 43

De manière imagée et simple, est stable tout point pour lequel la pente — de la droite de charge R

est inférieure en valeur algébrique à la pente de la courbe  $I_c = f(V_{ce})$  au point considéré, ou encore pour lequel R est supérieure à r, r étant la résistance dynamique au point considéré. Est instable tout point ne répondant pas à ces conditions.

Comment faire passer le transistor de l'un des deux points de fonctionnement stables A et D à l'autre? Deux possibilités se présentent :

— soit diminuer  $I_b$  jusqu'à ce que le point A devienne instable, ce qui correspond à cette droite de charge R (une telle possibilité est indiquée par des pointillés sur la figure 44);  
— soit augmenter  $I_b$  (tout en conservant la même droite de charge R) en augmentant  $V_{ce}$  jusqu'à ce que le point D devienne instable.

On voit que l'artifice est le même : faire passer la droite de charge R de la droite de charge  $I_c = f(V_{ce})$  pour le point A à un point tel que les deux droites de charge et de charge  $I_c = f(V_{ce})$  soient toutes deux négatives et plus proche de la verticale que celle de la droite de charge.

Comment faire passer le transistor de l'un des deux points de fonctionnement stables A et D à l'autre? Deux possibilités s'offrent à nous comme pour le montage en A en agissant sur  $I_b$  ou sur  $V_{ce}$  jusqu'à ce que la droite de charge R soit tangente à la courbe  $I_c = f(V_{ce})$  correspondant à  $I_b$ , ce qui fera passer le transistor de l'un des deux points de fonctionnement de A en D'.

— soit sur  $V_{ce}$  qu'on augmente jusqu'à ce que le point de fonctionnement stable de A en D'.

### K3. Polarisation - Syn

a. - Des considérations qui permettent de montrer que la vitesse de commutation est d'autant plus grande que la charge R est plus proche de la tension de claquage. Ceci peut d'ailleurs se démontrer par le raisonnement suivant : le temps de montée est fonction de la charge R mis par les charges passées par la jonction base-collecteur, ce temps est d'autant plus court que la vitesse de commutation est plus grande. On sait que la charge R est d'autant plus grande que la tension  $V_{ce}$  est plus proche de la tension de claquage que nous avons vu au début de ce paragraphe.

Fort de ce résultat, il y a intérêt à placer le point de fonctionnement du transistor sur la droite de charge R dans un point très proche de la tension de claquage. Ceci peut d'ailleurs se démontrer par le raisonnement suivant : le temps de montée est fonction de la charge R mis par les charges passées par la jonction base-collecteur, ce temps est d'autant plus court que la vitesse de commutation est plus grande. On sait que la charge R est d'autant plus grande que la tension  $V_{ce}$  est plus proche de la tension de claquage que nous avons vu au début de ce paragraphe.

b. - Synchronisation  
Nous avons montré que pour passer de l'un des deux points de fonctionnement stables A et D à l'autre, il faut agir sur  $I_b$  ou sur  $V_{ce}$ .

soit sur le courant de base  $I_b$ , soit sur la tension  $V_{ce}$ . Nous allons voir maintenant que la dernière méthode est préférable à l'autre pour des raisons de vitesse de commutation.

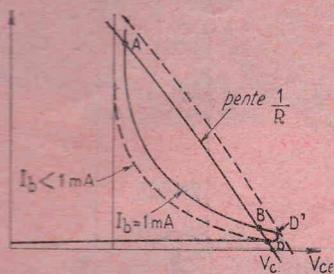


Fig. 44

En effet, si l'on agit sur la base on s'aperçoit que plusieurs difficultés se présentent qui peuvent être gênantes si l'on veut faire des « pulses » (impulsions de tension ou de courant) de l'ordre de la microseconde au moins. Des délais imprévisibles et incalculables peuvent se produire qui atteignent parfois 100 nanosecondes. D'autre part l'amplitude des pulses de commande des impulsions influe sur la forme de celles-ci.

Ceci est dû en particulier du fait que l'impulsion de commande sur la base baisse la tension collecteur-base, ce qui augmente le temps de montée de D en A, comme nous l'avons déjà dit.

Si, au contraire, on agit sur la tension  $V_{ce}$ , on agit sur la tension collecteur-base dans le bon sens pour diminuer le temps de montée.

#### K4. Choix du transistor

On comprend maintenant que deux tensions jouent un grand rôle dans le fonctionnement de notre montage : la tension de claquage et aussi la tension  $V_{ce}$  (voir figure 42) dont nous n'avons pas encore parlé, mais qui est la tension d'avalanche correspondant à un courant de base égal à  $-I_{bo}$ .

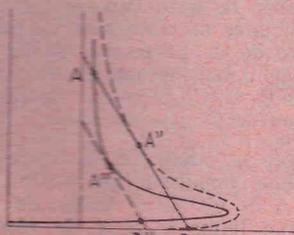


Fig. 45

Ces deux tensions dépendent évidemment du type de transistor que l'on choisit et varient bien sûr dans une certaine plage pour un type donné. Il faudra donc choisir pour faire des montages, sans s'exposer à « tuer » tous les transistors que l'on voudra utiliser, un type de transistor ayant une distribution très étroite de  $V_{ce}$  et de la tension de claquage.

La plupart des transistors de commutation du type mesa répondent à ces exigences.

Cependant nous ne conseillons pas à l'amateur débutant ou non équipé pour étudier les courbes  $I_c = f(V_{ce})$  d'un transistor de réaliser des montages fonctionnant en avalanche en raison du risque de claquage des transistors.

#### K5. Tracé des courbes $I_c = f(V_{ce})$

L'amateur désireux de faire un montage fonctionnant en avalanche procédera donc comme suit pour connaître son transistor de manière sûre dans la région d'avalanche.

Avec un générateur à courant constant (de grande résistance interne devant l'impédance d'entrée du transistor) il injectera un courant  $I_b$  sur la base et tracera la courbe  $I_c = f(V_{ce})$  point par point en utilisant par exemple un montage simple comme celui de la figure 46 où  $R_e$  sert à limiter  $I_e$ , ou  $R_b$  est une forte résistance (devant l'impédance d'entrée en émetteur commun). Le potentiomètre au collecteur permet de faire varier  $I_c$  et  $V_{ce}$ . Les batteries à la base et au collecteur doivent être assez fortes, la première pour pouvoir fournir le courant de base malgré la présence de la forte résistance  $R_b$ , la seconde pour que  $V_{ce}$  puisse atteindre la tension d'avalanche.

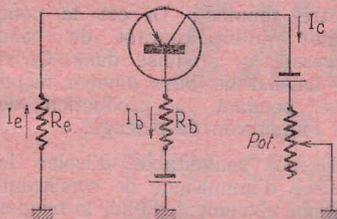


Fig. 46

#### K6. Générateur d'impulsions à courant élevé

Quand on désire des impulsions à courant fort, il faut faire en sorte que le courant ne circule que pendant l'impulsion pour éviter de trop chauffer le transistor. Il faut avoir une impulsion rectangulaire de durée réglable. Pour un générateur d'impulsions monostable, ces spécifications entraînent une source à tension constante plutôt qu'à courant constant pour fournir l'impulsion de courant, état quasi-stable pendant lequel l'amplitude du pulse reste constante.

a. *Fonctionnement.* Soit le circuit de la figure 47. Le transistor  $Q_1$ , le courant de polarisation  $I_1$  et la résistance de charge  $R_L$  forment un circuit produisant une impulsion de sortie rectangulaire à fort courant. Le transistor  $Q_2$ , le courant de polarisation  $I_2$ , les capacités C et C' et la résistance de charge  $R_L$  forment un circuit à « charge RC » utilisé pour donner un pulse délivré à la base de  $Q_1$  pour le bloquer.

Le circuit est monostable et se trouve à l'état stable tant qu'aucun pulse n'est fourni. Quand le trigger fournit un pulse,  $Q_1$  passe à l'état quasi-stable dans lequel il reste un temps fonction de certains éléments du montage.

# PRIX VACANCES S. S. T... SACRIFIE !!

TELEVISION. DERNIERS MODELES. 2 CHAINES.

SCHNEIDER Cérés 60 cm	Net	1.490
SCHNEIDER Cassiopée 60 cm	Net	1.650
RADIOLA Type 6052	Net	1.200
RADIOLA Type 6039 2 HP	Net	1.510
TELEFUNKEN FEF5 A3 60 cm	Net	1.480
VISSEAU Relaxe 60 cm	Net	1.130
VISSEAU Commander 60 cm 2 H.-P.	Net	1.280
SONNECLAIR Européen 60 cm	Net	1.180

ELECTROPHONES 4 vit. Platine RADIOHM à transistor sur secteur Net 125

MAGNETOPHONES Radiola RA-95-48 Net 680

TRANSISTORS avec FM

GRAETZ Type de Luxe Net 400

SANYO PO-GO-FM Net 280

ET DE NOMBREUX AUTRES

A SAISIR :

TRANSISTORS IMPERIAL PO-GO-OC-FM

Commutation voiture Net 330

(Quantité limitée)

CHARGEURS DE BATTERIE Type professionnel, 6 V, 12 V 110/220 V Net 105

ET TOUTES NOS AFFAIRES HABITUELLES

(Consulter les numéros précédents)

ATTENTION CES PRIX SONT VALABLES JUSQU'À EPUISEMENT DU STOCK

## 100 TÉLÉVISEURS DE REPRISE

TOUTES MARQUES 43 cm, 49 cm, 54 cm, 59 cm

EN ETAT DE MARCHÉ A PARTIR DE 150,00

ACTUELLEMENT DISPONIBLES

GRAMMONT 43 et 54 cm.	PHILIPS 43 et 54 cm.
RADIOLA 43 et 54 cm.	SCHNEIDER 43 et 54 cm.
TELEFUNKEN 43 et 54 cm.	GRANDIN 43 et 54 cm.
BRANDT 43 et 54 cm.	SONORA 43 et 54 cm.
RADIALVA 43 et 54 cm.	OCEANIC 43 et 54 cm.
RIBET-DESJARDINS 43, 54 cm.	DUCRETET 43 et 54 cm.
PATHE-MARCONI 43 et 54 cm.	

QUELQUES 54 cm 90° marq. PERRIN absolument impeccables 480

QUELQUES TELEVISEURS RECENTS

49 et 59 cm, 110°, extra-plats 1<sup>re</sup> et 2<sup>e</sup> CHAINE

A PARTIR DE 480,00

(QUANTITE LIMITEE)

## STATION-SERVICE-TELEVISION

188, RUE DE BELLEVILLE - PARIS - 20<sup>e</sup>

METRO: PLACE DES FÊTES. TEL: MEN.07-73

CREDIT JUSQU'À 18 MOIS PARIS & BANLIEUE - GARANTIE INTEGRALE

Pendant l'état stable la jonction base collecteur de  $Q_1$  est polarisée en avalanche par  $I_1$  et la tension de base est ainsi la tension d'avalanche  $V_{B1}$  de  $Q_1$  (on néglige  $I_1 R_L$  devant  $V_{B1}$ ). La valeur de la tension d'alimentation  $V_E$  est légèrement plus faible que  $V_{B1}$  fournissant ainsi la polarisation inverse de la jonction émetteur-base. Un pulse court négatif fourni par le

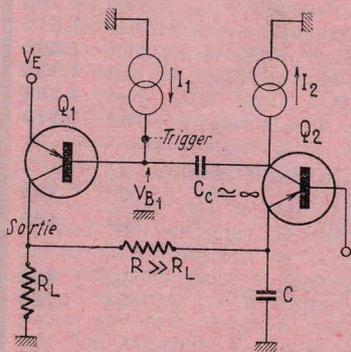


FIG. 47

trigger, de valeur supérieure à  $V_{B1} - V_E$  appliqué sur la base polarise la jonction émetteur-base dans le sens passant et fait que l'émetteur commence à injecter des trous dans la base. Les trous sont alors multipliés par  $M$  à la jonction collecteur et le pulse de courant produisant le blocage de  $Q_1$  prend naissance. Grâce à ce pulse, le point de fonctionnement passe à une tension très voisine de  $V_1$  (voir figure 42) créant ainsi une tension de sortie au travers de  $R_L$  d'environ  $V_E - V_1$  de telle sorte que le courant de charge est

$$I = \frac{V_E - V_1}{R_L}$$

Pendant l'état stable le collecteur de  $Q_1$  est à une tension égale à  $I_1 R_L$  négligeable. L'émetteur de  $Q_2$  est relié au collecteur de  $Q_1$  à travers  $R$  et est donc lui aussi

à un potentiel voisin de celui de la masse. La base de  $Q_1$  est à  $V_{B2}$  volts et la jonction base collecteur est polarisée en avalanche par  $I_2$ . Quand  $Q_1$  est déblocé et que le pulse de  $V_E - V_1$  apparaît aux bornes de  $R_L$ ,  $C$  commence à se charger suivant une loi exponentielle, avec une constante de temps égale à  $RC$ , pour atteindre à ses bornes une tension  $V_E - V_1$ . La tension de polarisation  $V_{B2}$  est inférieure à  $V_E - V_1$  et, alors, la jonction émetteur base de  $Q_2$  devient polarisée dans le sens passant quand  $C$  est chargée à  $V_{B2}$  volts. A ce moment, des trous sont injectés de l'émetteur dans la base de  $Q_2$ . Ces trous sont multipliés par  $M$  à la jonction collecteur polarisée en avalanche, fournissant ainsi le pulse de courant pour bloquer  $Q_1$ .

Le pulse produit par  $Q_2$  est essentiellement celui d'une charge  $RC$  où la résistance est égale à la charge  $R_L$  plus la résistance du transistor et où la capacité est égale à celle de  $C$  et  $C_0$  en série.

Ce pulse est couplé par  $C_0$  à la base de  $Q_1$  et bloque  $Q_1$ . Quand  $C$  se décharge, le pulse de courant décroît, la valeur de la résistance négative de  $Q_2$  croît et alors le transistor se bloque. Quand ce pulse est terminé, les deux transistors sont bloqués, le circuit est dans son état stable, et un cycle complet de fonctionnement vient de se terminer.

La durée du pulse est égale à celle qu'il faut à  $C$  pour se charger à  $V_{B2}$  volts plus le temps nécessaire à l'impulsion de courant fournie par  $Q_2$  pour bloquer  $Q_1$ . Le dernier de ces temps est généralement faible devant le premier, aussi, la durée de l'impulsion est égale à :

$$T = RC \text{ Log}_{nep} \frac{V_E - V_1}{V_E - V_1 - V_{B2}}$$

b. - Un circuit pratique. La figure 49 nous donne un exemple de

diode  $D_1$  due au courant de polarisation  $I_1$ . La tension positive sur la base de  $Q_2$  est faite en polarisant la diode zener  $D_z$  dans sa

et  $V_1$  du transistor  $Q_1$ . La tension de courant désirée telle grandeur que l'ac de  $V_1$  dû à la résistan

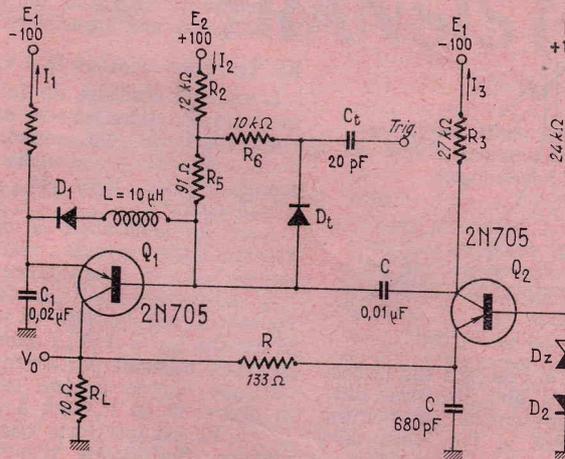


FIG. 49

région de tension constante par le courant  $I_1 - I_3$ . La capacité  $C_1$  est suffisamment grande pour qu'elle semble être une batterie de  $V_{B1}$  volts pendant la durée de l'impulsion de sortie.

L'inductance  $L$  est là pour éviter à l'impulsion de blocage d'être shuntée;  $D_z$  est là pour éviter qu'un courant de base excessif se produise dans  $Q_2$  si sa tension de base devient négative pendant la production de l'impulsion de blocage.

Il est souhaitable d'isoler la source d'impulsions de synchronisation, autrement dit ici le trigger du circuit:  $D_1$ ,  $R_5$  et  $R_6$  sont là pour cela.

Pour des raisons de polarisation, la tension de base de  $Q_2$ ,  $V_{B2}$ , qui est la tension de zener de  $D_z$  augmentée de la tension aux bornes de  $D_z$ , doit être comprise entre zéro et  $V_{E1} - V_1$  volts. La diode zener  $D_z$  et son

ristor et le décroissement du courant fort sont nets, la décadence de  $V_1$  en fonction de temps forts doit être prévue l'amplitude de l'impulsion de sortie.

L'amplitude de la tension de l'impulsion de sortie notés  $V_P$  et  $I_P$  sont :

$$V_P = V_{E1} - V_1$$

$$I_P = \frac{V_P}{R_L}$$

Négligeant le temps de montée de l'impulsion de sortie, le temps de montée de l'impulsion de blocage et supposant que  $C_1$  est petite devant  $R$ , la tension de l'impulsion de sortie est

$$V_P = V_{E1} - V_1$$

$$T = RC \text{ Log}_{nep} \frac{V_P}{V_P - V_{B2}}$$

Il y a deux phénomènes qui limitent le taux de répétition maximum auquel le circuit peut fonctionner. Le premier est la limitation de base imposée par les possibilités de dissipation de  $Q_1$ . Le second est le fait qu'il faut recharger les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , là encore la polarisation de  $Q_1$  joue un rôle

Avec le circuit de la figure 49, une impulsion de sortie de 0,5 A et 0,1  $\mu$ s le temps de charge limite le taux de répétition maximum entre 40 et 140 kHz suivant l'amplitude de l'impulsion qu'on veut obtenir.

Pour conclure cet article nous en faisons encore une fois que la polarisation des transistors en avalanche est délicate et exige qu'on tienne très bien les caractéristiques du transistor qu'on utilise dans le voisinage de la région de tension constante. L'amateur aura donc à se méfier et à bien vérifier les circuits avant de faire fonctionner un montage en avalanche.

C. HERVÉ

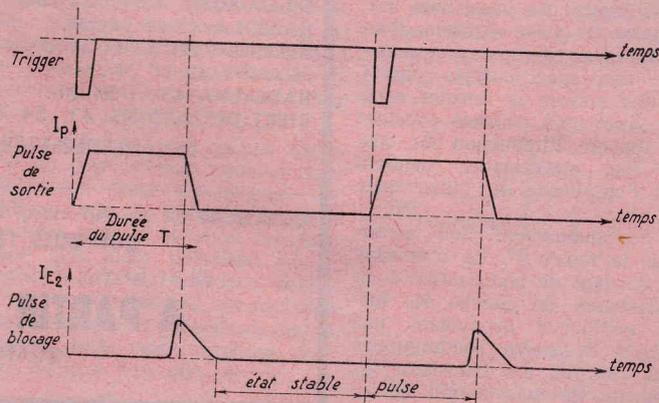


FIG. 48

circuit. Les sources de tension  $E_1$  et  $E_2$  associées aux résistances  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  et  $R_4$  sont considérées comme des sources à courant constant  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  et  $I_4$  respectivement.

Pendant l'état stable la polarisation inverse de la jonction émetteur base de  $Q_1$  est fournie par la tension directe aux bornes de la

courant de polarisation  $I_1 - I_3$  sont choisis pour fournir une telle polarisation.

c. - Amplitude, Durée, Taux de répétition maximaux de l'impulsion

L'amplitude maximale de l'impulsion qu'on peut obtenir est déterminée par les paramètres  $V_E$

## ABONNEMENTS

Les abonnements ne peuvent être mis en service qu'après réception du versement.

Dans le cas où nos fidèles abonnés auraient procédé au renouvellement de leur abonnement, nous les prions de ne pas tenir compte de la bande verte qui leur est adressée. Le service de leur abonnement ne sera pas interrompu à la condition toutefois que ce renouvellement nous soit parvenu dans les délais voulus.

Pour tout changement d'adresse, nous faire parvenir 0,60 F en timbres poste et la dernière bande. Il ne sera donné aucune suite aux demandes non accompagnées de cette somme.

Tous les anciens numéros sont fournis sur demande accompagnée de 1,50 F en timbres par exemplaire.

Aucune suite n'est donnée aux demandes de numéros qui ne sont pas accompagnées de la somme nécessaire.

Les numéros suivants sont épuisés : 747, 748, 749, 760, 762, 763, 776, 777, 778, 796, 797, 816, 818, 917, 934, 940, 941, 942, 943, 945, 946, 953, 957, 959, 961, 962, 963, 964, 965, 967, 988, 995, 999, 1 003, spécial Avril 1957 et spécial Avril 1961.

# EXPÉRIENCES SUR LES CELLULES SOLAIRES

La firme américaine International Rectifier fabrique une gamme variée de cellules solaires qui sont actuellement disponibles en France (1) et permettent de réaliser d'intéressantes expériences, à la portée de tous. Nous publions ci-dessous la traduction du petit fascicule, fourni par International Rectifier avec chaque cellule, qui explique de façon très simple le fonctionnement des différents types de cellules et décrit plusieurs expériences.

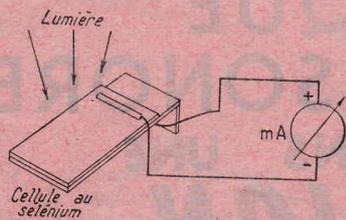


FIG. 1

## CHAPITRE PREMIER

### Cellules solaires pour expériences

#### Découverte de la cellule solaire

Le procédé pratique le plus connu de transformation de la lumière en électricité est le « Posemètre » utilisé en photographie pour la détermination du temps de pose correct. Dans ce but, une cellule photo-électrique est branchée sur un galvanomètre. Lorsque la lumière frappe la cellule une faible courant est engendré qui, passant dans le galvanomètre fait dévier son aiguille. Lorsque le soleil est brillant la déviation de l'appareil est plus grande qu'elle ne le serait par un jour sombre. Le galvanomètre est calibré en unités lumineuses et indique le réglage correct de l'appareil photo.

Plus récemment, les savants de l'Espace se sont intéressés à la conversion de la lumière du soleil en électricité. Ils affrontèrent le problème consistant à éviter de

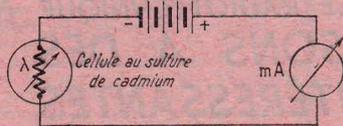


FIG. 2

dépenser des millions de dollars pour mettre sur orbite un satellite dont les batteries étaient épuisées après quelques minutes de fonctionnement. En effet, la cellule solaire peut fournir aux savants une « prise de courant » sur le soleil !

L'homme de l'Espace imagina donc un système comportant des cellules solaires et des batteries

qui se rechargent lorsque le satellite-orbite entre dans la partie éclairée de la Terre.

Un exemple est le satellite Tiroso qui prend des photos de la terre pour la prévision du temps. Il est alimenté en énergie par les rayons du soleil tombant sur des panneaux recouverts de cellules solaires. Ces panneaux maintiennent les batteries à pleine charge permettant ainsi à l'équipement électronique de fonctionner correctement.

#### Principe de fonctionnement

Les cellules qui transforment la lumière solaire en électricité peuvent être fabriquées de plusieurs façons et varient en taille, forme et caractéristiques. La théorie du fonctionnement de tous les types est, en fin de compte, la même. Depuis nos études de physique nous savons qu'un courant électrique est produit lorsque nous mettons les électrons en mouvement. Lorsque nous allumons une lampe électrique de poche nous permettons aux électrons de passer d'une borne de la batterie à l'autre borne à travers l'ampoule. Un autre exemple est la génératrice d'une automobile dans laquelle des spires de fil tournent dans un champ magnétique. Ceci pousse les électrons dans le fil et crée un courant électrique. De même que le fil, une cellule transformant la lumière solaire en électricité, contient beaucoup d'électrons, mais ceux-ci sont maintenus immobiles. Lorsque la cellule est éclairée, les rayons lumineux excitent les électrons et les lancent dans le circuit électrique. Ce mouvement des électrons constitue le courant électrique. C'est aussi simple que cela !

#### Cellules photo-électriques et cellules solaires

Les cellules utilisées dans le « posemètre » photographique mentionné plus haut sont appelées « photo-cellules ». Scientifiquement elles sont dénommées « Cellules photo-voltaïques ».

Ces cellules sont constituées par un élément appelé « Sélénium » qui est préparé spécialement pour que les électrons puissent être libérés par la lumière. Le sélénium est fixé sur une plaque de métal, ce qui permet de le manipuler sans risques et de fixer les fils de connexion. Les cellules au sélénium « voient » le même spectre lumineux que l'œil humain. Un autre type de cellule, celui utilisé dans les satellites est constitué par l'élément « Silice » et est très justement appelé « cellule solaire ». La silice est l'élément le plus commun sur notre planète et c'est le même matériau que nous utilisons pour fabriquer le verre. Evidem-

ment, mettre à même la silice de libérer des électrons sous l'influence des rayons solaires est une opération coûteuse, si bien que ce type de cellules est relativement cher. Ces cellules étant très délicates sont enfermées dans des boîtes en plastique afin de pouvoir les manipuler sans dommage.

Un troisième type de cellules, à base de sulfure de cadmium ne produit pas d'électricité sous l'influence des rayons solaires. Ces cellules ont la propriété, très utile, de changer de résistance suivant l'éclaircissement. Certains types, lorsqu'on les fait passer de la lumière à l'obscurité, voient leur résistance varier suivant un facteur de plusieurs millions. En branchant, en série, une cellule au sulfure de cadmium, avec une pile ou une source de courant alternatif, il est possible de contrôler le courant dans des relais, circuits à transistors ou appareils de mesure (voir fig. 2). Lorsque la cellule est dans l'obscurité, sa résistance, maximum, laisse passer un minimum de courant dans le circuit contrôlé. Lorsqu'elle est illuminée sa résistance tombe à une faible valeur et le maximum de courant est admis dans le circuit.

#### Du soleil à la maison

Il ne serait pas pratique d'attendre que le soleil se montre pour procéder à des expériences sur les cellules solaires. Vous pouvez fabriquer votre propre soleil en montant une lampe à réflecteur de 150 watts, type « lampe-flood », à 30 cm au-dessus de votre table. N'essayez pas de diminuer cette distance car la chaleur pourrait détruire la cellule. Faire varier la distance entre la lampe et la cellule pour démontrer l'effet des changements d'intensité.

## CHAPITRE II

### Mesure de la puissance du soleil

#### Expérience n° 1

Pour cette expérience, vous devez utiliser un contrôleur universel capable de mesurer une intensité inférieure à un milliampère et possédant une échelle 0,3 volts. Procurez-vous aussi une résistance de 22 ohms et, naturellement, une cellule.

Brancher la cellule à l'appareil de mesure placé sur l'échelle 3 volts. Eclairer la cellule et mesurer la tension. Si vous avez une cellule type B2M, B3M ou S1M, la tension lue sera comprise entre 1/3 et 1/2 volt au maximum d'éclaircissement ou sous les rayons directs du soleil. (Les types S3M et S5M donnent une tension double). Brancher alors la résistance de 22 ohms entre l'appareil et la cellule comme indiqué figure 3. Vous trouverez alors que la B2M et la B3M pro-

duisent maintenant une tension ; par contre, la tension sera entre 0,2 et 0,3 V. L'impédance de 22 ohms est « charge » et représente la puissance de la cellule.

De cette expérience, vous pouvez conclure que la cellule au sulfure de cadmium peut débiter plus de puissance que celle au sélénium. Ceci est causé par le fait que le sulfure de cadmium au silicium convertit en électricité non seulement la partie visible du spectre de la lumière mais aussi certaines parties invisibles du spectre.

Les cellules au sélénium ont une réponse très s-

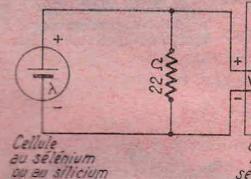


FIG. 3

l'œil humain et sont, pour cette raison, particulièrement utiles pour les expériences menées en photographie et dans les applications optiques du même genre.

#### Expérience n° 2

Placer l'appareil de mesure sur l'échelle 25 mA et le brancher en série avec la cellule comme indiqué fig. 4.

Avec ce branchement vous observerez environ 1 mA tandis que la S1M peut produire jusqu'à 15 mA. De ceci vous pouvez conclure que la S1M est plus puissante que les types B2M et B3M sous le même éclairement.

#### Expérience n° 3

Vous pouvez déterminer la puissance que fournit votre appareil en multipliant la tension par le courant en mA. La réponse

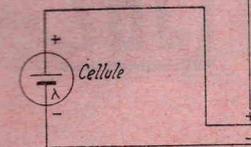


FIG. 4

est en milliwatts (1 000 mW = 1 W). Par exemple si votre S1M produit 0,4 volt sous 14 mA (1,4 x 0,4 = 0,56) la cellule produit 0,56 W de puissance. Les cellules B2M et B3M peuvent produire 0,6 mA, soit 0,6 mW de puissance.

#### Expérience n° 4

Brancher une cellule de cadmium, type CS1M sur un ohmmètre, réglé sur l'échelle la plus élevée. Lorsque la

(1) Magnétic-France.

masquée ou placée dans l'obscurité la résistance mesurée sera de plus d'un demi-million d'ohms.

Ensuite éclairez la cellule : la résistance tombera à quelques milliers d'ohms ou moins suivant l'intensité de l'éclairement.

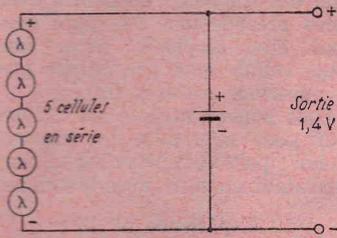


Fig. 5

Cette expérience montre que la cellule au sulfure de cadmium détermine une grande variation de résistance suivant son éclairement et peut être utilisée pour contrôler des circuits électriques.

#### Expérience n° 5

Vous pouvez construire une batterie perpétuelle en montant le circuit indiqué sur la fig. 5. C'est le même circuit de base que celui utilisé dans les satellites à batteries solaires, mais sur une échelle beaucoup plus petite !

Le circuit comporte un seul accu rechargeable au nickel-cadmium type Sonotone AA.

5 B2M ou 5 B3M chargeront la batterie à environ 1 mA, tandis que des cellules type SIM la chargeront à 10 mA. D'autres cellules peuvent être branchées en série parallèle pour obtenir une charge plus élevée, ou bien vous pouvez utiliser des cellules plus puissantes comme les types S3M et S5M.

La batterie ne perdra sa charge que si le courant demandé est plus élevé que celui que les cellules sont capables de lui fournir.

### CHAPITRE III. — Relais solaires

De même que la batterie décrite ci-dessus vous pouvez construire un relais solaire perpétuel. Toutes les fois que le soleil brille le courant fourni par la cellule peut être utilisé pour actionner un relais sans l'aide de piles, transistors ou autres accessoires.

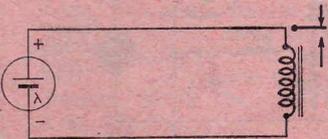


Fig. 6

La figure 6 montre les connexions pour un relais solaire perpétuel. Le relais est un modèle ultra-sensible fabriqué par Barber-Coleman à Rockford (Illinois) et dénommé Micropositionneur. Le relais sera déclenché ou enclenché par le courant fourni par une seule cellule.

Si l'on utilise une cellule type B2M ou B3M le modèle de relais le plus approprié est le AYLZ 7303-100. Avec une cellule au silicium telle que la SM1, il est re-

commandé d'utiliser le modèle AYLZ 7325-100. Un autre relais qui fonctionnera de façon satisfaisante avec une ou deux cellules au silicium est le modèle Sigma type 5 F-16 SS - PAL.

Un autre type de relais solaire perpétuel est décrit par la figure 7. Ce schéma nécessite six cellules SIM ou trois S3M pour actionner un relais de 50 ohms de contrôle radio d'avion modèle réduit.

Un troisième type de relais à lumière utilise une cellule au sulfure de cadmium mais réclame une source d'énergie et, de ce fait, ne peut être qualifié de modèle « perpétuel ».

Le circuit est montré par la figure 8.

Lorsque la lumière tombe sur la cellule au sulfure de cadmium, sa résistance décroît et permet au courant d'exciter le relais. Dans

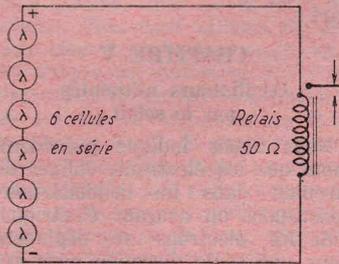


Fig. 7

ce circuit le relais est du type 5 000 ohms utilisé pour le contrôle radio des avions modèle réduit.

D'autres relais pouvant donner satisfaction sont ceux des séries Sigma 41 dont les bobinages ont une résistance de 1 000 ou 2 500 ohms.

En service continu, comme, par exemple, pour allumer une lampe à la tombée de la nuit, le même circuit peut être utilisé en remplaçant la pile par un transformateur de sonnerie (à acheter chez un électricien) et en alimentant la ligne avec le courant alternatif 115 V. Dans ce cas, le relais doit être prévu pour courant alternatif.

Comme la cellule au sulfure de cadmium type CS-120 peut être branchée sur une tension supérieure à 120 V alternatif ou continu, le transformateur n'est pas indispensable et le circuit peut être alimenté directement par le secteur. Dans ce cas la résistance de la bobine du relais doit être d'environ 10 000 ohms.

L'alimentation directe par le secteur présentant certains risques, le montage doit être effectué par une personne au courant de ce problème et de ses dangers.

Pratiquement, il n'existe aucun danger lorsque l'on utilise un circuit sur piles ou sur transformateur de sonnette.

#### Expérience N° 6

En utilisant un transistor bon marché et une pile vous pouvez éviter l'achat d'un relais coûteux tout en employant une seule cellule B2M, B3M ou S1M.

Le transistor est un procédé très sensible pour amplifier le courant. Par exemple un courant de 1 mA provenant d'une cellule solaire appliquée sur la base d'un transistor permet de recueillir 10 mA dans le

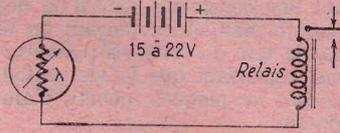


Fig. 8

circuit du collecteur. Nous appelons ce procédé : amplificateur d'intensité. (Voir fig. 9.)

Lors du câblage de ce type de circuit faites attention que le positif et le négatif soient correctement branchés. La pile est clairement repérée. Le pôle positif de la cellule est rouge, le négatif est noir. Cette expérience démontre qu'un transistor bon marché, peut remplacer des éléments plus sensibles, mais plus coûteux.

#### Expérience N° 7

Le même système d'amplification par transistor peut être utilisé avec une cellule au sulfure de cadmium pour actionner un relais de 5 000 ohms. Le circuit est établi comme indiqué figure 10.

Dans ce circuit, le courant de la pile, appliqué au transistor pour l'amplification passe à travers la cellule CS.120. La variation de l'intensité lumineuse fait varier la résistance de la cellule

qui modifie l'afflux du courant à amplifier. Le transistor amplifie ce courant, ce qui actionne le relais.

#### Expérience N° 8

En ajoutant un second transistor au schéma de l'expérience N° 6 vous pouvez construire un relais solaire extra-sensible comme montré par la figure 11.

Dans ce circuit, le courant provenant de la cellule est amplifié par le premier transistor. Ce courant amplifié est ensuite envoyé au transistor n° 2 dans lequel il est à nouveau amplifié. En con-

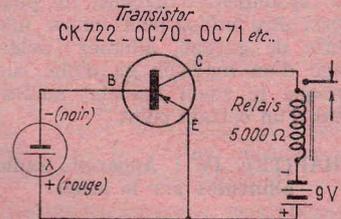


Fig. 9

séquence, une tension faible correspondant à un très petit éclairement de la cellule est suffisante pour actionner le relais. La sensibilité se détermine en réglant la tension du ressort du relais ou bien en masquant partiellement la cellule à l'aide d'un carton ou d'une bande.

Le circuit actionnera le relais sous l'influence d'une très faible lumière et, à 35 mètres, une lampe de poche fermera facilement le relais.

# OUVERT EN AOUT

## DÉPOSITAIRE OFFICIEL DU MATÉRIEL INTERNATIONAL RECTIFIER

Décrit ci-contre

**POUR LE CHOIX DES ARTICLES  
VOIR NOS PRECEDENTES PUBLICITES**

CATALOGUE HI-FI CONTRE 2,50 F EN TIMBRES

175, rue du Temple, PARIS (3<sup>e</sup>)

C.C.P. 1875-41 - PARIS. Tél. : 10-74

Démonstrations de 10 à 12 h. et de 14 à 19 h.  
FERME DIMANCHE ET LUNDI

CREDIT

DETACHE EXPORT

Dans ce circuit ainsi que les précédents le relais peut être branché pour actionner une sonnerie, allumer une lampe témoin. ou

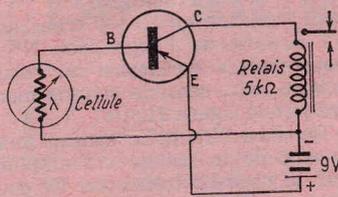


Fig. 10

mettre en marche d'autres types de systèmes d'alarme. Il peut aussi être utilisé pour ouvrir une porte de garage, allumer l'éclairage d'un magasin ou d'une rue lorsque le soleil descend au-dessous d'un certain point.

#### CHAPITRE IV : Appareils radio alimentés par le soleil

L'un des plus intéressants projets que vous puissiez réaliser est la construction d'un appareil de radio tirant du soleil son alimentation. Contrairement à ce que vous pourriez penser, cela ne coûte pas cher ; une radio solaire à un transistor est représentée par la figure 12.

##### Expérience N° 9

Voici comment elle fonctionne : Le signal émis par la station de radio est capté par l'antenne qui est connectée à un bobinage et à un condensateur variable. C'est le rôle de ce « tandem » de choisir la fréquence désirée parmi tous les signaux voyageant dans l'air ! Dès que le signal choisi est trouvé la diode de détection convertit les fréquences radio en fréquences audibles qui peuvent être écoutées. Le très faible signal électrique fourni par le détecteur est envoyé à un transistor pour être amplifié ainsi qu'il est expliqué au chapitre 3. Le signal amplifié actionne alors

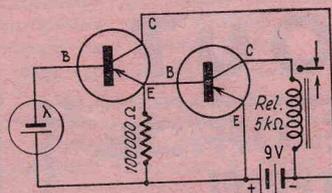


Fig. 11

les écouteurs qui, eux, transforment les impulsions électriques en ondes sonores.

Aucune batterie, autre que la photo-cellule n'est nécessaire pour l'alimentation de la radio, cependant une petite lampe de poche peut être utilisée pour faire fonctionner l'appareil pendant la nuit, celui-ci est prévu pour une antenne courte (30 à 60 centimètres) soit une antenne longue (6 mètres et au-delà).

En examinant le bobinage ( $L_1$ ) vous remarquerez trois fils. Deux de ces fils seront torsadés en un seul et connectés à la borne « antenne longue ». Le fil le plus rapproché des fils torsadés ira, d'une part, aux lames fixes du condensateur

variable, d'autre part à la borne « Terre ». Le dernier fil sera branché sur les lames mobiles du condensateur et à la borne « antenne courte ». Les connexions sur les lames fixes du condensateur peuvent être réalisées en introduisant une courte vis dans l'un des trous du bâti et en pinçant un fil sous la tête de cette vis ; assurez-vous cependant que la vis ne touche pas les plaques mobiles d'aluminium.

Les connexions au transistor sont semblables à celles de la figure 9 avec cette différence que le relais est remplacé par des écouteurs.

Pour de meilleures performances, branchez le récepteur à une antenne de 6 mètres ou davantage. Souvenez-vous que plus l'antenne est longue, plus sont grands la puissance et le nombre des stations reçues.

Dans les agglomérations urbaines, une longue antenne peut poser le problème de l'interférence entre station. Une bonne prise de terre améliorera la réception. Une prise de terre convenable peut être établie, soit en branchant le récepteur à un tuyau d'eau, soit en enfouissant, dans la terre humide, une tige de cuivre de 1 m 50.

En essayant l'appareil, utilisez, tour à tour, les deux prises d'antenne et servez-vous de celle qui donne les meilleurs résultats. Il est possible que vous obteniez plus de puissance avec l'antenne courte mais la sélectivité sera meilleure avec la longue.

Pour augmenter la puissance, dans l'écoute des stations faibles vous pouvez utiliser en série, deux cellules ou davantage ou encore, employer une cellule type S3M.

Cette expérience prouve qu'un amplificateur alimenté par le soleil améliore grandement la puissance d'une diode détectrice.

Pour entendre la différence entre le montage avec et sans amplificateur à transistor, branchez les écouteurs entre la base et l'émetteur du transistor ; en ces points le signal n'est pas amplifié et sera beaucoup plus faible.

##### Expérience n° 10

Vous pouvez accroître la puissance de sortie de votre poste à un transistor alimenté par le soleil en ajoutant un second étage amplificateur à transistor. Le circuit est montré par la figure 13. Un transformateur est nécessaire pour coupler la sortie d'un transistor à l'entrée du second. Les types de transistors et les connexions sont les mêmes que ceux de la figure 9. Le poste fonctionne mieux s'il est branché sur la longue antenne. Cependant il est possible que vous trouviez la puissance trop grande pour une réception claire. Dans ce cas vous pouvez brancher, en série avec l'antenne, un condensateur de 100 pF (ou moins). Pour les stations faibles vous pourrez obtenir plus de puissance en branchant plusieurs cellules en série ou en utilisant une cellule type S3M. Si vous ajou-

tez des cellules ou si vous utilisez d'autres types de transistors ou d'écouteurs, il pourra être nécessaire de modifier la valeur de la résistance de 3 900 ohms en vue d'une meilleure réception.

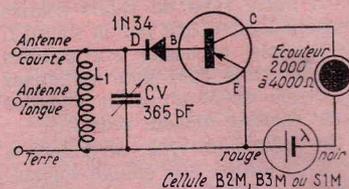


Fig. 12

De cette expérience vous pouvez conclure qu'une seule cellule, actionnée par le soleil, produit assez d'énergie pour une grande puissance dans les écouteurs. Si vous utilisez plusieurs cellules vous pourrez peut-être brancher un petit haut-parleur mais n'espérez pas une trop grande puissance de sa part !

#### CHAPITRE V

##### Oscillateurs alimentés par le soleil

Nous avons indiqué précédemment que les électrons, obligés de circuler dans un condensateur, constituent un courant électrique.

Si les électrons se déplacent dans une seule direction nous appelons cela « courant continu ». Si on les oblige à se déplacer d'abord dans une direction, puis dans une direction opposée nous appelons cela « courant alternatif ».

Les alternances lentes, appelées période à basse fréquence se trouvent dans la gamme audible. On considère, en général que cette bande de fréquences est comprise entre 16 et 20 000 périodes par seconde. Si les alternances sont accélérées jusqu'à plusieurs millions de périodes par seconde nous produisons une énergie de fréquence radio qui peut être lancée à travers l'espace.

Construisons plusieurs de ces oscillateurs dans différentes bandes de fréquence, alimentés par le soleil, bien entendu et voyons comment ils travaillent.

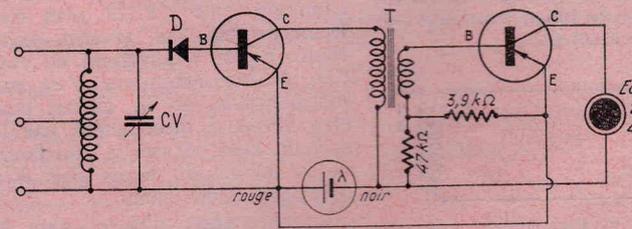


Fig. 13

##### Expérience n° 11

La figure 14 montre un oscillateur dans la bande audible alimenté par le soleil. Sa fréquence d'oscillation est d'environ 400 périodes par seconde. Dans ce circuit, l'énergie amplifiée par le transistor est appliquée au primaire du transformateur (bleu et rouge). Une partie de l'énergie est renvoyée sur la base du transistor où elle est à nouveau amplifiée.

Branché de cette manière, dans le circuit augmenté, la puissance diminue constamment d'autres termes il oscille.

Le transformateur peut n'importe quel transfo de 1 de 1 000 à 2 000 ohms avec médiane. Il est recommandé d'utiliser des écouteurs de 2 000 à 3 000 ohms presque tous les types peuvent être employés. Avec une seule cellule vous constaterez que la puissance est très élevée.

Vous pouvez utiliser cet écouteur pour apprendre les Signaux Morse ; pour cela brancher un interrupteur en série avec la cellule.

##### Expérience n° 12

La figure 15 montre un émetteur de fréquence radio à diode qui produira un signal puissant dans la bande des stations de diodiffusion (550 à 1 600 kc).

Il utilise les mêmes bobines, condensateur d'accord que ceux des fig. 12 et 13. Dans ce circuit, l'anode de la diode-tunnel est connectée à la borne longue et est alimentée par la cellule solaire. Une seule cellule solaire fournit approximativement 0,5 V de tension. La partie de cette tension qui est appliquée à la diode, à travers le condensateur de 100 ohms.

Le circuit est établi comme un oscillateur à diode-tunnel. Le circuit est établi comme un oscillateur à diode-tunnel qui approche du bobinage un peu plus fort que celui d'un radio portatif réglé sur une fréquence dans la bande de la Tourner, en même temps, le potentiomètre et le condensateur variable. Sur un certain réglage vous entendrez la station de radio distante qui indique l'oscillation de la diode-tunnel. Vous trouverez la position du potentiomètre qui donne la plus grande puissance. Si vous éloignez le potentiomètre de la diode-tunnel le signal devient plus faible jusqu'à n'être plus perceptible à la place de la diode-tunnel que vous aviez captée à la station de radio distante.

La diode-tunnel est fabriquée par General Electric.

##### Expérience n° 13

Construisons un émetteur de fréquence alimenté par le soleil dans la bande des 27 Mc/s. Le circuit est

montré par la fig. 16. La fréquence de l'émetteur est contrôlée par un cristal de quartz (à 27 Mc/s harmonique la plus élevée utilisée par les émetteurs de bande amateur). Le bobinage du condensateur variable est contrôlé par le potentiomètre et oscille à la fréquence du cristal. La petite longueur d'onde servant d'antenne permet une puissance de radio-fréquence de plusieurs centaines de watts.

Le transistor peut être d'un type de la Philco-Madt tel que 2N1745 ou un RCA type 2N384. Après la mise au point, il peut être nécessaire de faire varier la valeur de la résistance entre 10 000 et 47 000 ohms jusqu'à obtention du signal maximum.

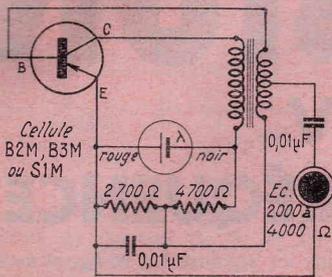


FIG. 14

**Quelques précieux renseignements complémentaires**  
Comment doit-on monter la cellule ?

La B2M est munie d'une applique percée d'un trou pour le montage. Elle est livrée pour

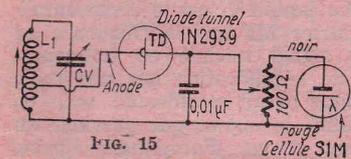


FIG. 15

montage à plat mais peut être inclinée sous n'importe quel angle. Tous les autres types de cellules expérimentales sont livrés en boîtes plastique. Un disque adhésif à

double face est livré avec chaque cellule. Il suffit d'enlever la pellicule de protection d'un côté et de l'appliquer sur la cellule ; ensuite enlever la pellicule de protection de l'autre côté et coller la cellule sur n'importe quelle surface.

Toutes les cellules sont essayées à 100 % avant livraison. Si correctement employées, leur durée est infinie (certaines ont été utilisées quotidiennement au Laboratoire International des photo-cellules redresseuses depuis plus de douze ans et sont aussi bonnes que des neuves). Evidemment les cellules ne sont pas garanties contre les accidents provenant de manipulations brutales, humidité ou chaleur excessive.

**Quelle puissance pouvez-vous tirer des batteries solaires ?**

Il n'y a pas de limite dans la quantité de courant électrique que vous pouvez tirer de la lumière solaire. Plus vous utilisez de cellules plus la puissance augmente. Souvenez-vous seulement que vous augmentez la tension en branchant les cellules en série comme indiqué figures 5 et 7. Si vous les branchez en parallèle vous augmenterez l'intensité. Les cellules peuvent être montées en série-parallèle pour obtenir, à la fois, plus de voltage et plus d'ampérage.

**Comment obtenir des cellules le maximum de puissance ?**

Certaines applications telles qu'activer un relais ou un moteur rendent nécessaire de tirer de

la cellule le maximum d'efficacité. Dans ce but, vous devez vérifier la

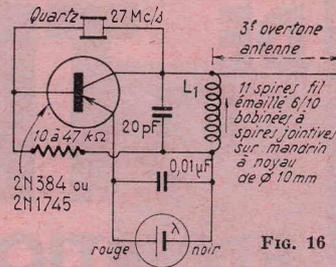


FIG. 16

charge de la cellule. Avec une cellule au silicium travaillant au soleil la charge (bobine de relais, etc.) doit être comprise entre 15 et 25 ohms.

Pour les cellules au sélénium 75 à 125 ohms sont les plus appropriées. Lorsque vous montez des cellules en série la résistance de

charge doit grandir proportionnellement. Si, par exemple vous utilisez trois batteries solaires S1M la meilleure valeur de la résistance de charge sera d'environ 50 à 70 ohms. Les types S3M et S5M contiennent 2 cellules branchées en série.

**Expérience avec des moteurs**

L'une des plus frappantes démonstrations de l'utilisation de la puissance du soleil consiste à faire tourner un petit moteur à courant continu, directement à partir d'une batterie solaire. Les moteurs les plus adaptés sont : l'International Rectifier Corp-type EP-50 et l'Aristorev type n° 1. Deux S1M ou une S3M ou S5M alimenteront parfaitement ces moteurs.

Un disque de carton ou de métal, illustré de dessins et monté sur l'axe du moteur donnera la plus probante démonstration.

**CARACTERISTIQUES DES CELLULES INTERNATIONAL RECTIFIER**

Réf.	Type	Sortie (au soleil)	
		V	mA
B2M .....	sélénium	0,3 à 0,4	2
B3M .....	sélénium	0,3 à 0,4	1,5 à 2,5
S1M .....	silicium	0,3 à 0,45	10 à 16
S3M .....	sélénium avec 2 éléments en série	0,6 à 0,85	10 à 16
S5M .....	même type que S3M, de grand rendement	0,6 à 0,85	18 à 25
CS120 .....	cellule au sulfure de cadmium. Tension max 120 V alt ou cont. Puissance max de dissipation : 0,2 W. Résistance : 200 Ω à 1,5 MΩ selon la lumière		

**LA LIBRAIRIE PARISIENNE**

43, rue de Dunkerque, PARIS-X<sup>e</sup> — Téléphone : TRU. 09-95

La Librairie Parisienne est une librairie de détail qui ne vend pas aux libraires. Les prix sont susceptibles de variations

**RADIO - TÉLÉVISION - NOUVEAUTÉS - RÉIMPRESSIONS**

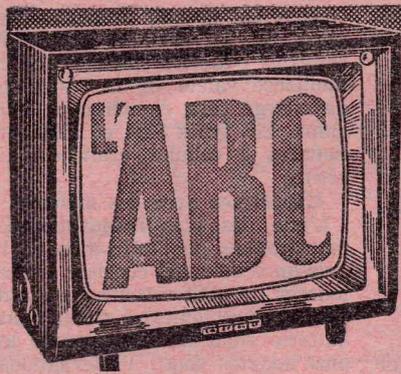
- R. BRAULT et R. PIAT. *Les antennes.* — Télévision. Modulation de fréquence. Cadres antiparasites. Mesures d'impédance. Lignes de transmissions. Feeders et câbles. Antennes diverses. Emission-réception. 342 pages, 5<sup>e</sup> édition, 1965, 550 g. Prix ..... F 20,00
- A. HAAS. *Laboratoire d'électronique.* — 248 pages, 1965, 550 g ..... F 24,00
- L. PÉRICONE. *Schémas pratiques de radio.* — Appareils de mesures et de dépannage. Un volume format 21 x 27, 137 pages, 110 figures, 1963, 450 g .. F 18,00
- RAFFIN. *L'émission et la réception d'amateur.* — Un volume broché, 776 pages, format 16 x 24, 5<sup>e</sup> édition, 1963, 1 kg 200 ..... F 48,00
- M. VARLIN. *Récepteurs de télévision tubes et transistors V.H.F., U.H.F.* — Conception et réalisation des récepteurs monodéfinition et multistandard, 296 pages, 269 figures, 1964, 550 g ..... F 30,00
- W. SOROKINE. *Schémathèque 65, Radio et télévision.* — 64 pages, 1965, 250 g. Prix ..... F 12,00
- ROBERT PIAT. *Alimentations électroniques.* 100 montages pratiques. — Un volume

- cartonné, 200 pages, 141 figures, 1965, 550 g ..... F 30,00
- H. SCHREIBER. *Le transistor au laboratoire et dans l'industrie,* 264 pages, 270 figures et schémas, 1964, 450 g .. F 24,00
- H. VEAUX. *Cours élémentaire de radio-électricité générale.* — 4<sup>e</sup> édition 1964 corrigée et mise à jour. Un volume format 16 x 25, 168 pages, 188 figures, 280 g ..... F 13,00
- ALSBERG, GAUDILLAT, DE SCHEPPER. *Radio-Tube* — Caractéristiques essentielles et schémas d'utilisation, 13<sup>e</sup> édition remise à jour, 1965, 200 g. Prix ..... F 7,50
- HENRI FIGHIERA. *Montages pratiques à transistors et circuits imprimés.* — Réalisation des circuits imprimés - Montages basse fréquence - Récepteurs et émetteurs - Appareils de mesure - Electronique appliquée - Emetteurs et récepteurs de radio-commande - Un volume broché, 180 pages, format 14,5 x 21, 1965, 400 g ..... F 9,50
- JEAN BRUN. *La lecture au son et la transmission morse rendues faciles.* — Principaux chapitres : Code morse interna-

tional - Mémorisation visuelle du code morse - Mémorisation auditive des signaux - Cadence des signaux assemblés en groupes - Entraînement individuel à la lecture au son - Ecoute des stations radiotélégraphiques - Lecture au vibreur - Leçons enregistrées sur disques - Progression à suivre pour l'entraînement à la réception auditive - Transmission morse au manipulateur et réception auditive - Transmission correcte au manipulateur - Progression à suivre pour l'entraînement à la transmission manuelle - Exercices échelonnés de réception et de transmission - Réception auditive et transmission manuelle à cadence rapide - Bases psychologiques de la réception et de la transmission à cadence rapide - Entraînement des opérateurs de classes exceptionnelles - Technique d'entraînement et plan de travail - Exercices gradués de réception et de transmission à cadence rapide - Epreuves pratiques éliminatoires des certificats internationaux de radiotélégraphiste. Un volume broché, 115 pages, format 14,5 x 21, 1965, 300 g. Prix ..... F 12,00

**CONDITIONS D'ENVOI**

Pour le calcul des frais d'envoi, veuillez vous reporter aux indications suivantes : France et Union Française : jusqu'à 300 g 0,70 F ; de 300 à 500 g 1,10 F ; de 500 à 1 000 g 1,70 F ; de 1 000 à 1 500 g 2,30 F ; de 1 500 à 2 000 g 2,90 F ; de 2 000 à 2 500 g 3,50 F ; de 2 500 à 3 000 g 4,00 F. Recommandation : 1,00 F obligatoire pour tout envoi supérieur à 20 F. — Etranger : 0,24 F par 100 g. Par 50 g ou fraction de 50 g en plus ; 0,12 F recommandation obligatoire en plus ; 1,00 F par envoi. Aucun envoi contre remboursement : paiement à la commande par mandat, chèque ou chèque postal (Paris 4949-29). Les paiements en timbres ne sont pas acceptés.



# DE LA TÉLÉVISION

## RÉCEPTION DU SON-TV A MODULATION DE FRÉQUENCE

### DISCRIMINATEUR PAR TUBE A FAISCEAU DECLENCHE

UN mode de détection FM de schéma très différent de ceux qui utilisent les diodes est réalisable avec une pentode spéciale dite à faisceau déclenché dont la première version était la 6BN6. Par la suite, on a créé plusieurs autres tubes de ce genre, parmi lesquels nous mentionnons les types 6DT6 et 6HZ6, ce dernier étant le plus récent.

Le tube à faisceau déclenché possède les électrodes suivantes : cathode, grille, grille limiteuse, grille d'accélération (grille 2 ou grille-écran), grille de quadrature et plaque. Comme on le voit sur la figure 1 qui indique l'emplacement de ces électrodes depuis la cathode jusqu'à la plaque.

La figure 2 donne le schéma de montage de ce tube discriminateur.  $V_1$  est la dernière M.F.,  $V_2$  est le tube. Le transformateur T.M.F. est accordé sur la fréquence  $f_r$ , correspondant au milieu de la bande à amplifier, ainsi que la bobine L intercalée dans le circuit de  $G_3$  = grille de quadrature. La B.F. est obtenue aux bornes du circuit de plaque, potentiomètre de 330 000  $\Omega$ .

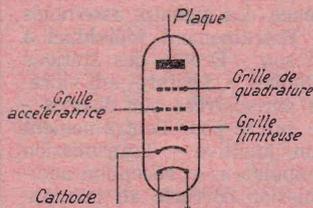


FIG. 1

Cette lampe possède les propriétés suivantes :

1° **limitation** obtenue grâce à la caractéristique  $E_{g1}$   $I_p$  telle que pour une certaine tension grille 1 ou grille 3,  $I_p$  croît brusquement et reste ensuite constant. D'autre part  $I_p$  s'annule sans que la lampe puisse être débloquée par une tension appliquée sur l'autre grille.

2° **quadrature**, c'est-à-dire déphasage de 90° entre la tension appliquée à la grille 1 et celle à la grille 3 dû à la charge d'espace. Ceci est montré par la figure 3 a. Le courant plaque n'existe que si les deux grilles sont positives. Sur la figure ce temps est représenté par T.

Si la M.F. modulée en fréquence, est à un certain moment inférieure à  $f_r$ , le circuit LC devient inductif et le déphasage inférieur à 90° comme on le voit sur la figure 3 b. Le temps  $T_1$  est supérieur au temps T.

Si la fréquence du signal MF est supérieure à  $f_r$ , on voit que LC est capacitif et  $T_2 < T$  (voir figure 3 c).

Il est clair que ce temps de conduction varie comme la modulation de fréquence, c'est-à-dire suivant l'amplitude de la BF qui a modulé l'émission. La variation de courant  $I_p$ , moyen donne lieu aux bornes du potentiomètre de sortie, à la tension BF recherchée. Le condensateur de 1 000 pF et le potentiomètre constituent un circuit intégrateur et la résistance de 470  $\Omega$  provoque une certaine contre-réaction qui améliore la qualité de la BF.

Ce discriminateur est simple, n'exige aucune mise au point fastidieuse et économique parce que très sensible : on peut généralement supprimer une lampe MF parmi celles qui le précèdent et on peut attaquer directement à la sortie, la grille d'une lampe BF finale à grande pente ce qui réduit le nombre total des lampes du téléviseur de deux unités.

Un montage à lampe à faisceau déclenché est utilisé dans un récepteur RCA. La lampe est la 6DT6A.

### AMPLIFICATEUR MF SON FM

La figure 4 B donne le schéma du montage RCA. En premier lieu, on notera qu'il s'agit de réception son TV par le procédé interporteuses, donc par double changement de fréquence, le premier effectué sur le rotacteur VHF ou sur le tuner UHF et le second par la détectrice qui suit l'amplificateur MF image ou par une diode sépa-

rée de cette détectrice remplissant la même fonction, mais n'étant reliée, à la sortie à l'amplificateur VF.

Le constructeur a adopté cette dernière solution. La fréquence d'accord de l'amplificateur MF son FM est  $\Delta f = f_{ms} - f_{m1}$ , donc 4,5 Mc/s en Amérique. Elle est de 5,5 Mc/s en Europe.

Sur le schéma de la figure 4 A,

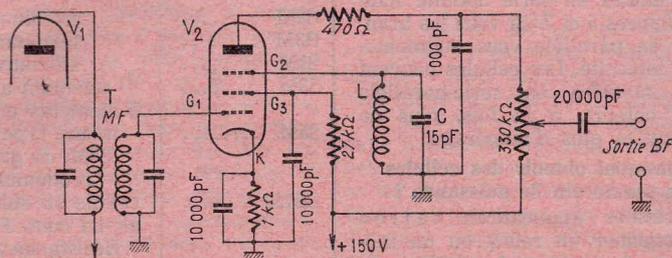


FIG. 2

nous avons indiqué la dernière lampe MF image, les deux détectrices et la liaison avec l'entrée de l'amplificateur FM accordé sur  $\Delta f$ . Le même schéma est valable pour  $\Delta f = 5,5$  Mc/s en accordant les bobinages de liaison sur cette fréquence, ce qui implique une diminution de la self-induction des bobines accordées ou des condensateurs d'accord.

Considérons d'abord la partie A du schéma figure 4, qui représente le dernier étage MF image à lampe  $V_1$  et les deux détectrices image.

Le dernier transformateur MF image transmet le signal amplifié à  $D_2$ , la détectrice normale image du téléviseur, suivie de la bobine de correction VF série de 62  $\mu$ H, reliée à la grille de la première lampe VF. Les enroulements  $T_2$  constituent un éliminateur accordé sur  $\Delta f$  empêchant le signal son FM de passer dans la partie VF.

Cet éliminateur est du type « absorbant », un des enroulements étant accordé sur  $\Delta f$ .

La bobine  $L_2$ , shuntée par la résistance variable de 750 est aussi un éliminateur de son. Son action est réglable à l'aide de la résistance. La diode  $D_1$  est pratiquement celle prévue pour le deuxième changement de fréquence système interporteuses. Le signal accordé sur  $\Delta f$  apparaît aux bornes de la charge de 10 k $\Omega$  shuntée par 10 pF. La bobine de 1,8  $\mu$ H associée au condensateur de 10 pF éli-

mine les signaux  $f_{ms}$  et  $f_{m1}$ . Le signal  $\Delta f$  est transmis à l'entrée de l'amplificateur présenté en B de la figure 4.

### CIRCUITS FM, DISCRIMINATEUR

Partons du point A. La lampe est accordée sur  $\Delta f$  par ses capacités parasites.

La lampe  $V_2$  est la sélectrice MF sur la fréquence du signal modulé en FM. Cette amplification par la lampe paraît insuffisante en réalité le signal qui paraît au point A est d'amplitude  $\Delta f$  étant donné que le signal a été également amplifié, de manière importante en temps que le signal MF par l'amplificateur MF image à la fréquence  $f_{ms}$ . Après liaison par le transformateur, on trouve le tube discriminateur 6DT6-A qui est monté de la manière indiquée précédemment.

Il est important que les tensions indiquées pour la plaque et la grille de quadrature soient respectées, l'écran étant légèrement au-dessus de celle de la plaque.

Le signal BF apparaît aux bornes de la charge de 500  $\Omega$  transmis par le point B à

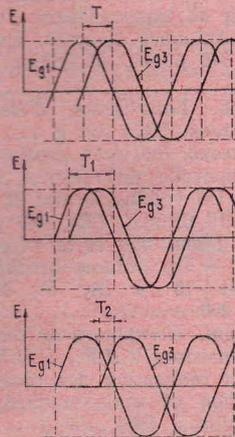


FIG. 3

de réglage de volume est réglable (fig. 4 C).

Le réglage de volume est réglable à l'aide d'un potentiomètre de 1 M $\Omega$  est un potentiomètre fixe relié par 47 k $\Omega$  au point A du potentiomètre de 1 M $\Omega$  également.

Le VC est en même temps un réglage physiologique si-

Les spécialistes du monde entier seront à Paris

du  
9 au 19  
Septembre  
1965



pour le

# SALON INTERNATIONAL RADIO TÉLÉVISION

La seule grande confrontation mondiale :  
l'ensemble des appareils de radiodiffusion,  
de télévision, d'enregistrement  
et de reproduction  
produits par l'élite  
des constructeurs internationaux.

La participation de l'O.R.T.F.,  
qui réalise sur place  
dans des studios spécialement équipés,  
des émissions de radio et de télévision  
avec le concours de vedettes internationales.

RENSEIGNEMENTS S.D.S.A.

16, RUE DE PRESLES, PARIS 15<sup>e</sup> - TÉL. 27<sup>2</sup> 4.70

LIBLIS SERVICE

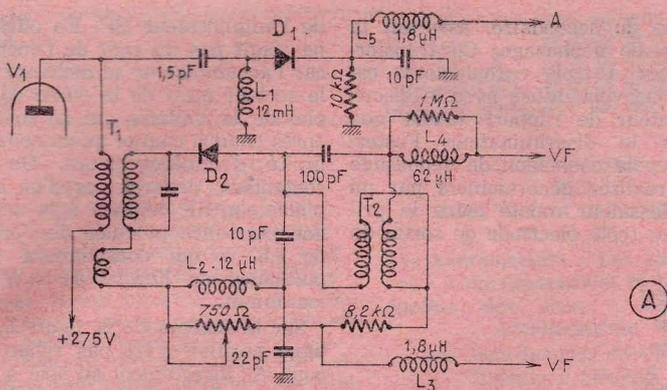


FIG. 4 a

courbe de réponse dépend de la position du curseur de  $P_1$  et de celle du curseur de  $P_2$ .

La lampe finale est une 6AQ5 montée normalement sauf en ce qui concerne la HT qui est obtenue à partir de la HT de 275 V et réduite à 248 V par la résistance de 470  $\Omega$  avec découplage par électrochimique de 20  $\mu$ F.

La 6AQ5 est polarisée par 470  $\Omega$ ,

dont le secondaire transmet le signal à la base du transistor  $Q_1$ .

Les deux circuits, primaire et secondaire de  $T_1$ , sont accordés par les capacités parasites, celles du câblage et la capacité d'entrée, de base, du transistor  $Q_1$ .

Si le couplage est très serré ( $k = 1$ ) on peut considérer le transformateur  $T_1$  comme un enroulement bifilaire à un seul ac-

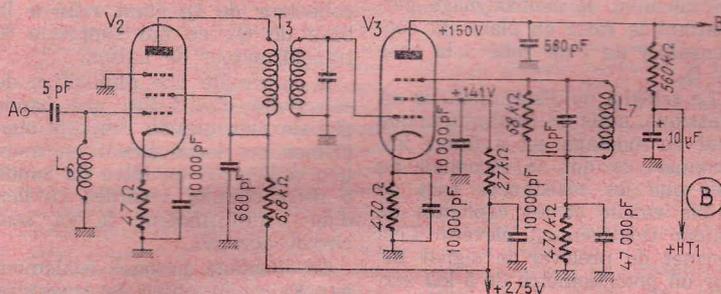


FIG. 4 b

donc par une valeur de résistance supérieure à la valeur normale qui est 250 à 300  $\Omega$ . Ceci est fait, évidemment, en vue de la réduction du courant plaque.

## SON-FM A TRANSISTORS

Il est évident que les transistors, utilisables depuis plusieurs années dans les radio-récepteurs FM, peuvent servir également en MF son TV avec plus de facilité encore, car l'accord MF-TV est sur 5,5 Mc/s, tandis qu'en MF radio il s'effectue sur 10,3 Mc/s.

cord. Le rapport de transformation primaire à secondaire est abaisseur pour adapter le circuit de sortie diode détectrice AM image relié au primaire, à celui à faible impédance de l'entrée de  $Q_1$ .

Si le rapport de transformation, en nombre des spires est  $n$  ( $n$  fois plus de spires au primaire qu'au secondaire) et si  $C_s$  est la somme des capacités existant sur le secondaire, la capacité sur le primaire rapportée du secondaire est  $C_s/n^2$ . En y ajoutant la capacité

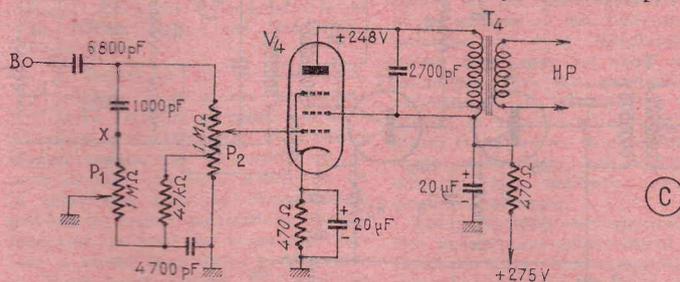


FIG. 4 c

Un montage à transistors, réalisé pour le système interporteuses, est indiqué à la figure 5. Il est proposé par Fairchild et utilise deux transistors SE 1001 épitaxiaux planars au silicium NPN de cette marque en MF et deux diodes FD 100 ou équivalentes.

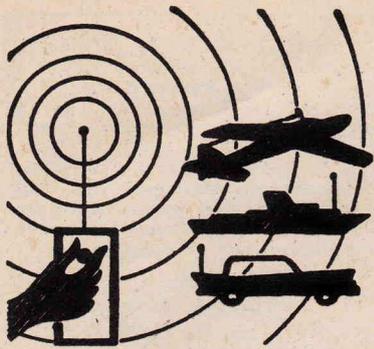
Le signal MF son AM à la fréquence  $\Delta f$  (4,5 Mc/s aux U.S.A. et 5,5 Mc/s en Europe) est appliqué par l'intermédiaire du condensateur de 80 pF au primaire de  $T_1$ ,

existante  $C_p$ , la capacité totale est :

$$C_t = C_p + C_s/n^2$$

Si l'on connaît  $C_t$ , il est facile de déterminer le coefficient de self-induction du primaire  $L_p$  à l'aide de la formule de Thomson, avec  $f = 5,5$  Mc/s. Connaissant  $L_p$  et ayant réalisé ce bobinage on compte le nombre des spires  $n_p$ . De  $n_p$  on déduit le nombre  $n_s$  des spires au secondaire à l'aide de la relation  $n_s = n_p/n$ . Le bobinage





# La Page des F.100

## RADIOCOMMANDÉ ★ des modèles réduits

### TÉLÉCOMMANDE DE CANAUX SUPPLÉMENTAIRES POUR LE GRUNDIG

L'INTERET du trim étant indiscutable sur un avion multi-commandé par tout ou rien, il n'en reste pas moins vrai que cette commande nécessite deux canaux de plus, ce qui fait dix au total.

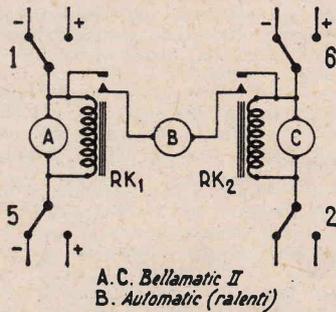


FIG. 1

Or, l'ensemble Grundig, par ailleurs remarquable, n'en comporte que huit et la solution qui consiste à se passer de la direction me paraît gênante (contrôle au sol difficile, renversement, vrille, interdits)..

Il m'a semblé préférable d'essayer de récupérer les deux canaux manquant en cherchant du côté de la simultanéité des deux sens d'une même commande pour en avoir une troisième.

Au départ la séparation totale des dix canaux était un impératif et il n'était pas question de brico-

ler quoi que ce soit à l'intérieur des jolies petites boîtes multicolores. Il ne restait donc qu'à ajouter quelque chose se raccordant par les bouchons de sortie existants ; ce quelque chose fait le poids et les dimensions d'un sixième élément et ne comporte que deux relais et trois supports miniatures (fig. 2)

Mais vous aimeriez bien savoir comment ça marche ?... C'est enfantin (car les enfants sont astucieux).

Les relais 1 - 2 - 5 - 6 sont les relais du récepteur (boîte bleue, boîte verte) RK 1 et RK 2 sont des Kako en quinze centièmes, trente à cinquante ohms ou n'importe quel relais collant franchement pour deux volts (un contact repos).

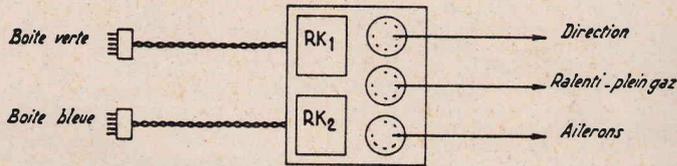


FIG. 2

#### FUNCTIONNEMENT

La fermeture du relais 1 fait tourner A dans un sens et RK 1 étant excité coupe l'alimentation de B (fig. 1). Le relais 5 fait tourner A dans l'autre sens et RK1 coupe encore l'alimentation de B.

Le moteur C est pareillement commandé dans les deux sens par 6 et 2 ; jusqu'ici tout va bien.

La réalisation pratique n'est pas de problème. Personne

Plein gaz : 6 et 1  
Ralenti : 5 et 2

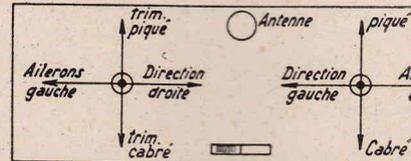


FIG. 3

Mais si l'on ferme simultanément 1 et 5, le mystère se produit :

A ne peut tourner, car ses deux pôles sont au même potentiel (+) ; RK 1 ne colle pas pour la même raison, B se met en marche (+ du relais 1 et - du relais 6... eh oui !) . C n'est pas dans le coup...

j'ai tout fixé à l'Araldite sur un morceau de carton baké.

A l'émission, rien n'est possible si l'on adopte la disposition fig. 3 :

Ceux qui verront un inconvénient à cette disposition pourroient avoir deux poussoirs à deux sens de travail pour la commande de l'aileron et intervertir 5 et 1 pour une boîte séparée.

Ce montage fonctionnera parfaitement à bord d'une « C » dix canaux.

Par contre, je n'ai pu réaliser l'extension à 12 canaux en utilisant 3 - 7 et 4 - 8, mais un problème rencontré sera résolu par la manipulation de l'émetteur. Une boîte séparée deviendrait nécessaire.

F. 1867 - Jean CHIFFOLEAU  
34, chemin de Beau-

MONTAUBAN (T.-e)

## CHAMPIONNATS DE FRANCE DE BATEAUX TÉLÉCOMMANDÉS

LES 26 et 27 juin à Paris, sur la mare Saint-James du Bois de Boulogne, le Réseau des Emetteurs Français organisait ce concours national sous le patronage de la Fédération Française de Modélisme Naval.

Il y avait 44 engagés sur lesquels 32 participèrent effectivement.

Voici le palmarès des nouveaux champions de France :

- Vitesse (F1) : M. Nouailles ;
- Moteur électrique 30 watts : M. Nouailles ;
- Moteur électrique 300 watts : Mrs Scheuër-Maufroy ;
- Moteur essence 3,5 cm<sup>3</sup> : M. Damelet ;

- Moteur essence 10 cm<sup>3</sup> : M. Damelet ;
- Moteur essence 30 cm<sup>3</sup> : M. Baumgarten.

- Figures et précision : — Reproductions exactes (F2) ; — Toutes catégories : M. Collesse ;

- Tous modèles (F3) ;
- Moteur électrique : M. Allix ;
- Moteur à essence : M. de Goncourt.

- Piqué de ballons (F4) : — Toutes catégories : M. Pageot.

- Présentation sur l'eau (F7) : — M. P. Richard, pour son « Jean-Bart » modernisé, au 1/100°.

Le nouveau record d'Europe établi par M. Damelet pour la catégorie F1 essence 10 cm<sup>3</sup> (F1V10) en 34" 2/10 est en cours d'homologation.

● La coupe du « Haut-Parleur » est attribuée à Mrs Scheuër-Maufroy, champion de France de vitesse en catégorie F1E300.

● La coupe « Miniflotte » est attribuée à M. Damelet, champion de France de vitesse en catégorie F1V3.5.

● La coupe « amateur » offerte par le R.E.F. est attribuée à M. Rossaert, pour sa très bonne réalisation amateur de l'ensemble émission-réception.

● Miniflotte a remis une mé-

daille à chacun des trois classés, pour chaque catégorie.

● Le R.E.F. a offert une médaille à chacun des premiers des diplômés aux trois catégories. De plus, de nombreuses médailles contenant transistors et condensateurs, dont le numéro de commande du « Haut-Parleur » furent distribuées aux concurrents.

Il faut retenir de cette manifestation la chaude ambiance tenue par l'enthousiasme du groupe de « jeunes » et par le vaste public (fréquent plaudissements) qui, au bord de cette mare Saint-James, regardait les concurrents.

# SERVOMOTEUR A DEUX VOIES

Sur un ensemble de radiocommande multicanal à filtres BF, le relais associé à chaque filtre, commandé d'ordinaire par un seul transistor est de puissance assez faible, avec un contact travail et un contact repos. Ces contacts ne permettent pas le plus souvent de mettre en service un moteur de direction par exemple, dont la consommation est trop élevée. La solution généralement adoptée est l'emploi après le relais de chaque filtre d'un deuxième relais plus puissant, équipé d'un circuit inverseur. Deux filtres avec deux relais de ce type permettent ainsi d'alimenter un moteur à courant continu par deux tensions de polarité opposée, c'est-à-dire de le faire tourner dans les deux sens, ce qui est le but recherché pour diriger un modèle réduit de voiture ou de bateau. La commande à droite est obtenue en envoyant la modulation correspondant à l'accord de l'un des filtres et la commande à gauche pour celui du deuxième filtre.

Les transistors offrent la possibilité de commander directement ce moteur dans les deux sens avec deux filtres en supprimant les deux relais à la sortie de chaque filtre. On réalise ainsi un servomoteur à deux voies qui présente l'avantage de la suppression de tout relais mécanique dont les contacts peuvent se détériorer et dont la sécurité de fonctionnement est totale.

## SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 montre le schéma de principe du servomoteur à deux voies équipé de six transistors : trois transistors NPN ( $T_1$ ,  $T_2$  : 139 A ;  $T_3$  : 140 A) et trois transistors PNP ( $T_4$ ,  $T_5$ ,  $T_6$  : 80 A). Le principe consiste à rendre conducteurs les transistors  $T_3$  ou  $T_5$  lorsque le récepteur reçoit une fréquence modulée dont la modulation correspond à l'accord des filtres SF1 ou SF2.

Lorsque  $T_1$  est conducteur,  $T_6$  ne l'est pas et la tension appliquée au moteur est celle de la pile 1,5 V supérieure ; le positif est appliqué sur la borne de droite et le négatif sur la borne de gauche.

Lorsque  $T_2$  est conducteur,  $T_5$  ne l'est pas et c'est la pile inférieure de 1,5 V qui applique une polarité opposée aux bornes du moteur, qui tourne dans le sens opposé. Ce moteur alimenté sous 1,5 V peut être par exemple un Uniperm ou un Graupner TO5. Il est possible d'alimenter un moteur à aimant permanent dont l'intensité ne dépasse pas 250 à 300 mA et dont la tension d'alimentation maximum est de 2,4 V. Dans ce dernier cas, les deux piles de 1,5 V alimentant le moteur sont remplacées par deux piles de 2,4 V. Il est possible bien entendu de remplacer ces piles par

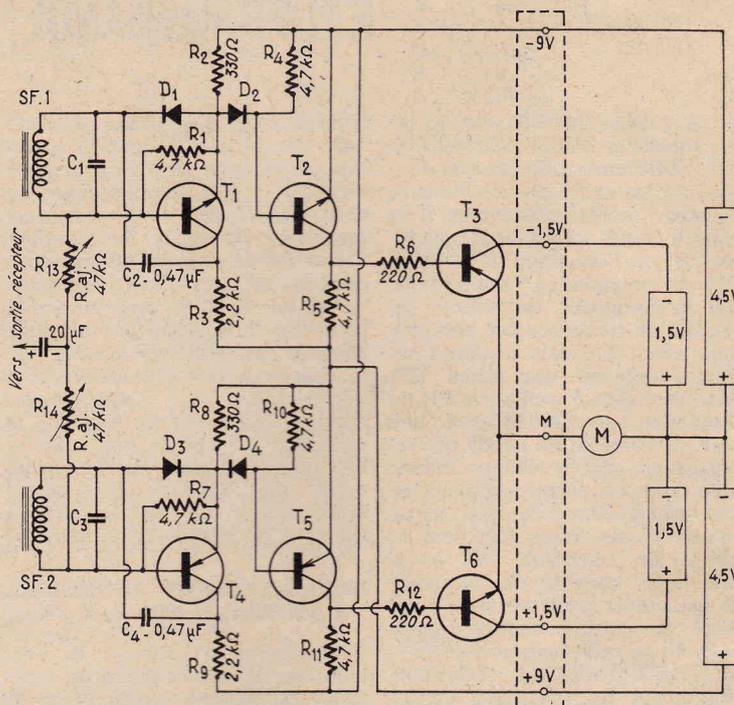


Fig. 1. — Schéma de principe du servomoteur à deux voies.  
 $T_1$ ,  $T_2$  : 139 A ;  $T_3$ ,  $T_4$ ,  $T_5$  : 80 A ;  $T_6$  : 140 A

de petits accus cadmium nickel, de type bouton.

Sur le schéma de principe les entrées  $E_1$  et  $E_2$  sont reliées au condensateur de liaison de 20  $\mu$ F à la sortie du récepteur. Sur la

plaquette les deux entrées  $E_1$  et  $E_2$  sont réalisées par deux cosses séparées qui sont à relier. Le condensateur de liaison, de 20  $\mu$ F, ne fait pas partie de la plaquette du servomoteur.

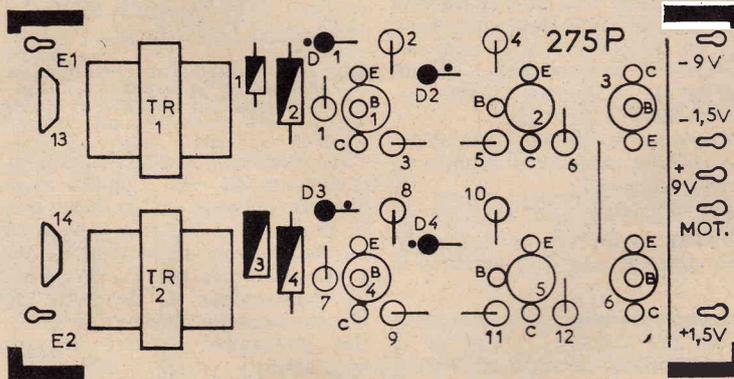


Fig. 2 a. — Partie supérieure du circuit 275 utilisé pour le montage du servomoteur

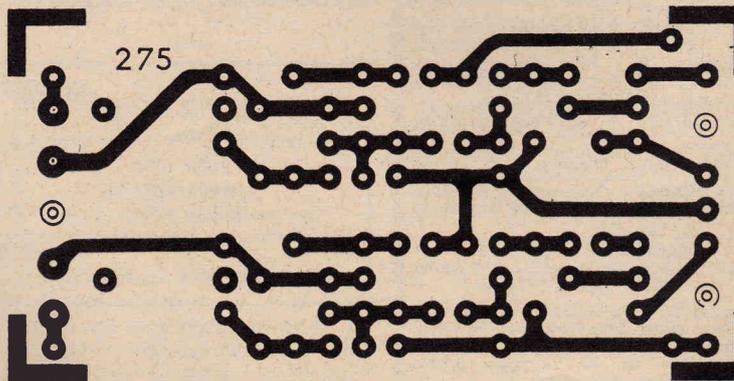


Fig. 2 b. — Câblage imprimé du circuit 275

Considérons, par exemple, la voie correspondant au filtre SF1 inférieur. Le transistor  $T_1$ , 80 A de type PNP est monté en circuit réflex classique à la sortie du filtre. Pour une fréquence de modulation correspondant à l'accord de SF1, la diode  $D_1$  détecte et la composante continue négative de détection polarise négativement la base de  $T_1$ , ce qui augmente le courant collecteur.

La diode  $D_2$  est montée en sens inverse par rapport à  $D_1$ . Elle permet de transmettre la tension négative d'émetteur de  $T_1$ , due à la chute de tension du courant émetteur collecteur dans  $R_1$ , de 330  $\Omega$ , à la base du transistor PNP  $T_3$ , qui est un 80 A. Ce transistor devient donc conducteur et une chute de tension apparaît dans la résistance de charge du collecteur  $R_{11}$ , de 4,7 k $\Omega$ , reliée au -9 V. Le collecteur de  $T_3$  étant relié par la résistance de limitation de courant base  $R_{12}$ , de 220  $\Omega$ , à la base du transistor NPN  $T_6$ , 140 A, cette base devient moins négative donc plus positive par rapport à son émetteur et le transistor  $T_6$  est rendu conducteur. Il est donc traversé par le courant de la pile 1,5 V inférieure, en série avec le moteur M qui tourne dans un sens.

La voie du filtre SF2 est d'un fonctionnement semblable les seules différences étant l'utilisation d'un transistor NPN pour  $T_1$  (139 A),  $T_2$  (139 A) et d'un transistor PNP pour  $T_3$  (80 A). Les polarités d'alimentation sont donc inversées par rapport à la voie du filtre SF1. On remarquera également l'inversion de  $D_1$  par rapport à  $D_3$  et de  $D_2$  par rapport à  $D_4$ . La composante continue de détection appliquée sur la base de  $T_1$  doit en effet être positive pour rendre ce transistor NPN conducteur et non négative comme pour le cas du transistor PNP  $T_1$ .

## N° 275 - SERVOMOTEUR A 2 VOIES

Ensemble pièces détachées, compris circuit imprimé. Selfs filtres, transistors, diodes, résistances, condensateurs, etc. (sans pile). **111,80**

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Aqueduc PARIS (10<sup>e</sup>) G. du Nord 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Cl.-Bernard PARIS (5<sup>e</sup>) Gobelins 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville PARIS (20<sup>e</sup>) Pte des Lilas 636-40-48

Service Province :  
RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>)  
296, rue de Belleville 797-59-67  
C.C.P. Paris 1711-94

Conditions de vente :  
Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité de la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

Lorsque les tensions appliquées sur les filtres ne correspondent pas à l'accord de ces filtres, les transistors  $T_3$  et  $T_6$  sont au cut-off et les deux piles de 1,5 V n'alimentent pas le moteur.

On remarquera qu'il est nécessaire pour l'alimentation de disposer de deux piles séparées de 4,5 V, montées en série et dont le point milieu doit être relié au point milieu des deux piles 1,5 V d'alimentation du moteur et à une borne du moteur. La deuxième borne du moteur est connectée au point M de la plaquette du servomoteur.

Les raccordements à la plaquette sont entourés de pointillés et s'effectuent par cosses sur un côté : - 9 V, - 1,5 V, M, + 1,5 V et + 9 V. Les deux cosses d'entrée  $E_1$  et  $E_2$  sont disposées du côté opposé. Le branchement des deux piles 1,5 V et des 2 piles 4,5 V est donc à réaliser.

### MONTAGE ET CABLAGE

La plaquette à câblage imprimé (réf. 275) utilisée pour le câblage des éléments est de  $103 \times 50$  mm. La figure 2 montre la disposition de ces éléments, déjà repérée sur la partie supérieure du circuit.

Le filtre TR1 est repéré par un point jaune sur sa partie supérieure et le filtre TR2 par un point vert. Les fréquences d'accord sont de 1 750 et 3 100 Hz. D'autres fréquences peuvent bien entendu être utilisées.

Tous les éléments sont montés verticalement. On remarquera les deux strappages réalisés en fil nu et l'on veillera au branchement correct des quatre diodes  $D_1$  à  $D_4$ . Rappelons que selon le code utilisé, le point repère la sortie cathode. Dans le cas de  $D_1$  par exemple, montée verticalement, la sortie cathode est celle qui traverse la plaquette au voisinage de  $C_2$  et la sortie anode traverse la même plaquette au voisinage de  $R_2$ .

Les valeurs des éléments sont les suivantes :

$R_{11}, R_4, R_5, R_7, R_{10}, R_{11}$  : 4,7 k $\Omega$  ;  
 $R_2, R_8$  : 330  $\Omega$  ;  
 $R_3, R_9$  : 2,2 k $\Omega$  ;  
 $R_6, R_{12}$  : 220  $\Omega$  ;  
 $R_{13}, R_{14}$  : résistances ajustables Matara 47 k $\Omega$ .

$C_1, C_3$  : condensateurs d'accord des filtres ;

$C_2, C_4$  : 0,47  $\mu$ F.

SF1, SF2 correspondant à TR1 et TR2 sont les bobinages des filtres.

$T_1, T_2$  : transistors NPN 139 A ;

$T_3, T_4, T_5$  : transistors PNP 80 A ;

$T_6$  : transistor NPN 140 A.

Rappelons que le condensateur de 20  $\mu$ F de liaison à la sortie du récepteur multicanal ne fait pas partie du servomoteur et que les deux entrées  $E_1$  et  $E_2$  sont à relier à l'armature négative de ce condensateur.

Les cinq autres cosses de sortie sont marquées - 9 V, - 1,5 V, + 9 V, Mot et + 1,5 V, leur branchement correspondant à celui du schéma de principe.

# OSCILLATEUR BF SINUSOIDAL DE MODULATION AMPLIFICATEUR DE MODULATION POUR RADIOCOMMANDE

La principale difficulté à laquelle se heurte l'amateur de radiocommande pour la réalisation d'un ensemble émetteur et récepteur multicanal, équipé d'un relais à lames vibrantes ou de filtres BF est l'obtention de tensions BF de modulation sinusoidales dont la fréquence est stable. La stabilité de fréquence est plus critique avec un relais à lames vibrantes qu'avec des filtres BF. Toute dérive de l'oscillateur BF de modulation se traduit par une perte de contrôle du canal correspondant ou par le collage indésirable du relais correspondant à un autre canal. Même dans le cas de l'utilisation de filtres BF, dont la courbe de sélectivité est assez pointue, la stabilité de fréquence est essentielle pour assurer la sécurité de fonctionnement maximum de la radiocommande.

Les deux réalisations ci-dessous, entièrement transistorisées constituent un ensemble de modulation particulièrement étudié pour éliminer les difficultés précitées. Les tensions de modulation sont sinusoidales et d'une excellente stabilité en fréquence.

Ce modulateur comprend deux plaquettes à circuits imprimés dont les fonctions sont les suivantes :

— plaquette 277 de l'oscillateur BF sinusoidal à 1 transistor, réalisée en deux versions, A pour les fréquences de modulation de 700 à 2 000 Hz et B, pour les fréquences de 2 000 à 4 500 Hz.

— plaquette 289 de l'amplificateur BF de modulation équipée de trois transistors.

Cet ensemble peut moduler un émetteur à lampes ou à transistors. Dans le cas d'un émetteur à

transistors, la modulation peut être faite par la base ou par l'alimentation collecteur de l'amplificateur final HF, cette solution étant la plus couramment utilisée. Le transformateur de sortie de l'amplificateur BF de modulation comporte deux secondaires d'une impédance de 25  $\Omega$  pouvant être employés pour une modulation par la base. Dans le cas d'une modulation par le collecteur ces secondaires sont laissés libres et il suffit simplement d'alimenter en continu le collecteur de l'étage final oscillateur haute fréquence par l'intermédiaire du collecteur du dernier amplificateur BF de modulation (point A du schéma de la figure 2).

La tension d'alimentation doit être de 9 à 18 V.

Les éléments déterminants de la fréquence d'oscillation sont le condensateur à pot de ferrite, le condensateur  $C_2$  de 2 200 pF et la résistance se trouvant entre H et F par l'intermédiaire du bouton poussoir de commande.

Deux modèles de bobinages sont prévus, le premier avec un repère rouge sur son second avec point de réglage. Dans les deux cas, la fréquence est réglable à l'aide d'un bouton ajustable du pupitre de commande. La résistance est de 3,3 k $\Omega$ , cette résistance étant réglable en mettant l'accord fin de la fréquence de modulation.

Chaque bobinage, rouillé, est en principe prévu pour deux fréquences BF différentes, la différence des fréquences étant due aux deux valeurs des résistances ajustables en service par les deux boutons correspondants. Dans les conditions, les tensions de modulation sont sinusoidales et l'oscillateur est au même niveau de sortie (0,8 V) pour les deux versions BF de modulation. Il faut noter en effet que l'amplificateur BF de modulation, commun aux deux versions BF et disposé à l'entrée, comprend un seul réglage de niveau par un potentiomètre. Ce potentiomètre est une profondeur de modulation maximum correspondant à la fréquence BF de l'oscillateur. Il est évident que si la tension de modulation par l'oscillateur pour une fréquence est supérieure à celle de la fréquence inférieure il y aura surmodulation et une profondeur de modulation suffisante.

Le tableau ci-dessous résume les différentes gammes de fréquences BF obtenues avec les bobinages rouge et vert pour différentes capacités du condensateur  $C_2$ . Les deux valeurs extrêmes de la gamme sont des résistances ajustables de 3,3 k $\Omega$  en service par les boutons de commande :

### OSCILLATEUR BF SINUSOIDAL A UN TRANSISTOR (réf. 277)

Le schéma de principe de l'oscillateur BF sinusoidal à un transistor est indiqué par la figure 1.

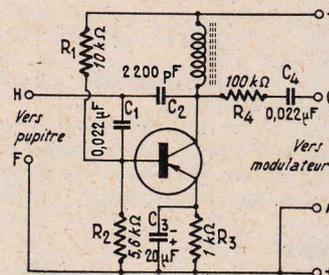


Fig. 1. — Schéma de principe de l'oscillateur BF sinusoidal. Le transistor est un 72 A

Le transistor 72 A est monté en oscillateur du type Colpitts avec pont de polarisation de base par  $R_1$ ,  $R_2$  de 10 k $\Omega$  - 5,6 k $\Omega$ , résistance de stabilisation d'émetteur  $R_5$ , de 1 k $\Omega$ , découplée par  $C_3$ , de 20  $\mu$ F et condensateur  $C_1$  de 0,022  $\mu$ F transmettant les tensions de réaction nécessaires à l'entretien des oscillations.

Les tensions de sortie sont prélevées sur le collecteur par la résistance série  $R_4$  de 100 k $\Omega$  et le condensateur  $C_4$  de 0,022  $\mu$ F.

### N° 277 - OSCILLATEUR BF SINUSOIDAL DE MODULATION POUR RADIOCOMMANDE

Ensemble pièces détachées, compris circuit imprimé. Bobinage, transistors, condensateurs, résistances, etc. (sans pile).

Version A - Pour fréquence de 700 à 2 000 cycles ..... 29,72

Version B - Pour fréquence de 2 000 à 4 500 cycles .... 29,72

RADIO-PRIM, 5, rue de l'Acqueduc PARIS (10<sup>e</sup>) G. du Nord 607-05-15

RADIO M.J., 19, rue Cl.-Bernard PARIS (5<sup>e</sup>) Gobelins 402-47-69

RADIO-PRIM, 296, rue de Belleville PARIS (20<sup>e</sup>) Pte des Lilas 636-40-48

Service Province :

RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>)

296, rue de Belleville 797-59-67

C.C.P. Paris 1711-94

Conditions de vente :

Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

BOBINE ROUGE	
Capacité de $C_2$	Gamme de fréquences
2 200 pF	3 400 - 4 500
4 700 pF	2 200 - 3 200
10 000 pF	2 000 - 2 800
BOBINE VERTE	
Capacité de $C_2$	Gamme de fréquences
47 000 pF	700 - 1 100
22 000 pF	1 000 - 1 800
10 000 pF	1 100 - 2 000

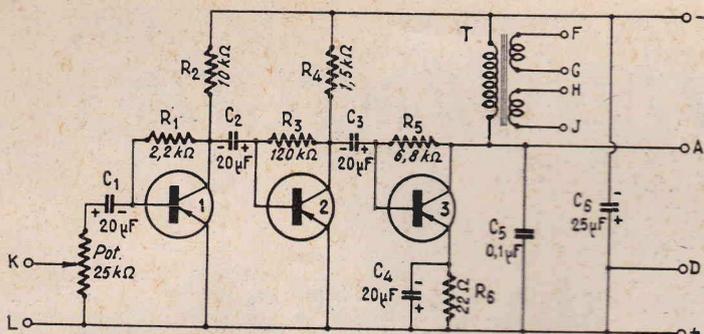


Fig. 2. — Schéma de principe de l'amplificateur BF de modulation.  
T<sub>1</sub> = 70 A ; T<sub>2</sub> = 71 A ; T<sub>3</sub> = 72 A

On voit, d'après ce tableau, que l'on a un choix important de fréquences de modulation, de 700 à 4 500 Hz, ce qui permet de réaliser des ensembles de radiocommande multicanaux en prévoyant un nombre de plaquettes d'oscillateur égal à la moitié du nombre de canaux.

### AMPLIFICATEUR DE MODULATION (réf. 289)

Le schéma de l'amplificateur BF de modulation, monté à la sortie

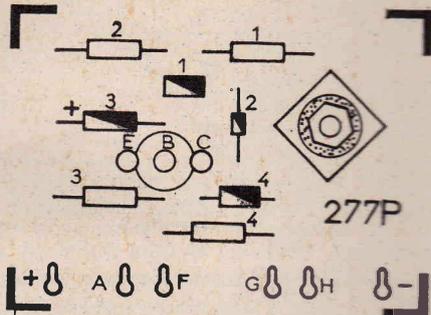


Fig. 3 a. — Partie supérieure de la plaquette 277 de l'oscillateur BF

de l'oscillateur sinusoïdal, est celui de la figure 2. La sortie G de l'oscillateur de modulation est reliée au point K c'est-à-dire à l'entrée de l'amplificateur.

Le potentiomètre ajustable de 25 kΩ dose les tensions d'entrée appliquées sur la base du premier amplificateur T1 70 A par le con-

Le troisième transistor amplificateur T3 est un 72 A dont la base est polarisée par R<sub>3</sub>, de 6,8 kΩ et dont la résistance de stabilisation d'émetteur R<sub>6</sub>, de 22 Ω est découplée par C<sub>4</sub>, de 20 μF.

La charge de collecteur est constituée par le transformateur T, comportant deux secondaires séparés FG et HJ, chacun d'une impédance de 25 Ω. Comme nous l'avons précisé ces secondaires offrent la possibilité d'une modula-

tion par la grille d'un étage oscillateur HF à lampe ou par la base d'un étage oscillateur HF à transistor.

Dans le cas d'une modulation par le collecteur, l'alimentation en continu du collecteur de l'étage oscillateur HF s'effectue directement par le point A.

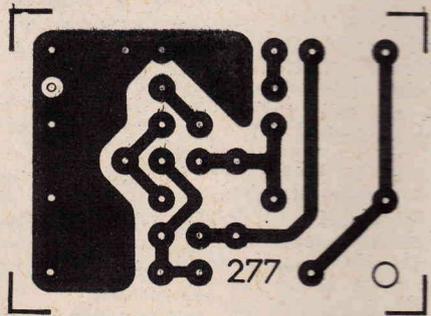


Fig. 3 b. — Câblage imprimé de la plaquette 277

densateur série C<sub>1</sub> de 20 μF. Cette base est polarisée par R<sub>1</sub>, de 2,2 kΩ reliée au collecteur et provoquant une contre-réaction. La charge de collecteur R<sub>2</sub> est de 10 kΩ.

Les tensions amplifiées sont ensuite transmises par C<sub>2</sub> sur la base du transistor T2 71 A, monté également en amplificateur à émetteur commun avec résistance de polarisation de base R<sub>3</sub> de 120 kΩ, reliée au collecteur et charge de collecteur R<sub>4</sub>, de 1,5 kΩ.

L'alimentation de l'amplificateur de modulation peut s'effectuer sous 9 à 18 V.

### REALISATION DE L'OSCILLATEUR BF SINUSOIDAL

La plaquette à circuit imprimé (réf. 277) utilisée pour la réalisation de cet oscillateur est de 55 × 40 mm. La figure 3 montre la disposition des éléments sur sa partie supérieure. La bobine avec

point repère rouge ou vert sur son embase sera choisie selon la gamme de fréquences désirée. L'implantation des éléments numérotés figure sur la plaquette. Les valeurs d'éléments sont les suivantes :

- R<sub>1</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>2</sub> : 5,6 kΩ ;
- R<sub>3</sub> : 1 kΩ ;
- R<sub>4</sub> : 100 kΩ ;
- C<sub>1</sub> : 22 000 pF ;
- C<sub>2</sub> : 2 200, 4 700, 10 000, 22 000 ou 47 000 pF (voir tableau) ;
- C<sub>3</sub> : électrochimique 20 μF ;
- C<sub>4</sub> : 22 000 pF ;
- T<sub>1</sub> : transistor 72 A.

- Potentiomètre ajustable : 25 kΩ.
- C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> : électrochimiques 20 μF ;
- C<sub>5</sub> : 0,1 μF ;
- C<sub>6</sub> : électrochimique 25 μF.
- T<sub>1</sub> : transistor 70 A ;
- T<sub>2</sub> : transistor 71 A ;
- T<sub>3</sub> : transistor 72 A.

Dix cosses à souder sont utilisées pour les liaisons, ces cosses correspondant au schéma de principe : + et - alimentation ; secondaires FG et HJ du transformateur, collecteur A du transistor de sortie, ligne positive D à relier à la masse de l'étage amplificateur

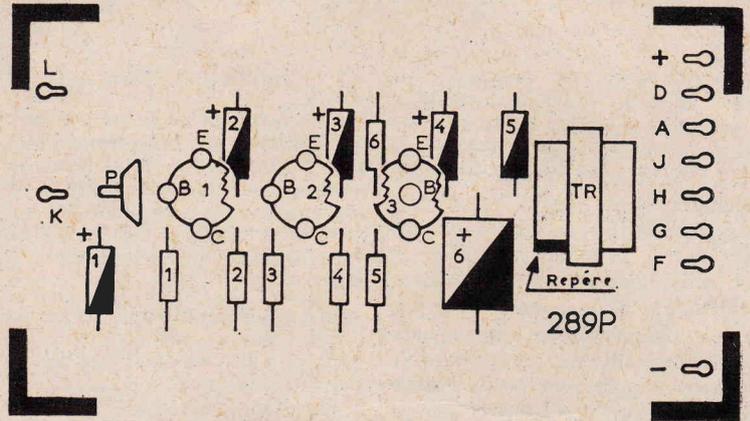


Fig. 4 a. — Partie supérieure de la plaquette 289 de l'amplificateur de modulation

Six cosses à souder correspondent à l'alimentation (+ et -) et aux points A, F, G, H.

HF, le point A étant relié au circuit collecteur. Les points K (entrée) et L (masse) sont à relier

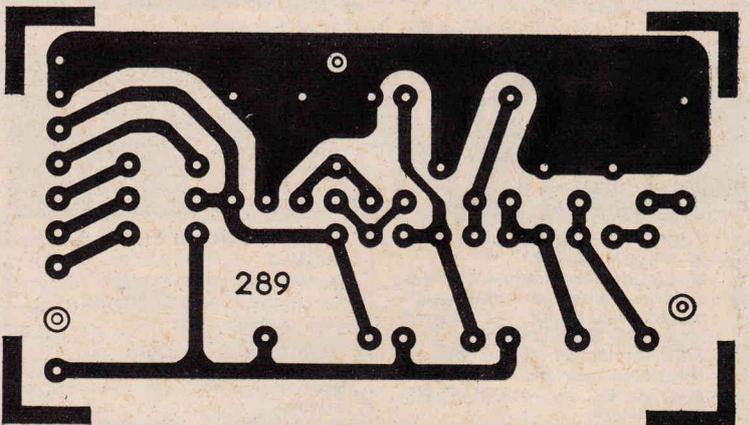


Fig. 4 b. — Câblage imprimé de la plaquette 289

### REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR DE MODULATION

La plaquette à circuit imprimé (réf. 289) est de 100 × 55 mm. La disposition des éléments sur sa partie supérieure est indiquée par la figure 4.

Le transformateur sera orienté en tenant compte de l'emplacement de son point de repère coloré. Tous les éléments sont montés horizontalement sauf le potentiomètre ajustable d'entrée qui est vertical. Les valeurs d'éléments sont les suivantes :

- R<sub>1</sub> : 2,2 kΩ ;
- R<sub>2</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>3</sub> : 120 kΩ ;
- R<sub>4</sub> : 1,5 kΩ ;
- R<sub>5</sub> : 6,8 kΩ ;
- R<sub>6</sub> : 22 Ω.

respectivement à G et A de la plaquette de l'oscillateur BF.

### N° 289 - AMPLIFICATEUR DE MODULATION POUR RADIOCOMMANDE

Ensemble pièces détachées, compris circuit imprimé, transformateur de sortie, transistors, condensateurs, résistances, etc. (sans pile) .. **37,05**

**RADIO-PRIM**, 5, rue de l'Aqueduc PARIS (10<sup>e</sup>) G. du Nord 607-05-15

**RADIO M.J.**, 19, rue Cl.-Bernard PARIS (5<sup>e</sup>) Gobelins 402-47-69

**RADIO-PRIM**, 296, rue de Belleville PARIS (20<sup>e</sup>) Pte des Lilas 636-40-48

Service Province : **RADIO-PRIM, PARIS (20<sup>e</sup>)**  
296, rue de Belleville 797-59-67  
C.C.P. Paris 1711-94

Conditions de vente : Pour éviter des frais supplémentaires, la totalité à la commande ou acompte de 20 F, solde contre remboursement.

# ALIMENTATION RÉGULÉE A TRANSISTORS

## TENSION VARIABLE 6 A 15 V

### INTENSITÉ MAX : 500 m

**E**QUIPEE de matériel des surplus (1) cette alimentation régulée à transistors est tout indiquée pour le dépannage des récepteurs à transistors, permettant de remplacer les piles et de faire varier la tension de sortie de 6 à 15 V. L'intensité maximum délivrée est de 0,5 A, valeur supérieure à l'intensité d'alimentation des récepteurs classiques à transistors. Il est donc possible d'utiliser également cette alimentation pour le dépannage ou la mise au point d'appareils à transistors de consommation plus élevée.

(1) Radio Occasion.

#### SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe est indiqué par la figure 1. Le transformateur d'alimentation a un primaire alimenté par le secteur 220 V et un secondaire à prise médiane relié à deux diodes D redressant les deux alternances, avec positif à la masse.

La tension négative de sortie est filtrée par un condensateur de 1 000  $\mu$ F - 25 V et appliquée à l'ensemble de régulation à trois transistors (deux 74 A et un transistor de puissance P 555) et à une diode zéner 11Z4

Le potentiomètre de 2 k $\Omega$ , faisant partie d'un pont entre la sortie négative et la masse permet de modifier la tension de sortie.

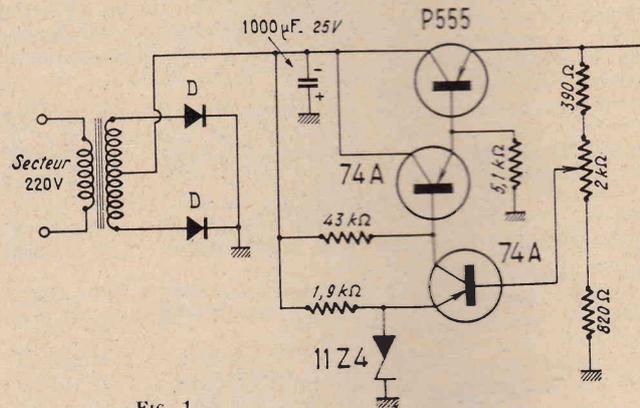


FIG. 1

En déplaçant le curseur de ce potentiomètre vers le haut on augmente la polarisation négative de base du transistor 74 A dont la base est reliée au curseur. La tension émetteur de ce transistor étant fixée par la diode zéner 11Z4 de 4,5 V-10 mA, le courant collecteur croît, ce qui augmente la chute de tension dans la résistance de charge de collecteur de 43 k $\Omega$ . La base du deuxième transistor 74 A devient donc moins négative, ce qui diminue la chute de tension dans sa résistance d'émetteur de 5,1 k $\Omega$ . La résistance série du transistor de puissance P555 devient plus élevée, ce qui diminue la tension de sortie. De même, en déplaçant le curseur du potentiomètre vers le bas afin de diminuer la tension de polarisation de base du premier transistor.

Lorsque la charge varie ou lorsque la tension du secteur présente des fluctuations on obtient, de même, la compensation automatique des variations de tensions de sortie, une diminution de la tension appliquée sur la base se traduisant par une augmentation de la tension de sortie et inversement une augmentation de la tension de base par une diminution de la tension de sortie.

#### MONTAGE ET CABLAGE

Un châssis de 110x160x75 mm est utilisé pour le montage de cette alimentation. La profondeur du châssis (75 mm) permet de placer le transformateur qui constitue l'élément le plus encombrant. Ce dernier comporte des cosses avec sorties par perles de verre (4 cos-

ses pour le primaire, 4 pour le secondaire, et 3 cosses pour le secondaire, la cosse centrale est le point milieu du secondaire).

La figure 2 montre le câblage complet de la partie supérieure du châssis. Deux trous de 9 et 10 cosses facilitent le câblage. Le transistor de puissance P555 est monté sur la partie inférieure du châssis après avoir percé les deux trous pour la base de ses sorties émetteur et collecteur. Une plaquette de cuivre est soudée sur la partie inférieure du châssis sur la partie inférieure du boîtier du transistor. La prise collecteur est reliée à la masse par une cosse en contact avec la cosse de fixation du boîtier. Les cosses de la barrette des cosses sont soudées aux sorties émetteur et collecteur du transistor P555.

Le potentiomètre de régulation de tension de sortie est fixé sur les côtés du châssis à l'aide d'un interrupteur du secteur et de douilles de fiche banane. Le bouton à flèche permet de monter une plaquette graduée avec le potentiomètre pour repérer les positions de sortie pour différentes tensions de 6 à 15 V.

## Une situation d'avenir en étudiant chez soi

**ÉLECTRONIQUE • RADIO • TÉLÉVISION**  
Monteur - dépanneur - électronicien - Chef - monteur - dépanneur-aligneur - Agent technique électronicien AT1 - AT2 (émission et réception).  
Préparation théorique aux :  
● C. A. P. de RADIO-ÉLECTRONICIEN  
● BREVET PROFESSIONNEL DE RADIO-ÉLECTRONICIEN

**AUTOMOBILE •**  
Mécanicien - dépanneur - auto - Électricien-auto - Électromécanicien-auto - Spécialiste diesel - Mécanicien conducteur de l'armée  
Préparation théorique aux :  
● C. A. P. DE L'ÉTAT

**BATIMENT • BÉTON ARMÉ**  
Le chantier et les métiers du gros œuvre  
Le bureau d'études et de dessin : du dessinateur calqueur au dessinateur calculeur en béton armé

**SERVICE DE PLACEMENT •**  
Demandez la notice spéciale pour la branche qui vous intéresse

**DESSIN INDUSTRIEL •**  
Calqueur - Détaillant - Dessinateur d'exécution - Dessinateur petites études - Dessinateur-projeteur  
Préparation aux :  
● C. A. P. DE L'ÉTAT ET DU SYNDICAT DE LA MÉTALLURGIE  
● BREVETS PROFESSIONNELS

**AVIATION •**  
Mécanicien - aviation - Pilote - aviateur (pour la formation technique) - Agent technique d'aéronautique - Agent d'opération  
● B. E. S. A. (Entraînement au vol à l'aérodrome de Toussus-le-Noble (Seine-et-Oise))

Méthode exclusive, inédite, efficace et rapide.  
Préparation aux :  
● C. A. P. ET BREVETS INDUSTRIELS DU BATIMENT

**BON GRATUIT**

**INSTITUT PROFESSIONNEL POLYTECHNIQUE**

14, Cité Bergère, PARIS (9<sup>e</sup>) PRO 47-01

(à découper ou à recopier)

Nom \_\_\_\_\_

Adresse \_\_\_\_\_

Branche désirée \_\_\_\_\_

HP 85

Bonnange

Alimentation variable stabilisée de 6 à 15 V Secteur 220 V Ensemble complet en cosses. Prix ..... Franco .....

**RADIO-OCCASION**

31, rue Censier -

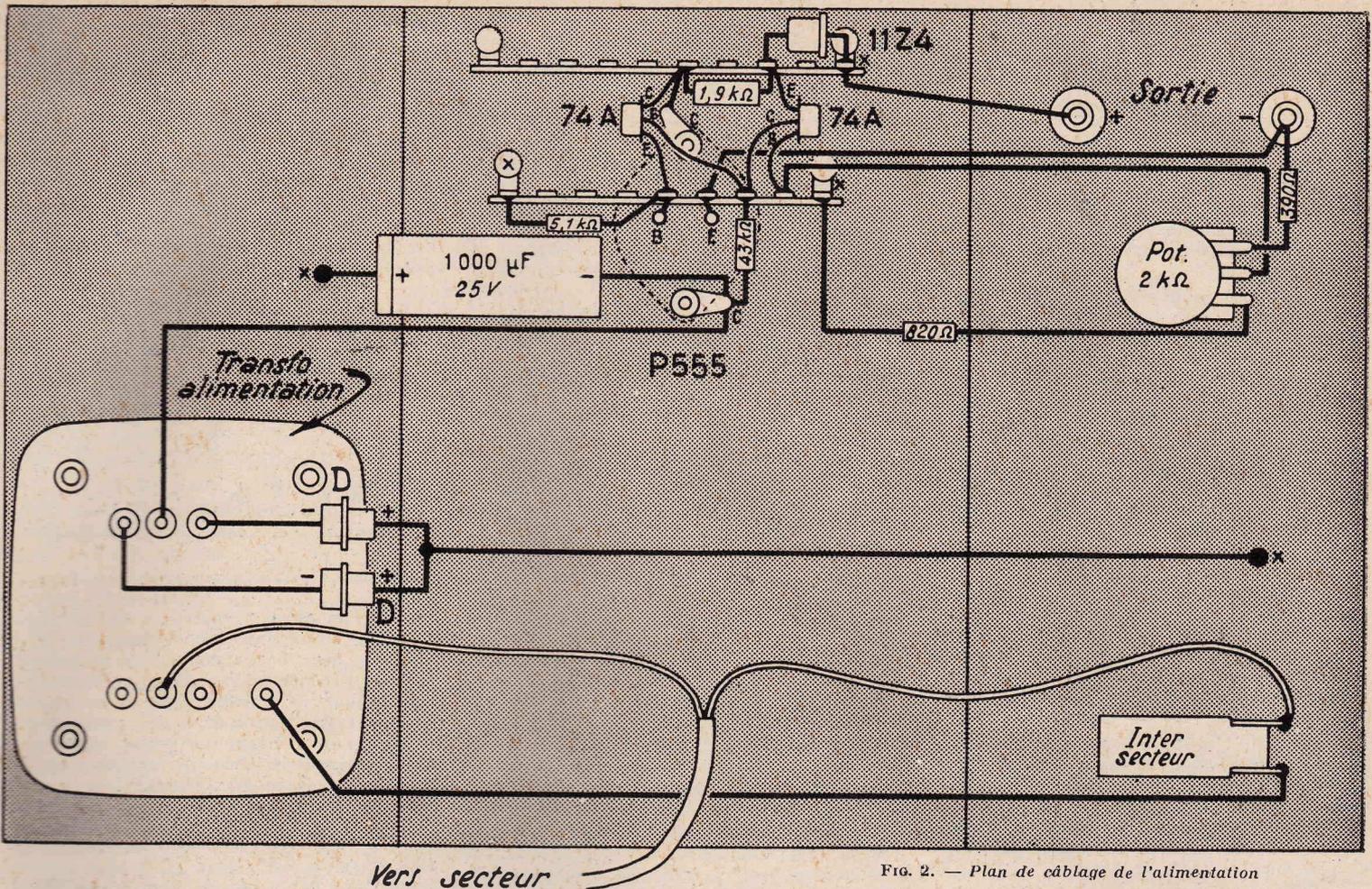


Fig. 2. — Plan de câblage de l'alimentation

# OUVERT TOUT LE MOIS D'AOUT

9 h. - 12 h. - 14 h. - 19 h. sauf dimanche et lundi.

- VHF** 100 à 156 MHz.
- TX SADIR 1547 Prix ..... 300,00
  - Sur place, épaves à partir de 50,00
  - Alimentation secteur 110-220 V pour TX 1547, avec schéma des prises. Prix ..... 200,00
  - Épaves à partir de ..... 50,00
  - TX ARC3. Prix sans xtal .. 200,00
  - RX R77/ARC3. Prix ..... 200,00
  - RX TX TRAP 1. Prix ..... 150,00
  - Transceiver AF/UTA 68. Prix 200,00
  - Transceiver A.I.R. 5272. Prix 200,00
  - Filtre VHF aff. < 2 dB de 100 à 156 MHz. > 40 dB de 200 à 400 MHz, avec prises coax. et raccord. 30,00
  - CLIPS pour 832 ..... 2,00
  - 832 A ..... 45,80

- Ensemble transfos driver, micro, modulation pour P.P. 807/832 ..... 20,00
- Self Gre R100, 4 mH ..... 3,50
  - Ajustable papillon 2 x 10 Pfs argenté. Prix ..... 5,00
  - Ajustable papillon 10 Pfs avec self argentée pour appareil V.H.F. - 90 MHz - C. max. .... 6,00

GRAND CHOIX DE :  
CONDENSATEURS au mica, papier, chimiques.  
RESISTANCES, sur place.

- CASQUE MINIATURE**  
500 ohms
- Fil long, 1 m. 9,50
  - Port ..... 0,70

- CASQUE DE SURPLUS 1 000 Ω. 6,50**
- Récepteur 1 transistor - 2 diodes permettant de recevoir les P.O. - Dim.: 100 x 65 x 30 mm - Alim. par pile 4,5 V extérieure - Livré en Kit avec casque 500 Ω, miniature et schéma. Franco ..... 16,50

- Nos sachets de matériel :
- 25 condensat. standard ..... 5,00
  - 50 condensateurs mica ..... 6,00
  - 10 potentiomètres ..... 10,00
  - 100 résistances diverses ..... 6,00
  - 10 néons av. résistances ..... 3,00
  - 10 diodes récupération ..... 3,00

- TRANSISTORS** genre OC72 - genre OC44 - genre OC45 - genre OC71. Prix ..... 1,00

- Offre exceptionnelle :  
10 ajustables divers alu et argentés. Prix ..... 10,00

- DECAMETRIQUE**
- B.C. 348 - B.C. 342 - B.C. 312. Parfait état, aligné ..... 400,00
  - Récepteur BC-454, 3 à 6 MHz. MF 1 415 KHz, complet ..... 60,00
  - Récepteur BC-455 6 à 9 MHz MF 2830 KHz complet ..... 60,00
  - (Schéma contre 1,50 F en timbres)
- POUR VOS Double et Triple Changement de Fréquence**
- L'EZ6 ..... 130,00
  - Alim. secteur en Kit ..... 35,00
  - Franco ..... 42,50
  - Le BC 453 de réputation mondiale 190 à 550 KHz, MF 85 KHz à couplage réglable, BFO. Prix ..... 100,00
  - (Schéma contre 1,50 F en timbres)
  - Le S-5/35, 190 à 500 KHz, MF sur 140 KHz, 6 tubes. Dim. 180 x 110 x 100. En parfait état ..... 55,00
  - Le MN26 décrit dans Radio-Plans, MF sur 140 KHz, reçoit de 150 à 1 500 KHz, en parfait état ..... 90,00

## DIODES DE QUALITÉ

Volts	50 mA	100 mA	200 mA	400 mA	600 mA	1 A* 5 A Av. Rd. 50 x 80
12	0,70	0,90	1,00	1,50	1,80	
25	0,80	1,00	1,10	1,70	2,00	
50	1,00	1,10	1,20	2,00	2,15	2,30
100	1,10	1,20	1,30	2,15	2,25	2,55
200	1,30	1,50	1,70	2,80	3,90	4,50
300	1,80	1,95	2,10	3,60	4,30	5,00
400	2,10	2,20	2,30	4,00	4,80	5,50
500	2,40	2,60	2,80	4,80	5,20	5,80

Port 1,50 par commande. Prix sans radiateur. Radiateur : 5A, 6,00. 10 A, 6,50. 25 A, 12,00. Autres valeurs, voir précédente publicité.

- Alimentation Secteur réglée par diode zener et transistor 110/220/9 V.** Ensemble complet en pièces détachées décrit dans le H.-P., numéro de juin 65. Prix ... 25,50. Franco ... 27,50

### TELEPHONE D'INTERIEUR

en kit. Appel discret par buzzer - **Forme moderne** - Montage facile - Liaison par deux fils - Alimentation 2 piles 4,5 V (Gnôme). Livré complet, avec piles et schéma. La paire. 11,50 Franco ..... 50,00

- SCHEMA** contre enveloppe timbrée.
- Alimentation réglée 500 mA variable de 6 à 15 V - Secteur 220 V - En Kit ..... 53,00 - Franco 56,50**
- Descrit dans ce numéro

- DIODE ZENER VZ ± 10 % à I<sub>z</sub> : 10 mA :**
- 16Z4 - 11,7 V ..... 8,40
  - 11Z4 - 4,5 V ..... 8,40

Envoi minimum 15 F + port  
Hors Métropole : mandat à la commande - Tenir compte du port  
**C.C.P. 19.646-03 PARIS**

# RADIO-OCCASION

ET SURPLUS  
(Garage facile)

31, rue Casnier - PARIS (5<sup>e</sup>) - Tél. : 587-27-52

# QUELQUES CAUSES D'INSTABILITÉ DANS LES AMPLIFICATEURS HAUTE FIDÉLITÉ

L'INSTABILITÉ est une des principales causes d'ennuis pour celui qui construit un amplificateur à haute fidélité et bien souvent ces difficultés sont d'autant plus grandes que la qualité projetée pour l'appareil est d'un haut niveau.

La principale cause d'instabilité est la réaction positive ; il est important de repérer son existence, de rechercher son origine, le point exact où elle prend naissance.

D'habitude, l'instabilité apparaît à l'une ou à l'autre extrémité de la bande basse fréquence. Quand elle apparaît avec les fréquences basses de la bande, on a du « motor-boating ». L'instabilité côté fréquences élevées peut venir d'une oscillation haute fréquence, couramment à une fréquence au-delà de la plage basse fréquence, l'effet produit est un blocage du signal donnant un son manquant de naturel. Ceci est causé par le fait que l'oscillation haute fréquence excite complètement l'amplificateur ; cette surcharge n'est pas perçue, car elle est inaudible. Quand la tension basse fréquence est injectée, son application sur le sommet de l'oscillation de l'amplificateur réduit l'amplitude de l'oscillation, ce qui permet au signal de passer.

Une autre forme d'instabilité apparaît quand la condition d'oscillation n'est pas tout à fait satisfaite, mais démarre sous forme d'oscillation amortie à un certain point de la courbe représentant le signal basse fréquence. On désigne cette forme d'instabilité sous le nom d'oscillation parasite.

Encore une autre forme d'instabilité appa-

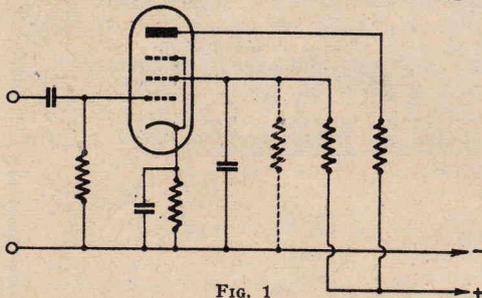


Fig. 1

raît qui donne lieu à un bruit énorme, elle est due à une réaction positive dans la plage basse fréquence, elle produit une oscillation très forte à une fréquence quelconque.

Comme nous l'avons vu, le motor boating est dû à une réaction positive sur les fréquences basses. D'ordinaire, la réaction est telle qu'elle ne produit pas une belle sinusoïde à la fréquence de l'oscillation, mais donne une série de tops d'où le nom de motor boating. Il se produit parce que le « plus » haute tension en un certain point des circuits d'alimentation monte graduellement ou de même façon diminue jusqu'à ce qu'un certain niveau soit atteint. Quand il en est ainsi, une action est déclenchée à fréquence basse, qui, subitement, modifie la circulation du courant produit par l'amplificateur dans l'alimentation, ce qui fait revenir la tension de l'amplificateur à la valeur d'origine, d'où ces lentes augmentations ou diminutions jusqu'à ce que l'action de déclenchement se répète d'elle-même. Ceci rend complexe la forme de la courbe, elle est encore la même en ceci qu'elle peut être regardée comme une réaction à basse fréquence.

Il est quelquefois bon, pour débiter, de déterminer par quelle voie les impulsions par-

viennent juste à l'endroit où elles provoquent le déclenchement des oscillations ; on peut faire un parallèle avec un multivibrateur. On peut suivre le chemin supposé avec un voltmètre continu et repérer si un changement de tension coïncide avec les « clacs ». Quand le

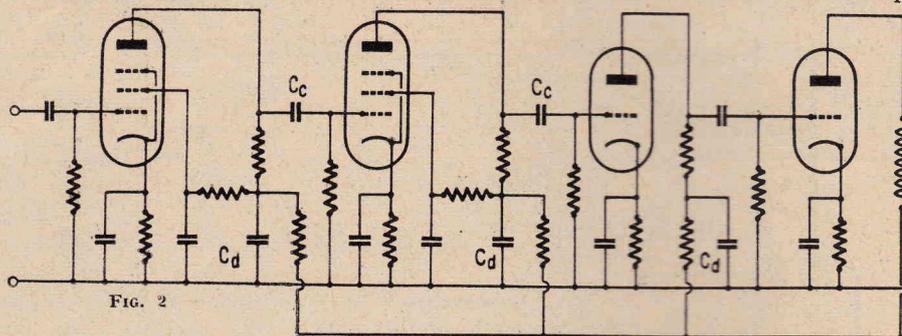


Fig. 2

point, auquel la variation de tension est maximale, est déterminé, c'est l'endroit d'où l'on fera partir les recherches. Il y a peut-être un découplage insuffisant d'un écran ou d'un circuit-plaque dans les étages de la région en observation.

Examinons ce qui peut se passer dans le circuit de la figure 1 supposé être le centre de la perturbation. Bien qu'il ne puisse pas osciller de lui-même, les constantes de temps créées par les condensateurs de découplage d'écran et d'anode peuvent être telles que, en combinaison avec le reste de l'amplificateur une impulsion à fréquence basse peut prendre naissance dans le circuit. Faisant les sondages en tension mentionnés, on peut s'apercevoir que la plus forte variation de tension d'alimentation quand le « clac » apparaît a lieu à l'écran de ce tube. Ceci indique qu'il faut changer la valeur du condensateur de découplage de cette électrode.

Si la courbe de réponse de l'amplificateur est, dans la zone des fréquences basses plus favorable que prévu, on peut employer des condensateurs de découplage de valeur plus faible, si cette partie du registre musical donne satisfaction, on peut augmenter la capacité de découplage dans le circuit particulier pour éliminer la perturbation, on peut encore modifier la composition RC en changeant les valeurs relatives des résistances et des capacités.

Il peut être avantageux d'utiliser une valeur plus petite pour le condensateur de découplage de l'écran ou de la résistance qu'on réduira après avoir placé une résistance en parallèle sur le condensateur ; on crée, par cet artifice, une alimentation par division de tension à la place d'une alimentation série.

Quelquefois, pourtant, les essais avec le voltmètre semblent montrer que la fluctuation apparaît autour du circuit et seulement à un niveau bas. Ceci montre que la réaction positive se crée probablement au travers de l'amplificateur en entier et qu'une région particulière ne peut pas être incriminée.

La figure 2 représente un montage qui est sujet à un motor boating pour tout l'amplificateur. Dans ce cas, la manière la plus simple sera de réduire les valeurs des capacités de couplage  $C_c$  ou d'augmenter la valeur des condensateurs de découplage  $C_d$ .

Cependant, il arrive que ces changements modifient la fréquence propre du motor boating mais ne le suppriment pas ; ceci arrive par-

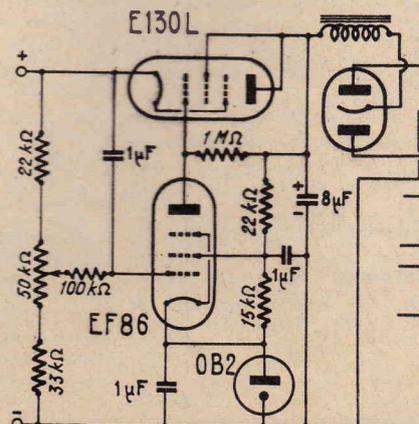
ticulièrement dans les amplificateurs à gain. Alors, on peut orienter les recherches du côté de l'impédance de la source d'alimentation qui, si elle est trop forte, agit sur le découplage entre les étages (figure 3). On utilisera un mode différent de découplage

figure 4), on réduit l'impédance de l'alimentation ; les découplages sont placés de telle sorte que deux étages consécutifs ne soient pas, par eux-mêmes, introduire de l'instabilité. Un manque de stabilité apparaît en particulier pour au moins trois étages ; pour cette raison le découplage d'étages par paires offre une plus grande stabilité que de découpler chaque étage long de la distribution d'alimentation. Cette façon de procéder n'apporte pas l'amélioration recherchée, il faudra utiliser une alimentation stabilisée telle que celle qui est montrée dans la figure 3. On emploie deux tubes pour l'alimentation à basse fréquence jusqu'à une impédance presque nulle.

Par le réglage de la tension d'écran on peut amener l'impédance à une valeur négative, ce qui n'est pas désirable. Pour éviter cela, on utilise une pentode à pente fixe comme une EF86 et pour  $V_s$  une triode ou une pentode E130L qui peut être montée en triode.

## BLOCAGES EN HAUTE FREQUENCE

Quand un amplificateur oscille en haute fréquence, ces oscillations sont aussi en catégories qu'elles le sont en basse fréquence, elles peuvent apparaître dans un étage seul ou dans la totalité de l'amplificateur. Si c'est ce dernier cas qui se présente en ôtant un tube, l'oscillation s'arrête ; l'oscillation apparaît dans une partie de l'amplificateur, alors ôter un tube au hasard ne fait rien. Ceci est un essai simple, qui permet de trouver la valeur pour le motor boating ou osci-



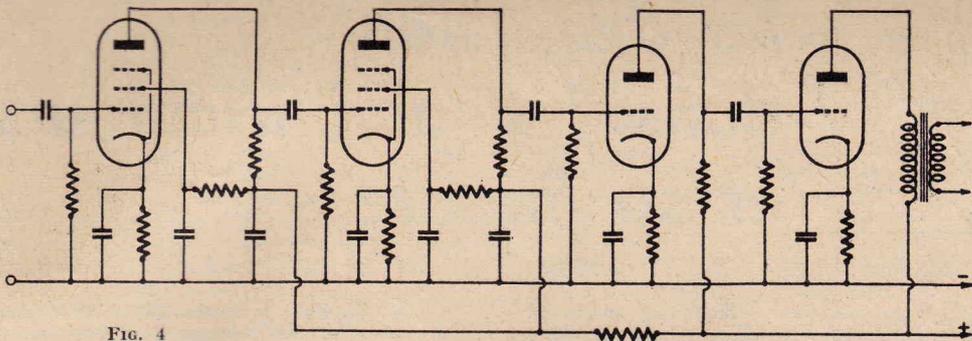


FIG. 4

Le seul point à retenir est que, particulièrement, dans le cas du motor boating, un tel essai n'est pas toujours concluant. Par exemple, l'alimentation d'un tube peut altérer les conditions de travail des tubes qui restent en fonctionnement à cause du courant qui circule. Un ou deux cas peuvent se produire : l'élimination d'un tube peut permettre à l'oscillation de continuer, bien que le tube contribue avant à l'état oscillant. Ceci peut se faire parce que le retrait du tube modifie la tension d'alimentation et une autre forme d'oscilla-

b) La mauvaise masse qui introduit un retour par résistance commune entre étages successifs.

Si l'on travaille sur un amplificateur neuf, un réarrangement est hors de question ; on peut essayer de blinder certaines connexions, surtout des connexions chaudes et longues. La figure 5 montre une méthode de connexion de masse qui évite l'instabilité ou autres troubles dus à des mauvais retours de masse.

Si une oscillation haute fréquence est présente dans un seul étage, le remède peut alors

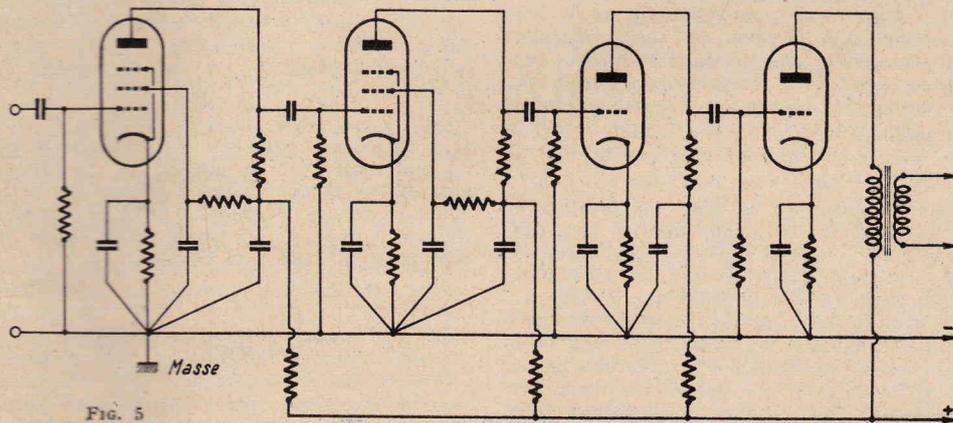


FIG. 5

tion apparaît quand le tube est enlevé (on observera alors une variation de la fréquence d'oscillation au moment où l'on ôte le tube). D'un autre côté, l'élimination du tube peut faire cesser l'oscillation bien que le tube ne soit pour rien dans l'état d'oscillation, par le fait que les conditions de fonctionnement des étages qui oscillent sont changées.

Si l'on fait un examen avec un oscilloscope, on voit que l'oscillation apparaît au travers de l'amplificateur ; examiner pour ceci :

a) L'emplacement d'un conducteur « chaud » à potentiel élevé venant du circuit de sortie qui voisine une correction d'un circuit à haute impédance de l'entrée.

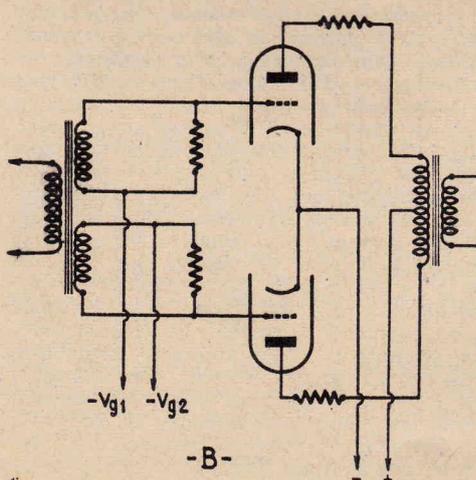
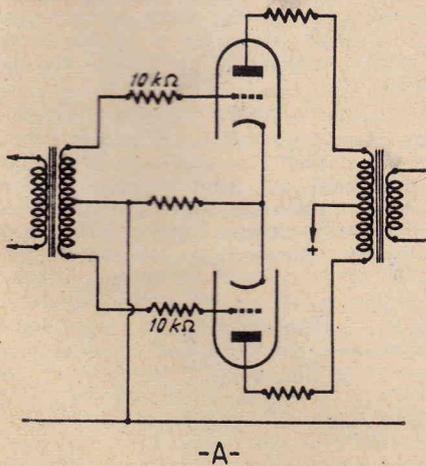


FIG. 6

être simple à apporter en considérant cet étage comme un oscillateur classique.

Une tétrode à faisceau dirigé ou une pentode moderne, étage à gain élevé, entre en oscillation parce qu'il agit comme une résistance négative. Ceci apparaît souvent si la tension d'anode tombe bien au-dessous du potentiel de l'écran. On modifiera la valeur de la tension d'écran au moyen d'une résistance. Une trop forte résistance de charge de plaque en relation avec la résistance placée dans le circuit d'écran est souvent la cause de la naissance d'oscillations.

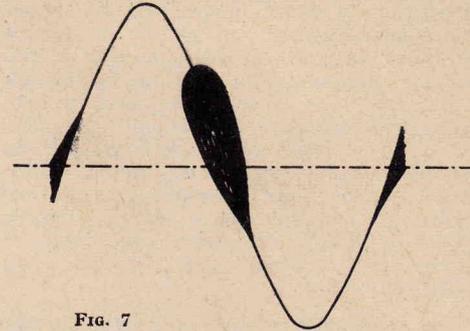


FIG. 7

D'ordinaire, ce genre d'oscillation peut prendre naissance sans beaucoup prévenir, même quand l'amplificateur a travaillé préalablement dans des conditions satisfaisantes. Ceci est dû au fait que la condition d'oscillation elle-même réduit la tension plaque au-dessous de la tension d'écran et c'est pourquoi les conditions de fonctionnement changent quand l'oscillation apparaît. S'il n'est pas convenable de réduire la résistance d'anode d'un étage d'attaque, on modifiera la valeur de la résistance d'alimentation de l'écran avec un diviseur comme mentionné ci-dessus à propos du motor boating.

Les étages de sortie peuvent être responsables de l'entrée en oscillation. Dans les cas courants, celle-ci apparaît comme une forme d'oscillation du genre de celle qui est engendrée dans un étage avec circuit accordé à la grille et circuit accordé à la plaque. La simi-

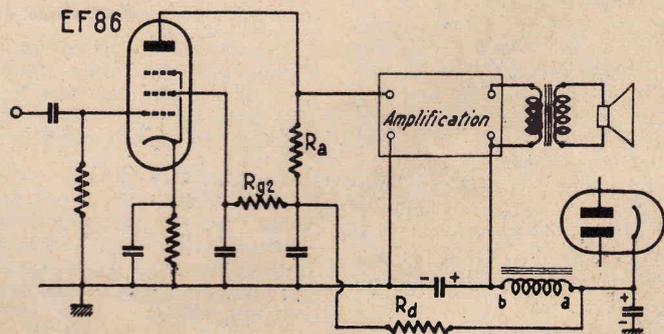


FIG. 8

litude existe par le fait que le circuit grille forme un circuit accordé constitué par la capacité inter-électrodes du tube et les connexions internes ou externes, et aussi viennent s'ajouter les possibilités d'oscillations dues aux inductances de fuite du transformateur. La réaction par effet Miller crée des oscillations dues au fait que l'impédance de la charge d'anode à cette fréquence est essentiellement inductive et ainsi le circuit devient bien semblable à un étage haute fréquence à grille et plaque accordées.

Un remède pour éliminer les oscillations est d'amortir les circuits résonnants qui en sont la cause. On introduit dans le circuit d'anode, à ras du support, une résistance de blocage qui aide à amortir l'inductance à la fréquence de l'oscillation, on en place aussi dans le circuit

grille, au lieu de résistances, on utilise parfois et avec succès des perles de ferrocube enfilées sur le fil de connexion (figure 6 A). Avec l'amortissement par ferrites, on évite la chute de tension qui peut devenir gênante dans les amplificateurs de forte puissance. Soulignons qu'il est important que la résistance soit très près de la cosse du support, car les connexions internes du tube entrent en jeu dans la composition du circuit accordé.

### OSCILLATIONS PARASITES

C'est le dernier genre d'oscillations qui soient cause d'instabilités que nous allons examiner maintenant. Il est parfois difficile de distinguer ce genre d'oscillation, mais le travail devient aisé si l'on place un oscilloscope à la sortie. Mais l'amplificateur peut se comporter très bien dans des conditions normales d'essai, il peut ne pas y avoir d'oscillation en l'absence d'un signal à l'entrée, même chose avec un signal sinusoïdal, lors des mesures, mais tout peut changer sur de la parole ou de la musique ou encore lors d'essais en signaux rectangulaires; c'est pourquoi il est utile d'en faire.

Les oscillations parasites produisent un effet que l'on peut comparer à l'intermodulation. On peut voir apparaître un oscillogramme tel que celui qui est représenté figure 7. La réaction n'est pas suffisante pour que les oscillations soient entretenues. Si l'amplificateur travaille dans des conditions où le courant d'anode cesse brusquement, comme dans le cas de la classe AB ou lorsqu'on attaque jusqu'au courant de grille et que ce courant cesse brusquement, une oscillation parasite peut apparaître. Le remède à appliquer est le même que celui qui a été signalé ci-dessus et que l'on emploie pour une oscillation continue. La cause de ce défaut et la raison pour laquelle il est difficile de la déceler est qu'avec un signal sinusoïdal on ne peut constater sa présence qu'avec un oscilloscope. La fréquence des oscillations parasites est, en général, trop élevée pour qu'elles soient prises en considération dans un appareil de mesure de la distorsion harmonique et trop élevée aussi pour affecter le mouvement de la bobine mobile du haut-parleur. Le son paraît normal; cependant, quand plusieurs signaux de fréquences différentes passent dans l'amplificateur simultanément, un signal de forte amplitude, de fréquence basse, peut augmenter l'oscillation parasite qui pourrait avoir tendance à diminuer momentanément des composantes de fréquences plus élevées présentes dans le même signal; la raison de ceci est que prend naissance un effet de saturation de l'oscillation haute fréquence. C'est ce qui donne au phénomène une similitude avec l'intermodulation.

### UN ARTIFICE DE MONTAGE

Les lignes qui précèdent sont une adaptation d'un texte de Crowhurst paru dans « Radio Television News ». Nous voulons ajouter quelques mots sur un artifice de montage qui permet de se débarrasser dans 90 % des cas du motor boating. Le montage est représenté figure 8; on voit que l'alimentation de l'étage préamplificateur est prise avant la cellule du filtre. Ce montage peut également être adopté dans le cas de transistors.

Admettons que l'on ait projeté de faire fonctionner l'amplificateur sur 250 volts, on adopte pour  $R_a$  et  $R_{g2}$  les valeurs qu'il est d'usage d'employer avec l'EF86 par exemple. On mesure en a 275 volts; si le courant  $I_{g2} + I_a$  est égal à 1 mA, la résistance  $R_a$  sera choisie d'une valeur égale à 25 k $\Omega$  et  $C_{a1}$  de l'ordre de 8  $\mu$ F.

# La distorsion dans les amplificateurs et sa mesure

Il a toujours été difficile de mettre plusieurs techniciens d'accord sur la mesure de la distorsion dans un amplificateur. Les méthodes de mesures diffèrent et aussi les spécifications qui définissent la qualité d'un amplificateur en ce qui concerne la distorsion. On mesure la distorsion depuis de nombreuses années, des habitudes sont prises dans certains groupes, chacun croit employer la bonne méthode et la conserve. En réalité, les erreurs ne sont pas énormes, mais il est bon d'essayer d'examiner ce problème.

### LES PRINCIPALES METHODES

La première méthode consiste à déterminer la quantité totale d'harmoniques contenue dans la tension ou le courant à la sortie lorsqu'on injecte à l'entrée un signal parfaitement sinusoïdal. Une stricte définition du système dit que le taux d'harmoniques donné doit être la valeur efficace de l'onde résiduelle quand la fondamentale est éliminée. Il existe trois raisons qui font que cette méthode n'est pas rigoureuse.

Premièrement, sur la base de l'évaluation des effets de la distorsion sur un son pur, l'effet audible dépend du rang des harmoniques présentes. L'effet produit sur des auditeurs a toujours mis en relief que l'oreille tolère un plus fort taux de distorsion par harmonique deux que la distorsion de tout autre rang. L'oreille humaine est un très bon détecteur de distorsion qui permet de faire des comparaisons intéressantes. Ceci signifie que l'information est minime si l'on se contente de signaler la valeur efficace du résidu d'harmoniques par rapport à la fondamentale.

Deuxièmement, la mesure de l'effet de distorsion sur un son pur n'est pas une indication de son effet sur une reproduction musicale dans laquelle existent ensemble plusieurs notes de fréquences différentes.

Un amplificateur qui introduit un certain taux d'harmoniques deux qui ne serait pas gênant sur un son simple peut être affecté d'une distorsion notable du fait de l'effet d'intermodulation qui apparaît pour un même taux de distorsion quand plusieurs notes se présentent ensemble.

Troisièmement, pour mesurer avec précision une valeur efficace du résidu d'harmoniques contenu dans un signal, il faut posséder un voltmètre qui donne une lecture exacte pour la valeur efficace. La majorité des appareils qui sont vendus pour la mesure de la distorsion avec élimination de la fondamentale donnent une évaluation qui peut être fautive du taux d'harmoniques. Ces instruments sont tarés avec une tension sinusoïdale, leur indication ne sera exacte que lorsque la forme de la tension à mesurer ne s'écarte que très peu de la sinusoïde, mais l'erreur devient énorme dès qu'elle s'en écarte. C'est le cas des appareils à redresseurs gradués en efficace, mais qui mesurent la valeur moyenne, encore bien plus des voltmètres à tubes qui sont influencés par la valeur de crête, un voltmètre à thermocouple est plus exact si l'onde ne comporte pas de crêtes qui seront intégrées mais qui seront très gênantes (fig. 1).

En se reportant à la seconde méthode, on peut considérer la mesure de la distorsion comme une variante de la mesure des harmoniques. On opère en appliquant simultanément deux signaux de fréquences différentes à l'entrée de l'amplificateur et en mesurant les composantes diverses à la sortie.

Certains appliquent simultanément un signal à fréquence basse, par exemple 200 hertz et un signal à fréquence élevée par exemple 2 000 hertz. L'amplitude du signal à 2 000 hertz est en général choisie de valeur plus grande que celle du signal à 200 hertz. Cette façon de faire est très souvent employée pour contrôler l'amplification en différentes bandes de la plus large plage possible en présence de basses. Si l'amplificateur n'est pas linéaire sur cette plage, le 2 000 hertz sera plus affecté par la variation d'amplification et cette variation est décelée comme une des causes de la distorsion.

Ces explications laissent apparaître que cette méthode d'essais par intermodulation n'est qu'un raffinement de la mesure de la distorsion harmonique et que ce qu'on obtient par cette méthode dépend du rapport entre la fréquence basse à fort niveau et la fréquence commandée à fréquence élevée.

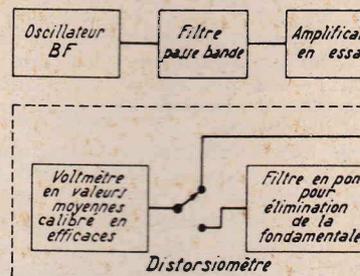


FIG. 1. — Bloc-diagramme d'un ensemble pour la mesure de la distorsion harmonique. Le voltmètre électronique du distorsiomètre est un appareil qui mesure les valeurs moyennes qui est calibré en valeurs de crête. Sa lecture n'est bonne que pour des tensions sinusoïdales.

Il existe une autre relation à considérer, c'est le fait que le sommet de la tension est la somme des amplitudes des courants individuels et ainsi la distorsion doit être mesurée par rapport à cette valeur plutôt qu'en rapport à la valeur efficace de la tension combinée. Ceci complique la corrélation des résultats.

Une autre méthode de mesure de la distorsion consiste à employer deux signaux de fréquences élevées très voisines l'une de l'autre. Cette méthode est faite pour quelques notes de fréquences bien loin des fréquences adoptées. Par exemple, si deux fréquences de 3 000 et 3 100 hertz sont utilisées pour les essais, on peut mesurer des multiples de 200 hertz ou des multiples.

Cette méthode de la mesure d'intermodulation souffre du désavantage que la mesure d'une différence de ton dépend d'une distorsion ou d'une distorsion d'ordre un ou deux. La plupart des amplificateurs modernes sont équipés d'étages de sortie push-pull. Les distorsions sont en partie neutralisées. La composante résiduelle est principalement

de composantes d'ordre impair. Des distorsions d'ordre impair ne donnent pas d'asymétrie, elles produisent comme l'intermodulation des tons de fréquences apparemment plus élevées que les tons originaux. Il existe des amplifications qui sont complètement dépourvues de distorsions d'ordre impair dues aux étages d'attaque ou à un équilibre imparfait du push-pull. Mais un amplificateur moderne possède de plus fortes composantes harmoniques d'ordre impair que d'ordre pair. Et ainsi, cette méthode de mesure par intermodulation donne une valeur douteuse parce que la plus grande partie des composantes présentes dans la distorsion sont complètement ignorées.

L'une et l'autre forme d'intermodulation ont pratiquement même signification pour la reproduction musicale. Une amplitude élevée à fréquence basse peut moduler une fréquence plus élevée présente dans le même signal composite et il en résulte une action sur les tonalités aiguës. Ceci apparaît spécialement dans la musique d'orgue.

Une autre combinaison peut amener la création de tonalités à fréquences basses quand deux notes de fréquences élevées d'un petit intervalle diatonique (qui procède suivant la succession naturelle des tons et demi-ton et par degrés conjoints) sont jouées simultanément. Il a été prouvé que l'oreille engendre de tels tons subjectivement si les niveaux sont suffisamment élevés. Cependant, il est bon d'éliminer cette catégorie de distorsion dans les amplificateurs.

La première méthode mentionnée de mesure d'intermodulation détecte la plupart des distorsions de courbures qui sont ainsi décelées par la mesure du taux d'harmoniques. Cependant, une différence apparaît avec le genre de distorsion qui produit des composantes harmoniques de rang élevé telles que dans les amplificateurs à contre-réaction de toutes variétés dans le type de la boucle et la distorsion de raccordement dans les étages push-pull.

Les amplificateurs attaqués jusqu'au point d'écrêtage, dans lesquels cet écrêtage apparaît brusquement, ne laissent pas apparaître la distorsion réelle, avec les deux méthodes de me-

ures de la caractéristique du tube. La contre-réaction d'un taux de 26 dB réduira la composante harmonique trois de 5 % à 0,25 % si l'amplificateur est attaqué par un signal non parfaitement sinusoïdal, formé d'une fondamentale et de 5 % d'harmonique trois, en opposition de phase avec la troisième harmonique que la fondamentale peut engendrer dans le passage à travers l'amplificateur.

### PROBLEMES POSES PAR LES DIVERS TYPES DE DISTORSION

Maintenant, nous devons considérer les deux genres de distorsions qui sont les plus communes dans les amplificateurs et les effets qu'elles ont sur les méthodes de mesures.

Il y a deux cas à considérer :

a) La forme de distorsion qui apparaît quand un amplificateur travaille bien au-dessous de son point de surcharge, de sorte qu'il n'y ait pas apparition d'écrêtage.

b) La forme de distorsion due à l'écrêtage au niveau de sortie maximal.

Dans le premier cas la distorsion est entièrement due à la courbure des éléments non linéaires et n'a pas d'appréciable contribution. Un amplificateur travaillant dans ces conditions, sans contre-réaction, donnera une tension de sortie renfermant une grande partie d'harmoniques deux et/ou d'harmoniques trois avec une tendance rapide vers des termes de rang très élevé.

On a coutume de négliger ces termes de rang très élevé. Mais quand la contre-réaction est appliquée, les principaux composants sont réduits en amplitude sur une étendue plus grande que les composants d'ordre les plus élevés. Le résultat souvent est que les composants d'ordre élevé deviennent les plus importants dans le résidu d'harmoniques.

Si tous les composants capables d'introduire des caractéristiques non linéaires ont été soigneusement établis pour produire le minimum de non-linéarité, l'amplificateur doit avoir un taux d'harmoniques très bas avant que l'on mette en circuit la boucle de contre-réaction.

La neuvième harmonique, du fait de la troisième harmonique du tiers réinjecté de la fondamentale. Dans un premier passage à travers l'amplificateur peut prendre naissance une tension dont l'amplitude est de 5 % ou 0,25 %.

Naturellement, s'il y a déphasage dans la plage de fréquences comprise entre 9 et 1, on peut y avoir réduction de l'harmonique 9 fait des contre-réactions successives dans la même boucle et une nouvelle multiplication de l'ordre jusqu'au 27°. Mais le déphasage à fréquences très élevées peut éliminer l'annulation due à la contre-réaction, en conséquence on a un résidu de fréquences proches de la limite supérieure de la bande transmise produit par un procédé de multiplications successives de l'ordre de distorsion.

Si l'on applique une méthode de mesure d'intermodulation pour un amplificateur produisant ces composantes de rang élevé le résultat est tout à fait semblable, toutefois, les résultats peuvent ne pas être tout à fait exacts pour les raisons données précédemment. Pendant l'intermodulation produite qui peut être entendue est d'un ordre élevé et tend à créer un son criard.

Le troisième point mentionné dans les quelques mesures de distorsion harmonique est que la relation, la valeur moyenne et la valeur efficace de la composante résiduelle ne sont pas strictement applicables à ce genre de distorsion parce que tous les composants présents dans la tension résiduelle peuvent être groupés en série de Fourier avec la fondamentale comme facteur commun. Ceci fait que les valeurs efficace et moyenne ne diffèrent beaucoup non par un facteur, par exemple plus de deux à un pour le facteur de fon-

ctionnement de l'amplificateur.

Les éléments non linéaires de l'amplificateur peuvent engendrer à la fois les deux composantes harmoniques de cette troisième harmonique artificielle, et aussi à l'entrée il y a le produit de l'intermodulation avec la troisième harmonique. Il est probable que la composante la plus forte engendrée dans ce cas doit être

La relation, la valeur moyenne et la valeur efficace de la composante résiduelle ne sont pas strictement applicables à ce genre de distorsion parce que tous les composants présents dans la tension résiduelle peuvent être groupés en série de Fourier avec la fondamentale comme facteur commun. Ceci fait que les valeurs efficace et moyenne ne diffèrent beaucoup non par un facteur, par exemple plus de deux à un pour le facteur de fon-

ctionnement de l'amplificateur.

La relation, la valeur moyenne et la valeur efficace de la composante résiduelle ne sont pas strictement applicables à ce genre de distorsion parce que tous les composants présents dans la tension résiduelle peuvent être groupés en série de Fourier avec la fondamentale comme facteur commun. Ceci fait que les valeurs efficace et moyenne ne diffèrent beaucoup non par un facteur, par exemple plus de deux à un pour le facteur de fon-

ctionnement de l'amplificateur.

La relation, la valeur moyenne et la valeur efficace de la composante résiduelle ne sont pas strictement applicables à ce genre de distorsion parce que tous les composants présents dans la tension résiduelle peuvent être groupés en série de Fourier avec la fondamentale comme facteur commun. Ceci fait que les valeurs efficace et moyenne ne diffèrent beaucoup non par un facteur, par exemple plus de deux à un pour le facteur de fon-

ctionnement de l'amplificateur.

ctionnement de l'amplificateur.

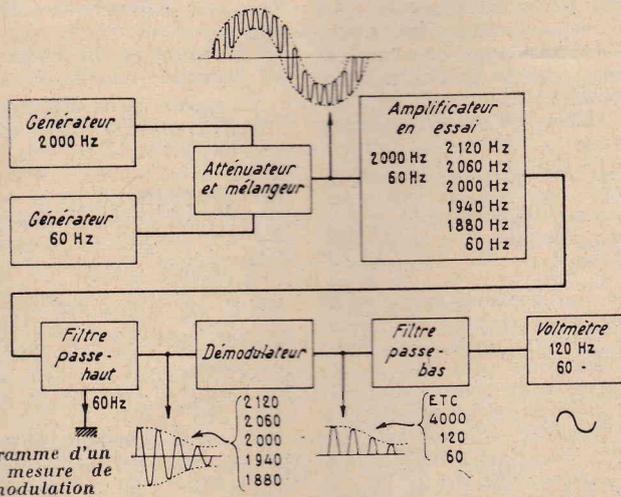


FIG. 2. — Bloc-diagramme d'un ensemble pour la mesure de distorsion d'intermodulation.

ures. C'est en particulier le cas des amplificateurs à transistors.

La raison de ceci peut être considérée comme venant de l'équipement nécessaire pour faire les mesures et aussi la fréquence élevée des composantes qui peuvent apparaître à cause des effets des distorsions d'ordre élevé (figure 2). La distorsion est mesurée en premier en filtrant de forte amplitude. Après ceci, le 2 000 hertz est démodulé en redressant et en filtrant suffisamment pour éliminer toute composante à 2 000 hertz.

Pourvu que l'intermodulation soit faible le filtre passe bas a besoin seulement de laisser passer les composantes à 50 hertz et les mul-

Malheureusement cependant, il apparaît souvent dans la construction d'un amplificateur avec contre-réaction, que la distorsion sans contre-réaction est augmentée pour obtenir un gain plus élevé; ce qui entraîne plus de contre-réaction. Ceci peut amener une réduction de la distorsion définitive mesurable. Mais cette façon de faire amène parfois un fort taux d'harmoniques de rang élevé.

Donnons quelques valeurs pour fixer les idées. Supposons que l'on ait un gain suffisant pour pouvoir appliquer 26 dB de contre-réaction, on a modifié les valeurs du circuit pour que, sans contre-réaction on mesure 5 % de distorsion par harmonique trois due à la cour-

d'une tension sinusoïdale simple qui est 1,11.

Une autre variété de distorsion avec laquelle il faut compter dans les amplificateurs modernes dans lesquels est appliquée une boucle de contre-réaction, apparaît au point de surcharge ou au maximum de la puissance de sortie. Quand l'amplificateur est tel qu'une distorsion est due à des caractéristiques courbes, la contre-réaction a pour effet de réduire la distorsion très efficacement. Mais quand on atteint l'écrêtage, point à partir duquel l'amplification cesse momentanément, la contre-réaction cesse et les angles de l'oscillogramme représentant la tension écrêtée sont beaucoup plus vifs qu'avec un amplificateur sans contre-réaction.

La forme de la tension de sortie d'un amplificateur travaillant dans ces conditions est proche de la sinusoïde sur la partie située entre les parties écrêtées de crêtes successives opposées, au point où l'on peut définir la discontinuité, elle peut apparaître comme une impulsion sur la composante résiduelle (figure 3).

Se reportant aux mathématiques classiques, la forme de cette tension qui est périodique peut être analysée en série de Fourier. Cependant, il est évident que pour un examen de la forme ses propriétés peuvent différer beaucoup de celle qui est donnée par des séries plus régulières.

A quelle forme de distorsion correspond un son ? Il faut penser à la courbe de sensibilité de l'oreille en fonction de la fréquence, elle peut être affectée par la fréquence à laquelle l'essai est fait et aussi le niveau comme on le

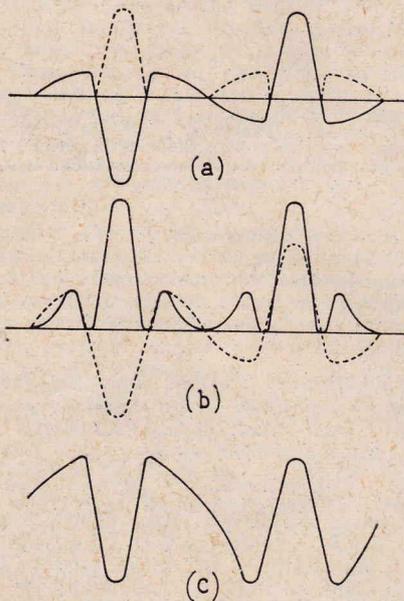


Fig. 4. — Comparaison des trois méthodes de mesure pour arrêter une estimation des harmoniques, (a) emploi d'un appareil pour lecture de valeurs moyennes, la courbe en trait plein montre la forme du signal à l'entrée de l'appareil la courbe en tirets est la partie redressée du signal pour donner un courant unilatéral - (b) appareil pour valeurs efficaces, la courbe en trait plein montre le carré de la valeur instantanée sur lequel la mesure est basée, la courbe en tirets est la forme de la tension résiduelle à l'entrée qui produit le signal en trait plein. En c on emploie un appareil pour mesurer la valeur crête-crête

sait pour les courbes de Fletcher-Munson qui sont le reflet des variations de sensibilité en fonction de la fréquence et aussi du niveau. Il est évident à partir de l'examen de la courbe que son effet sur le son reproduit est le même qu'un bref arrêt dans le déplacement de la membrane juste près de son maximum d'excursion.

Il résulte de ceci un son qui révèle que la bobine mobile butte à chaque extrémité de sa course. Par expérience, on peut déceler que les sons perçus produits par les fins de course

peuvent être promptement différenciés de la fréquence fondamentale à laquelle la bobine mobile est actionnée.

Ainsi, il apparaît que la meilleure estimation de l'amplitude de la distorsion introduite peut être obtenue en comparant la valeur de crête de la composante de butée avec la valeur de crête de la fondamentale plutôt que de comparer les valeurs moyennes. Une troisième base de comparaison est possible; elle consiste à utiliser les valeurs efficaces vraies des deux signaux plutôt que les valeurs moyennes calibrées en efficaces que donnent la plupart des appareils.

La figure 4 montre une comparaison de l'équilibre obtenu par chaque méthode d'interprétation. En (a) on a utilisé un appareil à valeurs moyennes; il a été employé pour établir l'équilibre de la fondamentale pour une lecture minimale de composante résiduelle. Ceci signifie que les surfaces au-dessus et au-dessous de l'axe zéro sont égales, condition pour avoir une lecture minimale quand la moitié inférieure est inversée par redressement et la surface est mesurée avec un appareil à valeurs moyennes. Ces instruments sont calibrés sur la base d'un facteur de forme de 1,11 supposé pour une forme sinusoïdale.

Dans ces conditions, la distorsion produite par une augmentation de l'amplitude du signal de 15 % par rapport au niveau auquel l'écrêtage débute, peut donner une distorsion de 3 % supposée d'une valeur efficace.

Si un appareil donnant des valeurs efficaces vraies est utilisé pour établir la comparaison, le signal résiduel mesuré avec un appareil pour valeurs efficaces peut donner des formes différentes (figure 4 a); ici chaque ordonnée est élevée au carré et la lecture minimale apparaît quand la surface au-dessus de la couche de la valeur élevée au carré, due à la partie positive du signal origine est égale à la surface située au-dessus de la courbe pour la partie négative du signal origine.

Au plus haut sommet, la partie crête du signal peut produire une surface plus grande par l'effet de l'élevation au carré, ceci signifie que l'équilibre peut apparaître quand la crête est rabattue un peu et les surfaces élargies sont poussées dans la direction opposée comme le montre la figure 4 b. Sur la forme du signal mentionné, la lecture obtenue avec un volt-mètre pour vraie valeur efficace sera environ 4,5 %.

La troisième possibilité est d'opérer avec un instrument mesurant les valeurs de crête. Dans ce cas, une petite fraction de la fondamentale est introduite et abaisse le niveau des crêtes (figure 4 c).

Nous venons de voir quelques exemples de types de distorsions et qui peuvent la plupart être audibles. Les valeurs usuellement citées sont d'un niveau beaucoup plus bas et les différences qui existent entre chacune des méthodes de mesure augmentent les écarts. Une lecture de 1 % nominale efficace avec un appareil conçu sur la valeur moyenne peut correspondre à une lecture crête de 2,5 %. Si l'on opère avec un instrument valeur moyenne/valeur efficace on aurait par exemple 0,1 % avec la méthode des valeurs de crête cela peut donner une lecture de 0,4 %. Si la distorsion est mesurée sur le même type de circuit, à un point où la mesure valeur moyenne/valeur efficace donne une lecture de 0,05 %, la valeur de crête peut être 0,25 %.

En théorie, l'application de la même méthode de mesure finale avec le procédé d'intermodulation peut accroître la différence entre les méthodes exposées.

On peut constater ce fait en regardant la figure 5 qui montre la forme de l'enveloppe du signal avec intermodulation, après que la

fréquence la plus basse ait été avant que l'on ait procédé à la dé-

Sur l'enveloppe les dentures de l'écrêtage peuvent avoir une amplitude qui est plus grande que l'amplitude qui serait montrée par une simple mesure d'harmonique (supposant un rapport 4 à 1) et ainsi il apparaît une différence entre les méthodes de valeur de crête peut être rendue égale à l'amplitude de l'impulsion est plus grande alors que la durée de l'impulsion est la même.

En pratique, la démodulation de l'impulsion ne permet pas de faire une mesure de l'amplitude crête de l'échancrure de la durée de celle-ci peut être inférieure à d'un cycle de la porteuse. Ceci signifie que la méthode d'intermodulation classique ne détecte cette forme de distorsion que si la valeur trouvée beaucoup plus grande que la méthode harmonique pour une même distorsion.

Toutes ces considérations ne nous ont pas amené à conclure et à dire quelle est la meilleure méthode à employer pour mesurer les distorsions importantes, à des niveaux élevés, l'intérieur des possibilités de l'audibilité. Nous pouvons, en revanche, faire une remarque dans l'audibilité des différents composants. Il semble que quelques

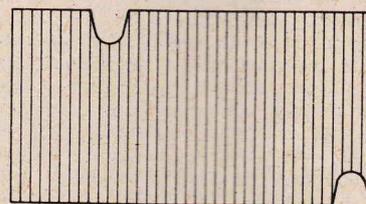


Fig. 5. — Forme théorique du signal du filtre passe-haut dans l'ensemble de la mesure de la distorsion d'intermodulation. La mesure de la distorsion d'intermodulation démodulateur qui suit et le filtre passe-haut ne font pas la mesure de la distorsion de cette enveloppe

base avec par exemple 6 dB par octave de pente peuvent donner une information importante. Ici intervient la difficulté d'une standardisation de l'interprétation des résultats donnés.

La mesure de la distorsion aux faibles niveaux de sortie apparaît plus simple que celle aux bas niveaux. On fera la comparaison entre la lecture de la valeur moyenne et la valeur efficace de la fondamentale et le résidu d'harmoniques, mais plutôt en termes de crête de ces composantes.

Il semble, d'après les discussions précédentes que ceci fournit une indication plus précise de l'audibilité relative de la distorsion. Le seul facteur qui n'est pas pris en compte dans ce cas étant la forme de la distorsion qui peut rendre la mesure de la distorsion différente selon la

On peut toutefois dire qu'on obtient au moins une amélioration dans la mesure de la mesure de la distorsion si l'on fait la comparaison entre la valeur de la composante résiduelle harmonique et la valeur de crête de la fondamentale pour tous les genres de mesures. Ceci ne doit pas introduire une sérieuse variation dans l'état obtenu pour les bas niveaux, pour la distorsion par harmonique de rang élevé dans le cas où commence l'écrêtage, la mesure est une sérieuse, comme il rend la mesure apparemment d'enregistrer de faibles niveaux de distorsion, bien qu'une distorsion très faiblement audible existe, il est prudent de faire un certain taux de distorsion, en quoi elle consiste et de dire que la distorsion crête à crête.

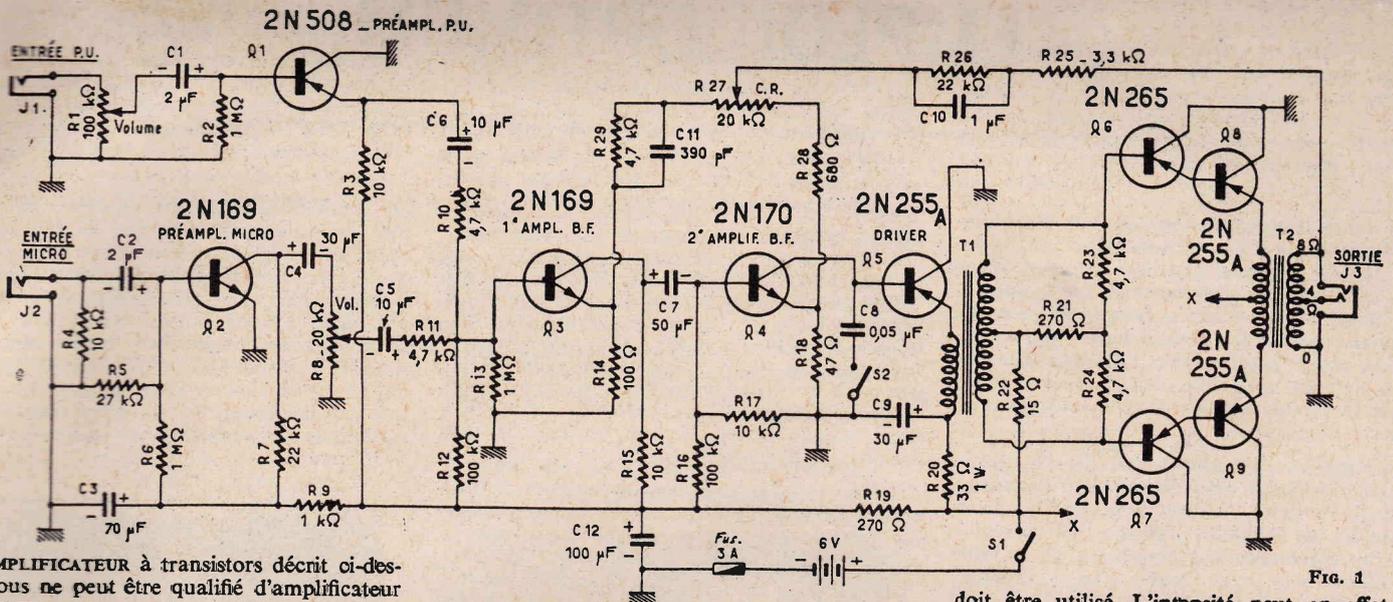


FIG. 1

L'AMPLIFICATEUR à transistors décrit ci-dessous ne peut être qualifié d'amplificateur Hi-Fi, mais est d'une utilisation intéressante en voiture ou pour le public adress. Il délivre une puissance modulée de 4 watts et sa sensibilité est suffisante pour l'attaque à partir d'une cellule de pick-up du type piézo-électrique de haute impédance ou d'un microphone électrodynamique de faible impédance.

La particularité essentielle de ce montage est l'utilisation de transistors drivers et de sortie montés en collecteur commun, ce qui permet l'utilisation du coffret de l'amplificateur comme radiateur de chaleur, sans rondelles isolantes entre les boîtiers des transistors de puissance, reliés au collecteur, et le coffret. Le gain de puissance obtenu avec un montage à émetteur commun n'est que légèrement supérieur. La résistance d'entrée du montage à collecteur commun est élevée, ce qui facilite le choix du transformateur driver. L'impédance de sortie est d'autre part, très faible, d'où un amortissement du haut-parleur, réduisant les résonances parasites.

Il est possible d'obtenir le même effet avec un circuit à émetteur commun en prélevant les tensions de contre-réaction sur la bobine mobile du haut-parleur et en les appliquant sur un étage amplificateur. Malheureusement, les transistors de puissance travaillant en émetteur commun ont une fréquence de coupure assez basse, de l'ordre de 10 kc/s, ce qui rend délicate l'application d'une contre-réaction entre plusieurs étages par suite du déphasage important aux fréquences élevées. Même dans le cas d'une contre-réaction appliquée à un seul étage avec transformateur le déphasage peut être suffisant pour provoquer une réaction au lieu d'une contre-réaction et des oscillations parasites. C'est la raison pour laquelle l'étage à collecteur commun avec sa contre-réaction propre qui contribue à une excellente stabilité en continu est d'une utilisation justifiée.

### SCHEMA DE PRINCIPE

La figure 1 montre le schéma complet de l'amplificateur avec étage de sortie push-pull équipé de quatre transistors ; le gain en tension des 2 transistors en cascade est inférieur à l'unité, mais le gain de puissance est d'environ 3 000. L'impédance d'entrée est élevée, ce qui permet d'utiliser un transformateur driver T1 normalement prévu pour un étage push-pull à lampes, avec impédance primaire de 5 k $\Omega$  et impédance secondaire de 16 k $\Omega$ , le primaire de T1 servant ici de secondaire.

L'étage driver 2N255A est monté en collecteur commun ce qui facilite l'adaptation. Le transistor Q4 2N170 dont le collecteur est relié directement à la base du driver a ainsi une impédance de charge élevée et travaille dans les meilleures conditions.

Une résistance de 47  $\Omega$  dans le circuit d'émetteur de Q4 stabilise le montage en continu.

Les autres parties du schéma sont classiques. L'entrée micro de faible impédance permet d'utiliser un écouteur magnétique comme microphone. L'entrée micro comprend un étage 2N508 à collecteur commun donc à impédance d'entrée élevée pour l'attaque à partir d'une cellule de pick-up piézoélectrique.

Une contre-réaction améliore la courbe de des transformateurs BF utilisés. Il en résulte une diminution de gain qui reste Il en résulte une diminution de gain qui reste suffisant. Il est d'ailleurs possible de modifier le taux de contre-réaction, donc le gain, à l'aide du potentiomètre R27. Si l'on utilise des transformateurs BF de qualité, on peut supprimer C10 et R26 et relier R25 directement au curseur de R27. Le condensateur C11 réduit la réaction positive aux fréquences élevées qui est due au déphasage sur ces fréquences. L'interrupteur S2 est fermé lorsque le curseur de R 27 est à l'extrémité du potentiomètre reliée à R 28.

La réalisation de cet amplificateur est simple. Il peut être monté dans un coffret d'aluminium de 5 x 10 x 10 cm.

En raison de la dispersion des caractéristiques des transistors R21 peut être réglée pour obtenir un courant émetteur de 150 mA de chaque transistors de sortie Q8 et Q9. Ne jamais déconnecter R22 lorsque l'amplificateur est sous tension.

On peut parfaire l'équilibrage des étages de sortie en modifiant les valeurs de R23 et R24. Pour augmenter le courant émetteur de Q8 il suffit de brancher une résistance supplémentaire entre la base de Q6 et la masse. Il est alors nécessaire d'équilibrer l'autre étage en ajoutant une résistance entre la base de Q7 et la prise médiane du transformateur T1.

La résistance de polarisation de base R16 du 2 N170 n'est pas critique. Si, au moment de la mise sous tension, on constatait un accrochage, il suffirait d'inverser les connexions du primaire de T1. Un fusible dont l'intensité ne doit pas être supérieure à 3A

doit être utilisé. L'intensité peut en effet dépasser la valeur de sécurité lorsque la charge est de 3  $\Omega$  et que le signal d'entrée est d'amplitude élevée. Bien que T2 soit marqué 8  $\Omega$  il est possible d'utiliser un haut-parleur de 8, 4 ou 2  $\Omega$ . La puissance de sortie avec un haut-parleur de 2  $\Omega$  est presque le double de celle d'un haut-parleur de 4  $\Omega$ .

Le tableau ci-dessous indique pour différents réglages du potentiomètre de contre-réaction et pour une puissance de 4 w dans une charge de 8  $\Omega$  la sensibilité et la distorsion.

Réglage c.-réaction pot. R27	Sensibilité entrée PU (mV)	Distorsion %
0	13	3,8
1/4	30	2,3
1/2	58	1,4
3/4	90	1,4
max	100	1,3

### VALEURS DES ELEMENTS

C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> : 2  $\mu$ F ; C<sub>3</sub> : 70  $\mu$ F ; C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub> : 30  $\mu$ F ; C<sub>6</sub>, C<sub>8</sub> : 10  $\mu$ F ; C<sub>7</sub> : 50  $\mu$ F ; C<sub>8</sub> : 0,05  $\mu$ F papier ou céramique ; C<sub>10</sub> : 1  $\mu$ F - 3 V céramique ; C<sub>11</sub> : 390 pF mica ou céramique ; C<sub>12</sub> : 100  $\mu$ F - 10 V. Tension de service de tous les condensateurs : 6 V sauf spécification.

Q<sub>1</sub> : 2N508.  
Q<sub>2</sub>, Q<sub>3</sub> : 2N169, 2N169A, 2N1086, 2N293 ou 2N449.

Q<sub>4</sub> : 2N170 ou l'un des types mentionnés pour Q<sub>2</sub> et Q<sub>3</sub>.

Q<sub>5</sub>, Q<sub>8</sub>, Q<sub>9</sub> : 2N255A, 2N176, 2N1246, 2N554, 2N1534.

Q<sub>6</sub>, Q<sub>7</sub> : 2N265, 2N241A.

R<sub>1</sub> pot, 100 k $\Omega$  à inter (S<sub>1</sub>).  
R<sub>2</sub>, R<sub>6</sub>, R<sub>13</sub> : 1 M $\Omega$  ; R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>17</sub> : 10 k $\Omega$  ; R<sub>5</sub> : 27 k $\Omega$  ; R<sub>7</sub>, R<sub>26</sub> : 22 k $\Omega$  ; R<sub>8</sub> : pot. 20 k $\Omega$  ; R<sub>9</sub> : 1 k $\Omega$  ; R<sub>10</sub>, R<sub>11</sub>, R<sub>23</sub>, R<sub>24</sub>, R<sub>28</sub> : 4,7 k $\Omega$  ; R<sub>12</sub>, R<sub>16</sub> : 100 k $\Omega$  ; R<sub>14</sub> : 100  $\Omega$  ; R<sub>18</sub> : 47  $\Omega$  ; R<sub>19</sub>, R<sub>21</sub> : 270  $\Omega$  ; R<sub>20</sub> : 33  $\Omega$  - 1 W ; R<sub>22</sub> : 15  $\Omega$  ; R<sub>25</sub> : 3,3 k $\Omega$  ; R<sub>27</sub> : pot. 20 k $\Omega$  à inter S<sub>2</sub> ; R<sub>28</sub> : 680  $\Omega$ . Toutes les résistances sont de 0,5 W tolérance 10 %, sauf spécification.

T<sub>1</sub> : transfo de sortie universel impédance primaire 5 k $\Omega$ , impédance secondaire 16  $\Omega$ . Le secondaire est utilisé comme primaire.

T<sub>2</sub> : transfo de sortie pour étage à transistor, impédances primaire et secondaire : 8 $\Omega$ .

(D'après Radio Electronics)



# notre COURRIER TECHNIQUE



RR - 3 . 40. — M. Chalaux, à Créteil (Seine).

1° Nous n'avons pas de schéma de « détecteur de gaz de combat ».

2° La mauvaise orientation du transformateur d'alimentation d'un oscilloscope peut altérer la forme du spot et amener des déformations des oscillogrammes obtenus.

Mais, si vous n'obtenez aucune déviation verticale et un balayage horizontal de 1 cm seulement, l'orientation du transformateur ne saurait être en cause. Il vous faut chercher ailleurs, vraisemblablement dans l'alimentation générale.

RR - 4 . 15. — M. James Cailly, à Asnières (Seine).

1° Un oscilloscope est apprécié pour la mise au point du générateur BF de signaux toutes formes décrit dans le n° 1047, mais pas obligatoire.

Toutefois, lorsque ce générateur sera utilisé pour l'examen du fonctionnement d'un amplificateur BF, il vous faudra bien un oscilloscope...

2° Résistances et condensateurs de précision. Voir les revendeurs de pièces détachées en indiquant la précision requise.

3° Aucune connexion n'a à être blindée ; mais l'ensemble doit être monté dans un coffret métallique relié à la masse.

RR - 4 . 16. — M. Mathieu, à Paris (15°).

L'enregistrement d'une piste magnétique avec report simultané d'un enregistrement précédemment effectué sur l'autre piste nous semble parfaitement possible par le procédé schématisé sur votre lettre ; à savoir, connexion de la tête de la piste 2 à la seconde entrée du préamplificateur d'enregistrement, via le mixage.

Pour en être certain, il nous aurait fallu le schéma complet de votre magnétophone ; mais à priori, le procédé semble très valable. De toutes façons, vous ne risquez rien d'essayer (aucun danger pour le matériel).

RR - 4 . 17-F. — M. Roger Dumont, à Versailles.

Le tube cathodique DH 13-78 de la Radiotechnique peut remplacer le tube 5 BHP-31. Ses caractéristiques sont les suivantes : Ecran de 13 cm de diamètre ; spot bleu-

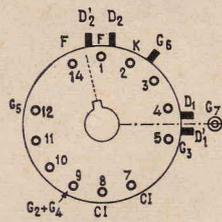


FIG. RR-417

vert ; chauffage 6,3 V 0,3 A ;  $V_{g7} = 10$  kV ;  $V_{g6} = 1670$  V ;  $V_{g5, g4, g2} = 1670$  V ;  $V_{g3} = 180$  à 590 V ;  $V_{g1} = -50$  à  $-80$  V ; sensibilités = 1,5 à 0,33 mm/V. Brochage : voir figure RR - 4 . 17.

RR - 4 . 18. — M. Roger Rémond, à Authon (Char-Mar.).

En effet, un thermostat est bien l'organe de commande automatique le plus sûr dans le cas qui vous intéresse. Bien entendu, il faudra en choisir un dont le fonctionnement — après réglage — sera convenable aux températures souhaitées. Nous pensons qu'un thermostat du genre de ceux utilisés dans les réfrigérateurs serait susceptible de vous donner satisfaction.

RR - 4 . 19. — M. Albert Jeanot, à Lons-le-Saulnier (Jura).

Les distorsions d'image que vous constatez sur votre téléviseur se nomment « déformation en coussin ». Ces déformations proviennent le plus souvent de l'utilisation d'un ensemble de déflexion de mauvaise qualité, ou mal conçu ; elles prennent naissance lorsque les champs verticaux et horizontaux ne sont pas rigoureusement perpendiculaires pour tous les points de l'écran. C'est ce qui explique d'ailleurs, en partie, la forme curieuse des bobines de déviation horizontale et verticale.

Attention aussi au champ magnétique de fuite de l'aimant du haut-parleur qui pourrait agir directement sur le tube cathodique et provoquer des déformations de ce genre sur une certaine partie de l'écran.

Pour remédier à de telles déformations de l'image dues au déflecteur, on fait généralement intervenir l'action correctrice de petits aimants cylindriques (deux ou quatre) placés selon les axes vertical et horizontal du tube cathodique. Ces aimants sont maintenus par des supports flexibles en clinquant de laiton et disposés de part et d'autre du tube cathodique, vers

la naissance du col sur le cône, c'est-à-dire près du déflecteur. En modifiant la position et l'orientation de ces petits aimants par rapport au tube cathodique, on parvient à « redresser » si l'on peut dire les images obtenues.

RR - 4 . 20. — M. Alain Fargeix, à Gournay (S.-et-O.), nous demande des renseignements complémentaires concernant le récepteur de trafic décrit dans le numéro 1063.

1° Le câble de liaison entre rotacteur et tube ECH81 est du type coaxial 75  $\Omega$ . Il en est de même pour la liaison au circuit « Q multiplier ».

2° Le transformateur moyenne fréquence  $T_1$  est du type à secondaire équilibré : point milieu artificiel par les deux condensateurs d'accord dont les capacités sont égales. Il est aisé de modifier ainsi un transformateur ordinaire.

3° La sortie du second élément triode  $V_s$  correspond à une prise de casque. Valeur du condensateur de liaison : 0,05  $\mu$ F.

4° Il est prudent de blinder les étages MF, BFO, détection et 1<sup>re</sup> BF.

5° Le galvanomètre M est un milliampèremètre de déviation totale pour 1 mA.

6°  $S_1$  peut être un simple interrupteur à bascule.

7° Le couplage du BFO ne s'effectue pas sur le rotacteur, mais à l'entrée du dernier étage MF, tube  $V_4$  (voir fig. 1). En principe, un couplage réel par une connexion électrique n'est pas obligatoire ; le rayonnement du BFO est suffisant.

RR - 4 . 21. — M. Jean-Michel Duday, à Paris (17°).

1° Caractéristiques des tubes : 5687 : double triode ; chauffage 6,3 V 0,9 A ou 12,6 V 0,45 A.

Triode  $T_1$  :  $V_a = 120$  V ;  $V_g = -2$  V ;  $I_a = 36$  mA ;  $\rho = 1700 \Omega$  ;  $k = 18,5$  ;  $S = 11$  mA/V.

Triode  $T_2$  :  $V_a = 250$  V ;  $V_g = -12,5$  V ;  $I_a = 12,5$  mA ;  $\rho = 3000 \Omega$  ;  $k = 16,5$  ;  $S = 5,5$  mA/V. 6072 = double triode ; chauffage 6,3 V 0,35 A ou 12,6 V 0,175 A. Par élément :  $V_a = 250$  V ;  $V_g = -4$  V ;  $I_a = 3$  mA ;  $\rho = 25$  k $\Omega$  ;  $S = 1,75$  mA/V ;  $k = 44$ .

6463 = double triode ; chauffage 6,3 V 0,6 A ou 12,6 V 0,3 A. Par élément :  $V_a = 250$  V ;  $I_a = 14,5$  mA ;  $k = 20$  ;  $\rho = 3800 \Omega$  ;  $S = 5,2$  mA/V ;  $R_k = 620 \Omega$ .

Les brochages de ces trois tubes sont représentés sur la figure

RR 421. Nous n'avons pas de renseignements concernant les autres tubes cités dans votre lettre.

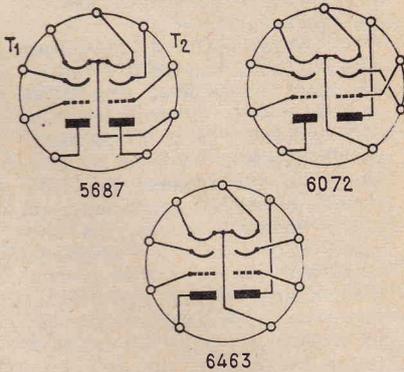


FIG. RR-421

2° Le tube 6AS7 est un tube « tout métal ». Le tube 6AS7G présente les mêmes caractéristiques, mais est fabriqué avec ampoule en verre.

3° Dans une pentode amplificatrice à émission secondaire, la deuxième cathode, dite cathode froide, reçoit à une très grande vitesse les électrons primaires émis par la première cathode normale (cathode chaude) qui ont été contrôlés par la grille 1 et accélérés par la grille 2 (écran). Le violent « bombardement » de la deuxième cathode (portée à un potentiel de l'ordre de 150 V) provoque une forte émission secondaire d'électrons qui sont canalisés vers l'anode. On obtient ainsi un effet multiplicateur de l'émission cathodique primaire normale et on a pu réaliser de cette façon des tubes présentant des pentes élevées.

RR - 4 . 22. — M. Fiore, à Lyon.

1° Circuits magnétiques « Imphysil » : Acières d'Imphy, à Imphy (Nièvre).

2° Ce montage ne peut pas se modifier pour 6 volts.

RR - 4 . 23. — M. Raoul Petit, à Grenay (Pas-de-Calais).

Les émissions de TV de Bruxelles-Français s'effectuent sur le canal E 8 (image = 196,25 MHz ; son = 201,75 MHz) ; ce qui, en gros, correspond à notre canal 9 français. Et ce qui signifie aussi que toutes les antennes dimensionnées pour ce dernier canal pourront convenir.

Veillez donc vous reporter à nos numéros 1044, 1045 et 1046 (rectificatifs dans le numéro 1047, page 23).

RR - 4. 24. — M. Alan Gérard, à Rennes.

1° Tout d'abord, une chose nous paraît anormale dans vos explications. Si vous appliquez des signaux BF de 5 mV à une entrée prévue pour 3 mV, cela devrait être plus que suffisant. Il faut donc déjà en conclure, soit que l'entrée 3 mV ne fonctionne pas ou mal, soit que vos signaux ne font pas 5 mV.

Avant d'aller plus loin, il faudrait voir ce qui ne va pas sur ces points précis.

2° D'autre part, il est certain que l'amplification additive apportée par l'étage avec tube EF86 que vous avez construit, est plus que suffisante ! Nous dirons même qu'elle est sans doute **trop importante**, ce qui explique les sifflements, blocages, accrochages et autres phénomènes que vous constatez. Pour diminuer l'amplification excessive de cet étage supplémentaire, il faudrait augmenter la résistance  $R_1$  d'alimentation HT et réduire la valeur de la résistance de charge du circuit de plaque... ou utiliser plus modestement une triode.

RR - 4. 25. — M. Gérard Denis, à Villeneuve-le-Roi (S.-et-O.).

On ne peut pas monter un « dispositif spécial » à la sortie d'un générateur HF pour permettre son utilisation en oscillateur grid-dip. C'est à l'intérieur qu'il faudrait agir ; c'est le générateur lui-même qu'il faudrait modifier. Mais ceci, nous ne vous le conseillons pas, car son étalonnage serait entièrement à refaire. Le plus simple et le plus sage est de monter un petit oscillateur grid-dip autonome et bien séparé.

RR - 5. 01. — M. Alain Stephan, à Mulhouse (Haut-Rhin) nous demande divers renseignements concernant les orgues électroniques.

Dans notre numéro 1085, nous avons donné la description très détaillée d'un orgue électronique. Nous vous invitons à lire attentivement cette description dans laquelle vous trouverez les réponses à toutes vos questions.

RR - 5. 02. — M. R. Lavandier, à Vannes-Conleau.

Antennes de télévision UHF (2° chaîne) : veuillez consulter notre numéro 1069, pages 69 et 70.

RR - 5. 03. — M. P. Tavernier, à Bellegarde (Loiret).

Le fait d'employer un petit préamplificateur à transistors pour accroître la sensibilité de votre microphone est une solution très valable.

Mais l'augmentation anormale du ronflement que vous avez constatée, n'est certainement pas due

aux transistors. Il s'agit très probablement d'un ronflement d'induction dû à un mauvais blindage du préamplificateur ou de ses câbles de liaisons (liaison au microphone et liaisons à l'amplificateur). Bien entendu, la masse du préamplificateur doit être reliée à la masse de l'amplificateur par un fil séparé de section raisonnable (12/10 de mm de diamètre minimum).

RR - 5. 04. — M. Alain Wodli, à Metz (Moselle).

1° Notre montage est conforme aux normes des P. et T.

2° Il faut compter avec une puissance de 35 mW/HF en porteur pure.

3° Il s'agit d'une erreur. L'impédance de la bobine mobile du haut-parleur type T6PB8, ainsi que celle du secondaire du transformateur de sortie TRS20, est bien de 2,5  $\Omega$  (et non 4).

RR - 5. 05. — M. Yves Meurville, à Montluçon (Allier).

Il n'est guère possible pour un petit amateur généralement insuffisamment outillé en appareils de mesure d'envisager la construction d'un préamplificateur d'antenne TV pour UHF.

En effet, si un schéma de préamplificateur UHF est, théoriquement, le même que celui pour VHF, par exemple, il n'en reste pas moins que la réalisation pratique des circuits d'accord est toute différente. Il ne s'agit plus des classiques bobines, mais de circuits à lignes 1/4 d'onde ou 1/2 onde dont la construction pratique est délicate et difficile. Donner des dimensions aussi précises que possible est illusoire sur ces fréquences élevées où la plus petite variante de disposition entraîne un complet désaccord... A moins que vous ne disposiez de tous les appareils de mesure et de mise au point nécessaires ? Mais, dans la négative, le plus sage (et le plus économique) est d'avoir recours à un préamplificateur UHF du commerce.

RR - 5. 06 F. — M. André Gerrier, à Limoges.

1° Tube OZ4 : Valve redresseuse biplaque à cathode froide et à gaz.

Tension maximum pour plaque = 350 V eff.

Tension inverse max. = 1250 V ; intensité de crête par plaque = 200 mA ; intensité redressée = 30-75 mA.

Brochage : voir figure RR 5. 06.

2° Nous n'avons pas le schéma de brochage du vibreur OAK 34-F. Mais ce vibreur étant en votre possession, et à l'aide d'un simple ohmmètre, le brochage est facile à établir.

3° Sans avoir le récepteur en mains, il est aisé de comprendre qu'il nous est matériellement im-

possible de vous dire où aboutissent les fils qui ont été sectionnés.

Le schéma du récepteur serait certainement d'une grande utilité pour le remettre en état de

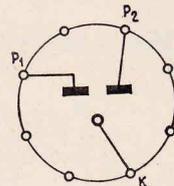


FIG. RR-506

fonctionnement. Vous pourriez demander ce schéma à l'adresse suivante : Applications Radio-Electriques « Arel-Clarville », 27, avenue de la République, à Courbevoie (Seine), en indiquant le type et le numéro du récepteur.

RR - 4. 01. — M. Thérêt, à Méricourt (Pas-de-Calais).

1° Votre téléviseur présente un défaut de linéarité verticale. En conséquence, le transformateur de lignes et THT ne saurait être en cause.

Il convient de vérifier évidemment tous les organes (résistances et condensateurs) du circuit de contre-réaction de la section pentode du tube ECL85, circuit dont dépend précisément la linéarité verticale. Vérifiez aussi l'exactitude de la polarisation de grille (-13 V) appliquée à cet élément pentode.

Mais nous pensons surtout un vieillissement, à l'épuisement, de ce tube ECL85 qu'il conviendrait sans doute de remplacer.

2° Dans l'adaptateur UHF 2° chaîne décrit dans le n° 1085, les commutations des potentiomètres « fréquence lignes » et « ampl. vertic. » se font par rapport à la masse, car c'est le cas le plus fréquent.

Par votre téléviseur, la commutation prévue est valable pour la fréquence « lignes » (résistance de garde de 1,5 k $\Omega$  allant bien à la masse). Par contre, pour l'amplification verticale, les connexions « masse » de la commutation seront remplacées par une connexion provenant de la polarisation -13 volts.

RR - 4. 02. — M. D. Desmarets, à Bourges.

Voici les caractéristiques essentielles pour la construction d'un transformateur d'entrée sur un circuit magnétique dont le noyau central présente les dimensions de 37 x 30 mm, et pour un microphone dynamique (impédance 50  $\Omega$ ) et attaque de grille de ECC83 :

Primaire = 140 tours de fil de cuivre émaillé de 15/100 de mm ; secondaire = 4 600 tours de fil de cuivre émaillé de 6 à 7/100 de mm.

RR - 4. 03. — M. Berthelot, à Voiron (Isère).

Contrairement à ce que vous pensez, les signaux sonores recueillis par un quelconque microphone et ainsi transférés en signaux électriques, ne sont purement sinusoïdaux. Un examen oscilloscopique vous le signifiera.

Le signal à la fréquence fondamentale est chargé de nombreuses harmoniques d'amplitudes et de phases divers, variant avec l'intensité.

Prenons l'exemple d'une petite et d'une clarinette jouant toutes deux la même note (même fréquence). Si dans les deux cas la vibration sonore est purement sinusoïdale, il serait impossible de distinguer la trompe de la clarinette (ou inversement) car les instruments se ressembleraient et auraient le même timbre qui permet de les distinguer. Mais, dans la réalité, les vibrations sont riches en harmoniques superposées et de phases diverses.

De ce qui vient d'être dit, il découle qu'il en serait de même si, par un moyen quelconque, on transformait toutes les vibrations sonores en signaux électriques uniformes.

RR - 4. 04. — M. Pierre Chatou (S.-et-O.).

1° L'emplacement d'un haut-parleur dans une enceinte dépend du type et des caractéristiques de ladite enceinte. Ne vous précisez pas de quel type d'enceinte il s'agit.

Une étude sur diverses enceintes acoustiques a été publiée dans le Numéro Spécial du 1964 ; vous pourriez vous en servir utilement.

2° Il n'est pas du tout recommandé d'utiliser des enceintes **entièrement closes** ; il est plus sage de prévoir une ouverture de décompression, de dimensions adéquate pour le type d'enceinte.

3° L'isorel mou peut être un revêtement intérieur intéressant ; les revêtements moulés épais, feutre laine de verre, sont d'une efficacité absorbante supérieure.

RR - 4. 05. — M. Drieu, à Nantes (S.-O.).

1° Compte tenu des dimensions des trois haut-parleurs à installer et de la seule enceinte possible disponible à votre disposition, il est préférable de limiter à deux :

a) Le haut-parleur de 12x19 cm sera connecté directement aux bornes du secondaire du transformateur de sortie :

b) Le haut-parleur de 7 cm (utilisé en tweeter) sera branché en parallèle sur le précédent, mais en intercalant un condensateur de 8  $\mu$ F environ en série dans l'une de ses connexions.

2° Puisque votre amplificateur possède des potentiomètres de réglage séparé pour les graves et les aiguës, ce sont précisément sur ces potentiomètres uniquement qu'il vous faut agir pour obtenir plus ou moins de graves, ou plus ou moins d'aiguës. Il n'y a absolument pas lieu de prévoir d'autres réglages manuels directement sur les haut-parleurs.

**RR - 4.06. — M. Pierre Manival, à Le Brusac-sur-Mer (Var).**

Il est normal — si aucune disposition n'est prise par ailleurs — que la luminosité de l'image soit plus faible sur 625 lignes (2° chaîne) que sur 819 lignes. Cela est dû à la fréquence de fonctionnement plus faible en 625 lignes de la base de temps lignes et THT.

La solution ne consiste pas à agir sur l'antenne ou sur un réglage du tuner UHF, mais à rectifier en conséquence, par un commutateur (commandé en même temps que l'inversion « 1° progr./ 2° progr. »), la valeur de la tension récupérée alimentant le tube cathodique (commutation de résistances ou du condensateur de récupération).

A titre documentaire, examinez les schémas récents de téléviseurs publiés dans nos colonnes.

**RR - 4.07. — M. A. Lucchini, à Annecy (Hte-Savoie).**

1° Le tube VR54 correspond, en effet, au tube EB34, c'est-à-dire au tube EB4 mais avec culot octal.

2° Le tube VR65 ou CV1065 correspond au tube commercial SP61. Ce tube a, en effet, le même brochage que le tube 6K7, mais ses caractéristiques sont différentes. Les voici : Chauffage 6,3 V 0,65 A;  $V_s = 200$  V;  $I_s = 8$  mA;  $V_{g2} = 200$  V;  $V_{g1} = -1,8$  V; S = 8,5 mA/V.

3° Le tube CV118 correspond également au tube SP 61.

4° Pas de renseignement concernant le tube AFJ 65.

**RR - 4.08. — M. André Pagil, à Chatou (S.-et-O.).**

Concernant l'émetteur de radio-commande décrit à la page 76 du numéro 1 072 :

a) Il s'agit bien de transistors AF 146, que l'on peut aussi remplacer par AF 116, AF 126 ou AF 170.

b) Fournisseurs : Voyez Ets Radio-Prim.

c) Il est parfaitement possible de remplacer le condensateur ajus-

table de 30 pF type stéatite par un condensateur ajustable à air de 30 pF (Transco).

**RR - 4.09. — Un lecteur distrait... (ni nom, ni adresse sur sa lettre).**

1° Il n'existe pas de moyen simple pour compenser l'usure d'une pile d'une horloge électrique.

2° Une jauge électrique (indicateur de niveau d'un réservoir) est essentiellement constituée de la façon suivante : Un flotteur suit les variations de niveau; son déplacement, par l'intermédiaire d'un système mécanique simple, provoque la rotation de l'axe d'un rhéostat. Il y a donc variation de la résistance du rhéostat selon le niveau. Il suffit alors d'intercaler ce rhéostat dans un circuit électrique quelconque comportant également un milliampèremètre, le cadran de ce dernier étant étalonné en litres, en mètres cubes, etc...

3° Voici rapidement la définition de l'impédance caractéristique d'un câble : Toute ligne, quelle qu'elle soit — et notamment bifilaire ou coaxiale, dans le cas qui vous intéresse — possède des caractéristiques physiques propres :

a) Son coefficient de self-induction L par unité de longueur ;

b) Sa capacité C par unité de longueur ;

c) Sa résistance en haute fréquence ;

d) Ses pertes dans le diélectrique.

En ne considérant que les deux premiers points, l'impédance caractéristique  $Z_c$  est approximativement égale à :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Pratiquement, on utilise plus couramment des abaques qui donnent l'impédance caractéristique d'un câble ou d'une ligne en fonction du diamètre des conducteurs et de leur espacement.

**RR - 4.10. — M. Hervé Petitjean, à Paris (14°).**

1° Les filtres répartiteurs de fréquences pour haut-parleurs comportent des bobinages et des condensateurs dont les caractéristiques dépendent évidemment des fréquences de coupure que l'on se fixe, mais aussi de l'impédance sur laquelle le filtre doit fonctionner (ce dont vous ne nous dites rien dans votre lettre).

2° Nous vous conseillons la lecture de notre Numéro Spécial BF du 1<sup>er</sup> avril 1961 (à partir de la page 69) dans lequel cette question est tout particulièrement bien développée, tant au point de vue calculs que construction pratique des filtres.

**RR - 4.11. — M. Guy Cassisa, à Paimbœuf.**

1° Un détecteur d'humidité à transistors a été décrit page 24 du numéro 1 078.

2° La présente rubrique technique est réservée, en principe, pour aider nos lecteurs lorsqu'ils rencontrent des difficultés avec des montages que nous avons publiés.

Nous ne pouvons donc guère vous conseiller au sujet de la mise au point d'un orgue électronique dont la description a été faite dans une autre publication. Ou alors, il aurait au moins fallu joindre à votre lettre l'article se rapportant à cet orgue, source de vos ennuis.

**RR - 4.12. — M. J. Chabot, à Saintes (Char.-Mar.).**

Il nous faudrait avoir le schéma de votre téléviseur pour que nous puissions vous indiquer avec précision les circuits ou les éléments à vérifier. Néanmoins, nous vous indiquons ci-dessous les organes susceptibles d'être défectueux et qu'il conviendrait de vérifier en priorité :

a) Le condensateur d'effacement du retour d'image qui peut présenter des fuites internes ;

b) Le circuit de réglage « luminosité », potentiomètre et résistances connexes dont certaines ont pu changer de valeur, ou dont la valeur se modifie par échauffement ;

c) Le tube cathodique lui-même (courant inverse de grille-wehnelt dû à un dégagement gazeux interne, par exemple).

Ce sont là les trois causes les plus fréquentes dans le cas de l'impossibilité progressive de réduire la luminosité de l'écran. Mais il en existe évidemment d'autres, et pour plus de détails, nous vous conseillons l'ouvrage : « Dépannage, Mise au point et Amélioration des Téléviseurs » (Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, à Paris-2°).

**RR - 4.13/F. — M. C. Chollet, à Bègles.**

Les relais temporisés à condensateur sont basés sur le principe de la charge ou de la décharge dudit condensateur.

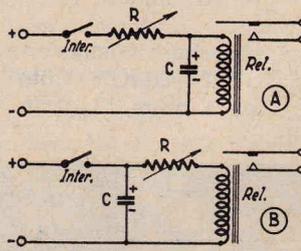


FIG. RR-413

Un premier exemple est représenté sur la figure RR 413, en A. Le condensateur C est monté en parallèle sur le relais ; lorsqu'on ferme l'interrupteur, le temps nécessaire à la charge du condensateur correspond au temps de temporisation pour la fermeture du relais. En effet, le relais ne peut pas fonctionner tant que le

condensateur C n'est pas chargé et ce temps de charge peut être déterminé par la valeur de la résistance R.

Il est très difficile de donner des valeurs pour R et C correspondant à un retard déterminé car il est évident que la résistance propre de la bobine d'excitation du relais intervient dans la constante de temps. Ce premier montage correspond donc à un retard à la fermeture.

Le second montage proposé est présenté en B sur notre figure et correspond à un retard à l'ouverture du relais. En effet, si nous supposons l'interrupteur fermé, le condensateur est chargé et le relais est alimenté. Lorsqu'on ouvre l'interrupteur, l'énergie emmagasinée dans le condensateur se décharge dans la bobine du relais et continue à l'alimenter. Le relais ne décolle donc pas immédiatement. Comme précédemment, le temps de retard pour l'ouverture est conditionné par R et par la résistance propre du relais.

**RR - 5.07/F. — M. René Sabini, à Rennes.**

Complément à notre réponse RR - 2.02 publiée dans le n° 1 086.

Concernant le tube 923 pour lequel nous n'avions pas trouvé de renseignement, peut-être s'agit-il d'une cellule photoélectrique ? Il existe, en effet, un tube portant cette immatriculation (ou encore VT 252) et dont voici les caractéristiques :

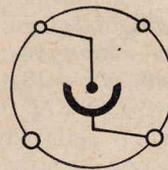


FIG. RR-507

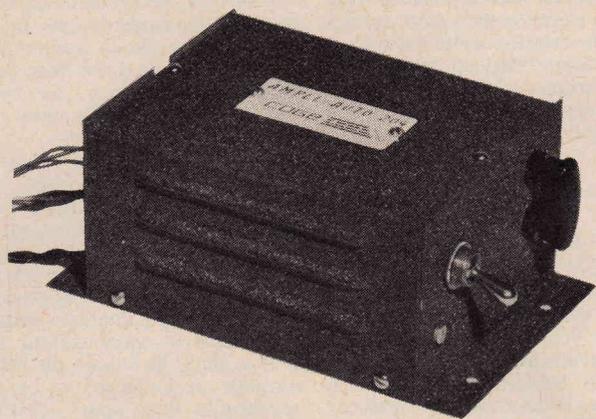
**Cellule photoélectrique 923 :**  $V_a = 90$  V ; sensibilité = 100  $\mu$ A/Lu ; résistance d'anode = 4 M $\Omega$  ; remplissage gazeux ; sensible aux infra-rouges ; brochage, voir fig. RR - 5.07.

**RR - 5.08. — M. Pierre Jouve, SP 69 695.**

1° Les magnétophones portatifs à piles comportent un moteur d'entraînement du type « universel », c'est-à-dire avec collecteur et balais. Ce sont les étincelles de rupture entre balais et collecteur qui provoquent des parasites dans l'audition d'un récepteur de radio placé dans le voisinage immédiat. Il convient donc d'antiparasiter ce moteur, et pour cela il faut placer deux condensateurs connectés entre chaque balai et la masse. La capacité de ces condensateurs est à déterminer par essais successifs pour l'obtention du meilleur déparasitage.

2° Pour enregistrer des émissions de radio, le meilleur procédé consiste à prélever les signaux BF vers la détection (ou vers le potentiomètre de volume) du récepteur

## Avec un "ampli-auto 204" ...



...votre récepteur vous donnera les mêmes satisfactions qu'un véritable "Auto-Radio"

Vous l'avez certainement constaté : dès que vous roulez à grande vitesse ou en décapotable, la puissance de votre radio transistors est insuffisante! C'est pourquoi COGEREL vient de créer le cogékit "ampli-auto 204" que vous construirez vous-même et qui assurera à votre récepteur, une puissance et un rendement musical équivalents sinon supérieurs à ceux du meilleur "auto-radio".

"L'ampli-auto 204" se raccorde simplement à la sortie BF ou à la sortie "HP supplémentaire" de votre récepteur (C'est le complément idéal du Cogékit "Simoun") et attaque un haut-parleur de 3,5 Ohms (que vous pouvez choisir dans la gamme proposée par COGEREL).

- présentation coffret métallique uni
- 2 transistors SFT 212
- protection par fusible extérieur : 1,5 A
- fonctionne en 6 ou 12 V, positif ou négatif à la masse
- consommation batterie négligeable (1 A)
- puissance de sortie : 3,5 V
- impédance de sortie : 3,5 Ohms
- sensibilité modulée à 1 000 périodes pour 3,5 W
- mise en marche par interrupteur propre ou par la commande de votre récepteur radio
- faible encombrement : 120 x 90 x 60 mm

Et le Cogékit "Ampli-Auto 204" ne coûte que : **57 F**

(envoi franco 60 F)

Demandez dès aujourd'hui notre brochure illustrée en couleurs **HP 8-481** en écrivant à COGEREL-DIJON - Côte d'Or (cette adresse suffit) ou passez à notre Magasin Pilote : 3, rue la Boétie, Paris 8<sup>e</sup>.

# COGEREL

CENTRE DE LA PIÈCE DÉTACHÉE

Département "Ventes par Correspondance"  
COGEREL-DIJON (cette adresse suffit)

Magasin-Pilote - 3, RUE LA BOETIE, PARIS 8<sup>e</sup>

et à les appliquer à l'entrée du magnétophone par l'intermédiaire d'un fil blindé (blindage relié à la masse), les masses du récepteur et du magnétophone étant bien entendu reliées entre elles, par ailleurs.

RR - 5.09. — M. Paul Veillard, à Aix-les-Bains.

Votre question sort du cadre de cette rubrique. Veuillez tout simplement vous reporter à un cours de radio, par exemple le « Cours de Radio-Elémentaire » édité par la Librairie de la Radio, 101, rue Réaumur, à Paris (2<sup>e</sup>).

RR - 5.10. — M. Etienne Pequegnot, à Mélecey-Fallon (Haute-Saône).

1° Bobines de filtrage sur les tôles à votre disposition :  
a) bobine de 30 Ω pour 200 mA : 950 tours de fil de cuivre émaillé de 35/100 de mm ;  
b) bobine de 100 Ω pour 50 mA : 800 tours de fil de cuivre émaillé de 15/100 de mm.

2° La résistance ohmique d'une bobine de filtrage, c'est-à-dire sa résistance pure en courant continu, se mesure simplement à l'aide d'un ohmmètre.

RR - 5.11. — Un lecteur de Poitiers (pas de nom sur la lettre).

1° Le transistor BSY 10 correspond bien en effet au 2N 1987.

2° Dans le transistor de sortie, le collecteur ne doit évidemment pas être relié à l'émetteur.

3° Une absence d'oscillation peut provenir, soit d'un défaut du quartz, soit d'un mauvais réglage de L, si tout est normal par ailleurs, bien entendu.

RR - 5.12. — M. Gérard Pons, à Mirepoix (Ariège).

1° Nous sommes très heureux que vous ayez obtenu d'excellents résultats avec l'adaptateur OC à transistors décrit pages 57 et 58 (fig. 4) du Numéro Spécial du 30 octobre 1964.

2° Nous n'avons pas expérimenté cet adaptateur sur les bandes de radiodiffusion OC, mais il est certain qu'il doit y donner également d'excellents résultats.

De ce fait, nous ne pouvons pas vous donner avec précision les caractéristiques des divers bobinages à réaliser. Mais en vous reportant à celles données pour les bandes d'amateurs et en interpolant, il est facile de déterminer d'une façon suffisamment approchée celles des bobinages convenant aux bandes de radiodiffusion, le réglage des noyaux permettant aisément le rattrapage des petits écarts éventuels. Même remarque concernant les capacités d'appoint en parallèle.

3° Il en va de même pour les quartz à utiliser. Un calcul simple permet aisément d'en déterminer la fréquence : la fréquence

fondamentale du quartz, ou tuellement la fréquence harmonique utilisée, doit être égale à la fréquence la plus faible de la bande considérée + 1 (c'est-à-dire 1 500 kHz, soit le début de la gamme PO du récepteur faisant suite).

RR - 5.13. — Un lecteur de Toulon (pas de nom sur la lettre).

1° Le fait que vous observez des variations intermittentes de la hauteur d'image indique qu'il faut a son siège dans la ligne temps verticale. Malheureusement tous les composants peuvent être soupçonnés : tube ECL82, condensateur (dont la valeur varie), résistances (mauvais contact), diode (mauvais contact), condensateur (mauvais contact d'une connexion interne), soudure, etc., etc. Saurez-vous nous livrer à des mesures précises votre téléviseur, nous ne pourrions pas être plus précis.

Par contre, ce que nous vous recommandons est qu'il faut rechercher la cause actuelle de cette panne, et que ce n'est pas un montage de VDR ou de CTR qui, comme vous le supposez, va résoudre le problème. Il sera les variations de hauteur d'image provoquées par le défaut précédent.

Les éléments CTN et VDR sont utilisés, par exemple, pour la compensation de l'échauffement du secteur ou de faibles variations de tension, mais pas pour corriger un circuit défectueux !

2° Même observation en ce qui concerne la différence de hauteur d'image entre 819 et 625 lignes. Il doit d'abord être rectifié, généralement par un ajustement de valeur (commutateur de résistance intercalée à la place du potentiomètre « amplitude »).

3° Nous n'avons pas de conseil à donner sur la situation financière, mais nous vous recommandons de contacter le fabricant de votre téléviseur.

RR - 5.14. — M. A. F. de Bayonne (B.-P.).

Il y a plusieurs points à vérifier :

1° Des valves genre 6X4 ne tiendront pas à 700 V eff.

2° Un émetteur comportant des tubes 807 consomme certainement davantage que 25 à 50 mA.

3° Enfin, le tube 807 admet une tension maximum d'alimentation de 750 volts (notamment en mode télégraphie), mais certainement pas 1 300 volts !

RR - 5.15. — M. G. M. de Segré (M.-et-L.).

Les buzzers destinés à attirer l'attention sur la lecture au son sont très faciles à câbler et il est inutile de vous établir un schéma. L'effet, tous les composants, c'est-à-dire le buzzer proprement dit, la pile, le casque et le manivelle sont tout simplement reliés en série.

# Le Journal des "OM"

## STATION 144 MHz PORTABLE OU MOBILE

(Suite voir n° 1089)

### 3. — RECEPTEUR

#### a) Convertisseur (fig. 3).

Le transistor d'entrée est un T.2028 Philco (dont le gain et le facteur de bruit sont très bons), neutrodyné par l'intermédiaire de  $L_1$  et du condensateur ajustable  $C_1$ . On pourrait conseiller en ses lieu et place un AF139.

L'étage mélangeur, très conventionnel, utilise un 2N1743 et, chose

la moyenne fréquence à une valeur plus élevée.

Par exemple, l'oscillateur peut être choisi à 30 MHz, fréquence qui, quadruplée, donne 120 MHz ; la première moyenne fréquence est alors de 24 à 26 MHz. En changeant le transistor OC171 primitivement amplificateur, en mélangeur attaqué par l'énergie venant directement de l'oscillateur (30 MHz), une moyenne fréquence variable de

ments du convertisseur, ainsi qu'aux bornes d'alimentation. Ces capacités sont très efficaces aux fréquences considérées.

#### b) M.F. variable (3,5 - 6 MHz) (fig. 4)

Trois transistors, et les éléments qui s'y rattachent, entrent dans la construction de cette partie moyenne fréquence : un OC171 pour l'étage HF, un autre OC171 pour le mélangeur et un OC170 pour l'oscil-

Pour la réception des émissions CW et BLU (bande latérale unique), un BFO à cristal est prévu, fréquence de ce cristal étant 465 kHz.

#### d) Amplificateur Basse-Fréquence (fig. 6)

Cet étage comporte un transistor XB103, attaquant un push-pull d'XC131 par l'intermédiaire d'un transformateur driver.

L'emploi d'un haut-parleur d'impédance 15 à 25 ohms permet de supprimer le transformateur de sortie.

(N.d.T. : Pour des raisons de simplicité, et sans que cela soit beaucoup plus onéreux, rappelez-vous qu'il existe des platines MF et des platines BF toutes équipées et réglées. Référence Oréga.)

#### e) S-mètre (fig. 5)

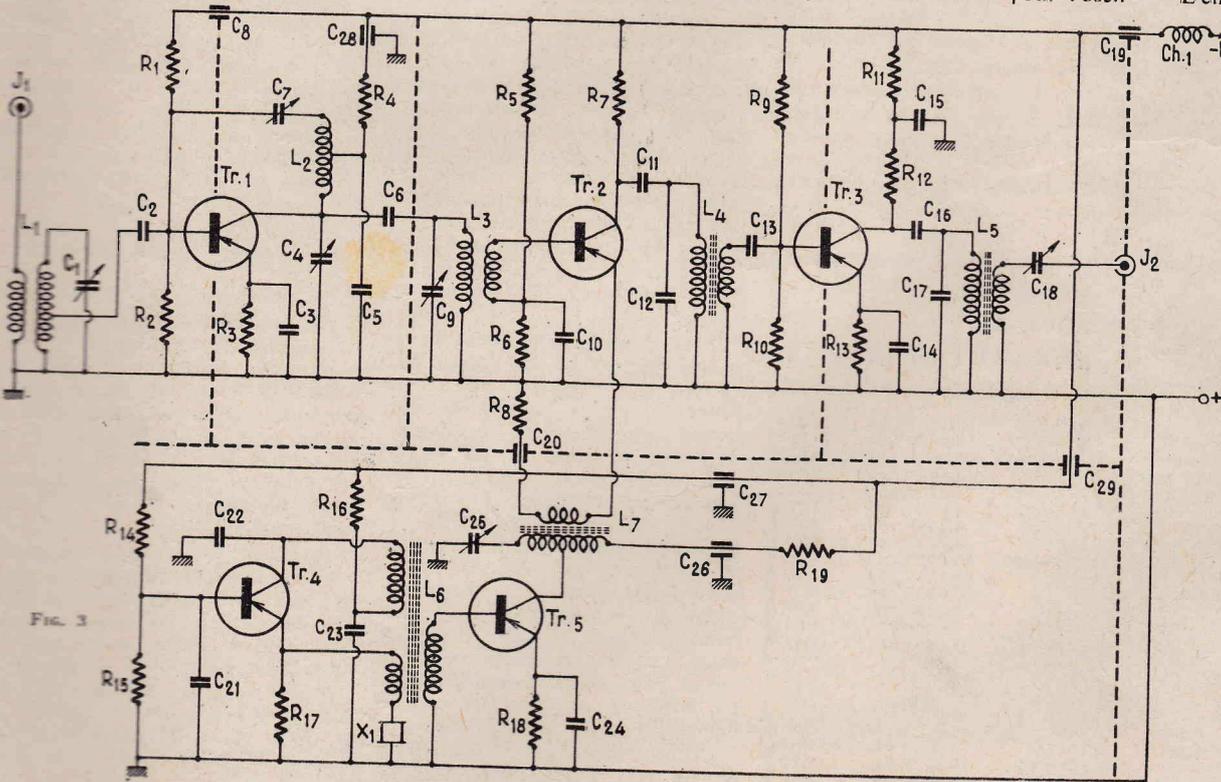
Ce circuit est un amplificateur à courant continu composé de deux étages multipliant le courant du contrôle de gain automatique, afin de l'amener à une valeur suffisante pour faire dévier l'appareil de mesure : un milliampèremètre 0-5 mA.

### 4. — CIRCUITS DE COMMANDE

Afin d'empêcher que la haute tension soit appliquée sur l'émetteur avant que l'entrée du récepteur soit mise à la masse, un contact auxiliaire sur le relais coaxial est utilisé pour court-circuiter la bobine magnétique du relais  $RL_2$ , la résistance  $R_3$  étant destinée à limiter le courant et par là-même éviter de court-circuiter l'alimentation. Il en découle que la tension aux bornes de la bobine du relais  $RL_2$  est seulement de 8 volts, mais cette tension est suffisante pour exciter la bobine.

Lorsque l'interrupteur de micro est fermé,  $RL_1$  est excité, donc le contact A s'ouvre, supprimant l'alimentation du récepteur. Le contact B se ferme et la tension 12 volts est appliquée à  $RL_2$  à travers  $R_3$ . Toutefois,  $RL_2$  n'agit pas immédiatement, car il est court-circuité par le contact G de  $RL_3$ .

Le contact C de  $RL_1$  excite  $RL_3$  et, ainsi, l'entrée du récepteur est



importante avec les transistors mélangeurs, le couplage par ligne permet d'obtenir entre base et masse une impédance faible en moyenne fréquence. Par ailleurs, ce couplage par ligne rend le réglage plus facile et entraîne de meilleures performances, avec une diminution des rentrées MF et des fréquences images.

Les selfs de sortie des étages mélangeur et amplificateur moyenne fréquence sont toutes deux largement amorties de manière à diminuer le gain et rendre la courbe de réponse aussi linéaire que possible.

La moyenne fréquence choisie est variable de 4 à 6 MHz, mais il faut penser, qu'en certains endroits, ce choix causera de sérieux problèmes d'images et il peut être nécessaire de réaliser un double changement de fréquence ou d'amener

4 à 6 MHz est de nouveau obtenue, mais, cette fois, à la suite d'un double changement de fréquence.

L'oscillateur utilise un quartz 35 MHz oscillant sur le troisième harmonique et l'on quadruple ensuite par un étage équipé d'un transistor OC 171 monté en « zéro bias ». La puissance de sortie est suffisante pour un mélange à faible bruit.

Nous pensons qu'il est inutile de rappeler que dans les étages HF, mélangeur et multiplicateur, les connexions doivent être aussi courtes que possible.

En raison des faibles impédances rencontrées dans les circuits à transistors, les couplages parasites soulèvent souvent d'importants problèmes. Aussi, l'auteur a employé des condensateurs du type by-pass de 1 000 pF entre les divers comparti-

lateur.

Dans l'oscillateur, l'auteur a placé une diode Zener afin de stabiliser la fréquence, car on note une légère variation lors de la décharge des batteries.

L'étage HF est un classique circuit émetteur commun dont le gain est réglable par le potentiomètre  $R_{11}$ . Ce réglage sert le plus souvent lorsqu'un signal très fort avoisine la fréquence écoutée.

#### c) Amplificateur Moyenne Fréquence 465 kHz (fig. 5)

Afin d'éviter le neutrodynage, les trois étages sont équipés du même type de transistor, un AF 117.

Côté détection, une diode OA70 a été jugée suffisante, et une fraction de la tension de sortie est renvoyée sur deux des étages précédents afin de contrôler automatiquement le gain.

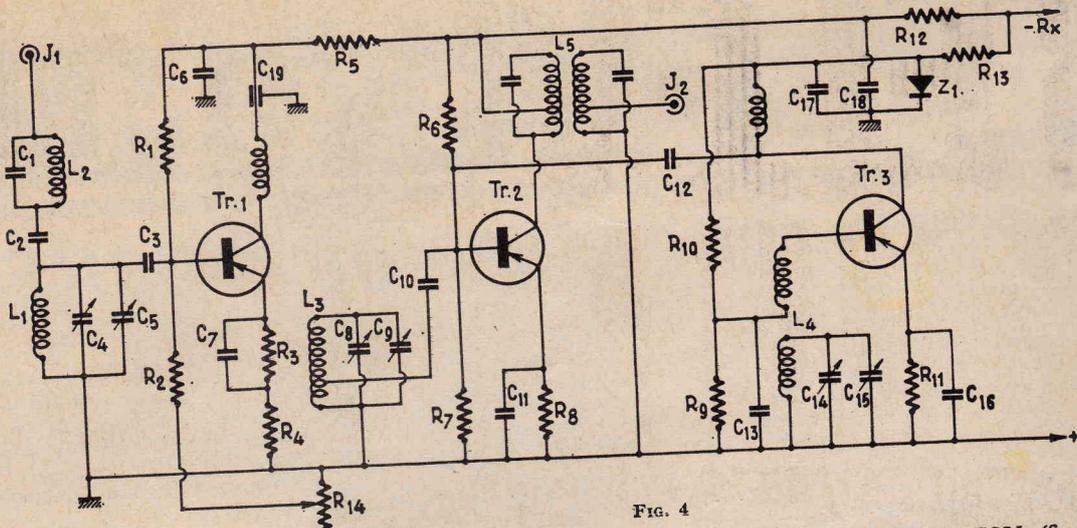


Fig. 4

mise à la masse en même temps que le contact G s'ouvre, d'où l'excitation de RL<sub>2</sub> et la mise sous tension du modulateur et de l'émetteur par les contacts D et F. Le troisième contact de ce relais est en parallèle avec le contact C de RL<sub>1</sub>.

Lorsqu'on ouvre l'interrupteur du micro, RL<sub>1</sub> n'est plus excité, le récepteur est alimenté, le contact A

étant fermé. Le contact B s'ouvre au même instant si bien que RL<sub>2</sub> n'est plus excité et, en conséquence, la haute tension n'est plus appliquée sur l'émetteur. Le contact E de RL<sub>2</sub> assure que RL<sub>2</sub> n'est pas inversé tant que l'émetteur est sous tension, et que l'entrée du récepteur reste bien à la masse.

Au moment où RL<sub>2</sub> s'inverse, l'émetteur est coupé.

### 5. — ALIMENTATION (fig. 7)

Bien souvent, le problème important de la construction d'une station mobile est l'alimentation. Certes, il existe différents ensembles commerciaux comme, en France, celui fabriqué par F9AF, mais pour ceux qui désirent réaliser le maximum par eux-mêmes, nous allons décrire dans le détail l'alimentation complète (et plus particulièrement le bobinage du transformateur) telle qu'elle a été conçue par G3OCB.

Pour bobiner le transformateur, il faut se procurer un tore équipé d'un mandrin de dimensions convenables.

Tout d'abord, directement sur la bobine de nylon, on répartit 511 spires de fil simple en cuivre émaillé de diamètre 35/100 mm. Quand cette première couche est terminée, et après l'avoir recouverte d'une bande isolante, on bobine encore 140 spires. A partir de la 300<sup>e</sup> spire, et toutes les 50 ou 60 spires, il a été prévu une prise intermédiaire, qui sera soigneusement isolée avec du souplisso par exemple. On placera encore une bande isolante. Toutes les prises seront ensuite ramenées vers le même point de la circonférence et on bobinera une nouvelle couche isolante.

Ce sera tout pour le secondaire, et l'on passera au primaire.

Tout d'abord, 19 spires de 2 fils bobinés ensemble « deux fils en main » en cuivre émaillé 15/10 mm, pour des puissances de 50 à 70 watts, seront réparties sur la largeur de la bobine et recouvertes d'une couche isolante.

Puis, par dessus, on bobine l'enroulement de réaction constitué par 7 tours de 2 fils parallèles en cuivre émaillé de 5/10 mm.

Lors du bobinage, il est nécessaire de faire attention à ce que le fil ne soit ni tordu ni écaillé.

Sur le schéma, les lettres A et A' représentent le début, B et B' la fin, de chaque primaire. Pour l'enroulement de réaction, les extrémités sont appelées CD, C'D' respectivement. Le sens de l'un de ces deux enroulements pourra être inversé afin d'obtenir l'oscillation.

Le nombre de spires de l'enroulement de réaction pourra être aug-

menté ou diminué pour obtenir performances satisfaisantes, mais dans le cas présent, avec des sept spires conviennent très bien.

La tension de sortie, avec 10 spires au secondaire, est de l'ordre de 300 à 320 V, la régulation étant excellente et le rendement approchant 80 %.

En raison de la puissance critique à dissiper par les bobines des transistors, ceux-ci seront sur des plaques de cuivre ou munies sur un radiateur spécialement conçu à cet effet et facile à se procurer dans le commerce (COSI).

Afin d'éviter des sautes brusques de tension, on a placé dans la sonde au récepteur un petit filtre composé très simplement d'une bobine de filtrage prévue pour un courant de 100 mA et deux condensateurs électrochimiques C<sub>2</sub> et C<sub>3</sub>.

Pour terminer cette description de l'alimentation, signalons encore une chose importante ; il est nécessaire de relier la batterie et l'interrupteur avec un fil de fort diamètre, les courants étant supérieurs à 8 ampères, et une résistance, faible soit-elle, diminuera l'efficacité et la régulation. Par exemple, un fil de résistance 0,1 ohm amène une chute de tension d'un volt environ et une perte de puissance de 5 à 10 watts.

### 6. — ESSAIS ET REGLAGE

#### a) Modulateur

Après avoir vérifié le câblage et le branchement des transistors, on connecte une résistance bobinée de 4 kΩ - 10 W aux bornes du primaire du transformateur de modulation. Pour vérifier la modulation, on peut, soit brancher en parallèle sur cette résistance un voltmètre alternatif, ou en série avec un petit haut-parleur.

Appliquer alors une tension de 12 V continus en respectant la polarité, les polarités étant indiquées devant le microphone, suivant le cas, noter des indications du voltmètre de 300 V ou entendre dans le haut-parleur la reproduction de bonne qualité. On ne doit en aucun cas avoir des signes d'instabilité ou de torsion.

#### b) Emetteur

Comme avant toute mise sous tension d'un appareil à essayer, régler soigneusement la tension des circuits.

Appliquer, si tout est correct, la tension de chauffage filaire et mesurer chacune des tensions de se rendre compte si elles sont normales, car il existe parfois de grandes différences lors de la fabrication et on peut être amené à corriger les valeurs de R<sub>21</sub> et R<sub>22</sub>.

Cette vérification faite, mettre l'oscillateur sous tension et régler le noyau de L<sub>1</sub> jusqu'à une oscillation stable maintenue.

Lorsque le fonctionnement est normal, on amène l'interrupteur de l'émetteur dans la position de repos et on débranche momentanément la haute tension du contact

## TUBES - TRANSISTORS

★ en boîte d'origine ★

### PHILIPS - TELEFUNKEN - RADIOTECHNIQUE

PRIX SANS CONCURRENCE

3A5	9,31	EBL1	11,80	ECL82	6,83	EL500	13,35	PCC84	6,21
5Y3GB	4,97	EC86	10,87	ECL85	8,07	EL502	15,52	PCC88	11,80
6BQ7	6,21	EC88	11,48	ECL86	8,07	EL504	13,35	PCF80	6,52
6DQ6	12,41	EC92	6,50	ECL800	20,00	ELL80	13,60	PCF189	9,93
6E8	12,41	ECC40	9,31	EF41	5,59	EM34	6,83	PCF82	9,00
6FN5	15,52	ECC81	6,21	EF42	8,07	EM80	4,97	PCF86	7,76
6L6G	13,66	ECC82	5,59	EF80	4,66	EM81	4,66	PCF801	7,76
6X4	3,73	ECC83	6,21	EF85	4,34	EM84	6,83	PCF802	6,21
12BA6	4,34	ECC84	6,21	EF86	6,21	EMM801	20,00	PCL82	6,83
21B6	9,00	ECC85	5,90	EF89	4,34	EY51	6,83	PCL84	10,55
35FN5	15,52	ECC86	12,65	EF183	6,83	EY81	5,90	PCL85	8,07
DY86	5,90	ECC88	11,80	EF184	6,83	EY82	5,27	PCL86	8,07
EABC80	6,83	ECC189	9,93	EL34	13,66	EY86	5,90	PCL88	6,21
EAF42	6,21	ECF80	10,55	EL36	12,41	EY88	6,83	PL36	12,41
EAF801	6,21	ECF82	6,52	EL41	5,90	EZ40	5,59	PL81	9,00
EBC41	5,90	ECF82	6,52	EL81	9,00	EZ80	3,41	PL82	5,59
EBC81	4,34	ECF86	7,76	EL82	5,59	EZ81	3,73	PL83	6,52
EBL1	11,80	ECF801	7,76	EL83	5,59	EZ82	9,31	PL300	15,52
EBF2	9,93	ECF82	7,76	EL84	4,34	GZ32	8,38	PL500	13,35
EBF80	4,66	ECH42	6,21	EL84	4,34	GZ34	4,03	PL502	13,35
EBF83	5,27	ECH81	10,55	EL86	5,59	GZ41	4,03	PY81	5,90
EBF89	4,66	ECL80	7,45	EL95	5,90	PC86	10,87	PY82	5,27
			4,97	EL183	9,00	PC88	11,48	PY82	5,27
			5,59	EL300	15,52	PCC85	5,90	PY88	6,83

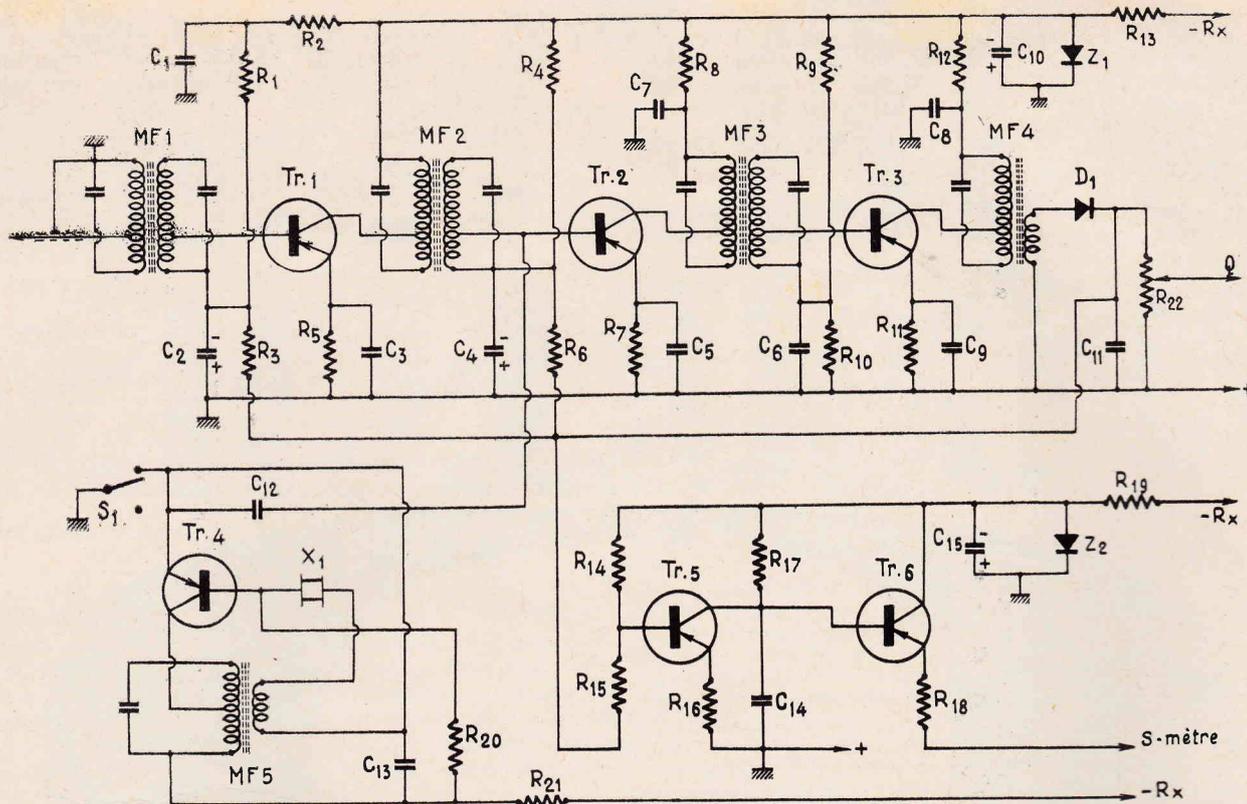
(Nous demander tous les tubes ne figurant pas sur cette liste)

### TRANSISTORS PHILIPS

AC107	7,45	AF114	4,97	AF181	7,80	OC139	7,50	BY114	5,90
AC125	3,41	AF115	4,66	AF186	21,00	OC139M	3,72	OA70	1,54
AC126	3,72	AF116	4,03	BF109	16,50			OA79	2,04
AC127	3,72	AF117	3,73	OC26	11,17			OA81	1,54
AC128	4,03	AF118	6,82	OC44	4,03			OA85	1,54
AC130	5,90	AF121	7,45	OC45	3,73	AA119	2,04	OA90	1,54
AC132	3,41	AF124	5,90	OC71	2,80	BA100	4,03	OA91	1,02
AD139	11,17	AF125	5,28	OC72	3,41	BA102	5,27	OA95	2,04
AD140	11,17	AF126	4,97	OC74	3,73	BA109	5,90	OA210	5,90
AD149	11,17	AF127	4,66	OC75	3,10	BA114	3,00	OA211	10,55
AF102	7,76	AF139	19,00	OC76	5,63	BA114	3,00	OA214	8,69
AF106	9,00	AF180	8,10	OC79	3,73	BY100	19,55		

GARANTIE TOTALE - Expédition à lettre lue, contre remboursement ou mandat à la commande - Franco de port et d'emballage dans toute la France pour 15 Tubes ou Transistors  
 Pour toute commande de moins de 20 F, ajouter 6 F pour frais d'expédition, au-dessus de 20 F, ajouter 3,10 F ★ Détaxe exportation  
 Pour l'étranger : 50 % à la commande

**RADIO STOCK** 6, RUE TAYLOR-PARIS-X<sup>e</sup>  
 NOR. 83-90 05-09  
 C.C.P. PARIS 5379-89  
 Autibus : 54 - 56 - 65  
 Ouvert de lundi au samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h. M<sup>o</sup> J.-Bonsergent  
 RAPH



Le circuit de commande peut alors être essayé et réglé, puis cette opération faite on rebranche la haute tension sur le contact F. On peut mettre à ce moment tout l'émetteur sauf l'étage final sous tension.

En amenant l'interrupteur du microphone sur la position émission, la haute tension doit apparaître sur tous les étages de l'exciter. Il faut alors régler les noyaux des bobines  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  et  $L_4$ , et l'espacement des spires de  $L_5$  pour obtenir un

maximum d'excitation sur les grilles du tube final.

Une fois ces réglages effectués, les courants grilles doivent être sensiblement les suivants pour les différents tubes :

- $V_3$  : 1 mA.
- $V_4$  : 1,75 mA.
- $V_5$  : 4,5 mA.

Il n'a plus qu'à appliquer la haute tension sur l'étage de puissance et celle-ci doit rester stable quelles que soient les variations du condensateur du circuit d'accord, même lorsqu'il n'y a pas de charge.

L'antenne étant branchée, il est possible de charger le P.A. à environ 75 mA, charge pour laquelle on obtient le maximum de puissance rayonnée. Notons que le courant grille passera des 4,5 mA précédemment mesurés, à 3 mA.

La manipulation est effectuée par coupure de la tension d'écran de la 6BW6, et dans le cas d'émission en télégraphie, le commutateur AM/CW coupe l'alimentation du modulateur et court-circuite le secondaire du transformateur de modulation.

#### c) Récepteur

Nous en avons déjà beaucoup parlé précédemment, mais pour compléter nous dirons en premier lieu qu'il est nécessaire de disposer soit d'un grid-dip soit d'un générateur. Nous ne répèterons jamais assez, par ailleurs, combien il est nécessaire de faire attention au branchement de l'alimentation et de bien respecter les polarités sous peine d'être obligé de changer les transistors.

La moyenne fréquence devra être alignée sur 465 kHz et on agira sur le noyau de la bobine du BFO, jusqu'à ce qu'il y ait oscillation.

La moyenne fréquence variable sera réglée en agissant sur l'oscillateur, afin que la bande couverte

soit comprise sensiblement entre 6,5 MHz.

Les circuits HF et m... seront ensuite centrés en bande sur 5,7 MHz par l'intermédiaire des trimmers et de bande sur 3,8 MHz en sur les noyaux.

Ainsi l'ensemble fonction... pour des fréquences comprise entre 3,5 et 6 MHz, et un s... utilisé en guise d'antenne p... l'audition d'un bon nombre... tions sur toute la largeur... bande.

#### d) Convertisseur :

Il faut d'abord faire fo... l'oscillateur en jouant sin... sur le noyau  $L_6$ ; nous... toutefois qu'il peut être n... d'inverser les connexions... roulement de réaction sur... d'obtenir l'oscillation.

Le convertisseur étant... récepteur, les noyaux de... seront réglés de façon à c... souffle soit maximum sur... 5,5 MHz respectivement.

Ensuite, l'étage quadrup... TR<sub>2</sub> sera réglé pour un m... de souffle.

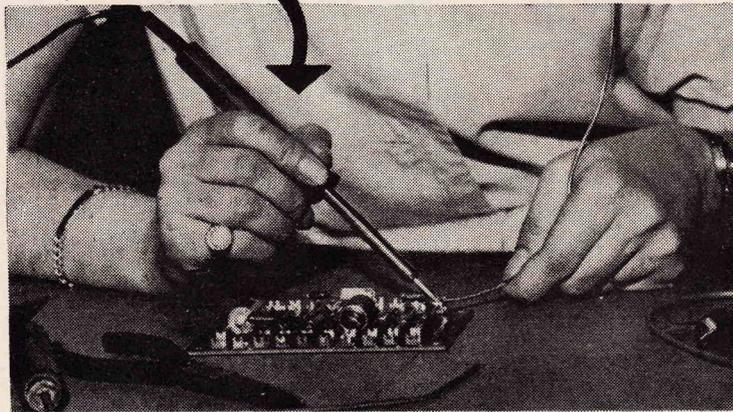
Enfin avec une source h... quence délivrant un signa... bande 144 MHz on cher... maximum à la réception e... les noyaux de  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$ ,... tains endroits, même, de... ou des stations transmett... la bande 2 mètres pourr... à réaliser cette mise au po...

#### CONCLUSION

La station complète en... réception consomme env... mA, en position « stand by... en position émission 6 à 7... et 8 à 9 ampères dans le... de modulation.

Cette station, comme l... l'auteur, n'est pas une fi... elle est reproductible en t... partie et nous pensons que

## Nouveau FER 20 WATTS en 110 et 220 volts



Équipé d'une panne... traitement "PHILIPS" Ø 3 mm, permettant des milliers de soudures.

Pour les montages et dépannages en Électronique, Radio, Télévision, Instruments de Précision. Poids 43 g. Longueur 18,5 cm.

En vente chez votre fournisseur d'outillage

Documentation EXPRESS N° 50 10-12, Rue MONTLOUIS, PARIS 11°

breux amateurs de VHF y trouveront des éléments intéressants qu'ils pourront incorporer dans leur propre équipement.

Traduction et adaptation de « Short Wave Magazine », février 1964.

### VALEURS DES ELEMENTS DE LA FIGURE 3

- C<sub>1</sub> : 0,6 - 6 pF ;
- C<sub>2</sub> : 15 pF ;
- C<sub>3</sub> - C<sub>5</sub> - C<sub>8</sub> - C<sub>10</sub>

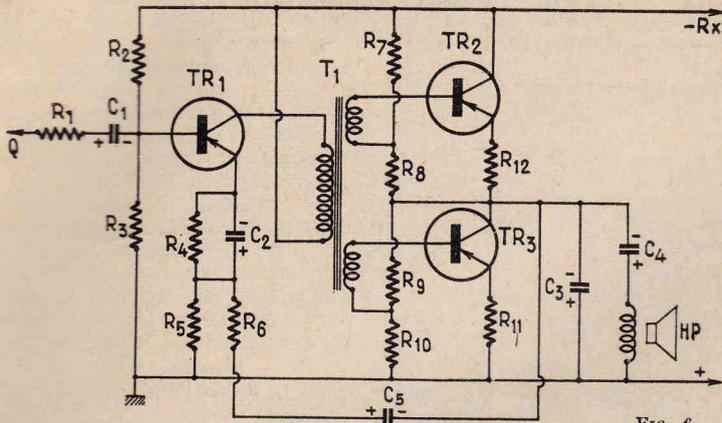


FIG. 4

- C<sub>14</sub> - C<sub>15</sub> - C<sub>19</sub> - C<sub>20</sub>
- C<sub>21</sub> - C<sub>22</sub> - C<sub>24</sub> - C<sub>25</sub>
- C<sub>26</sub> - C<sub>28</sub> - C<sub>29</sub>

- 1 000 pF by-pass ;
- C<sub>4</sub> - C<sub>9</sub> - C<sub>23</sub> : 0,3 - 3 pF ;
- C<sub>6</sub> : 2,7 pF ;
- C<sub>7</sub> : 0,3 - 3 pF ;
- C<sub>11</sub> - C<sub>17</sub> : 100 pF ;
- C<sub>18</sub> : 47 pF ;
- C<sub>21</sub> : 1 000 pF ;
- C<sub>24</sub> : 220 pF ;
- C<sub>25</sub> : 15 pF variable ;
- C<sub>26</sub> : 8 pF ;
- R<sub>1</sub> - R<sub>12</sub> : 6,8 kΩ ;
- R<sub>13</sub> R<sub>14</sub> R<sub>15</sub> R<sub>16</sub> R<sub>17</sub> : 1 kΩ ;
- R<sub>18</sub> - R<sub>19</sub> : 1,5 kΩ ;
- R<sub>20</sub> - R<sub>21</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>22</sub> : 4,7 kΩ ;
- R<sub>23</sub> : 2,2 kΩ ;
- R<sub>24</sub> : 3,3 kΩ ;
- R<sub>25</sub> - R<sub>26</sub> : 190 Ω ;
- R<sub>27</sub> : 150 Ω ;
- Ch<sub>1</sub> : choc HF 1,5 mH ;
- TR<sub>1</sub> : 2N2398 (Philco) ;
- TR<sub>2</sub> : 2N1743 (Philco) ;
- TR<sub>3</sub> - TR<sub>4</sub> : OC171 ;
- TR<sub>5</sub> : OC170 ;
- J<sub>1</sub> - J<sub>2</sub> : fiches coaxiales.

- X<sub>1</sub> : quartz 35 MHz 3<sup>e</sup> harmonique ;
- L<sub>1</sub> : 5 1/2 spires de fil 10/10 argenté, diamètre 6 mm, longueur 10 mm, prise à 1/2 spire du côté masse, couplage par une seule boucle ;
- L<sub>2</sub> : 8 1/2 spires de fil 5/10 mm. Diamètre 6 mm, long. 13 mm, prises à 4 spires de C<sub>7</sub> ;
- L<sub>3</sub> : identique à L<sub>1</sub> sans prise ;
- L<sub>4</sub> - L<sub>5</sub> : environ 50 spires jointives de fil 20/100 mm sur mandrin 6 mm avec noyau, couplage par 8 spires côté froid ;
- L<sub>6</sub> : 12 spires de fil 30/100 mm jointives sur mandrin 6 mm avec noyau, couplage par 2 spires chaque côté froid ;

- L<sub>7</sub> : 5 3/4 spires de fil 60/100 mm sur mandrin trolitul, longueur 10 mm, couplage par une boucle côté froid, prise à 2 spires de C<sub>25</sub>.

### VALEURS DES ELEMENTS DE LA FIGURE 4

- C<sub>1</sub> : voir L<sub>2</sub> ;
- C<sub>2</sub> : 8,2 pF ;
- C<sub>3</sub> C<sub>6</sub> C<sub>7</sub> C<sub>10</sub> C<sub>11</sub>
- C<sub>13</sub> C<sub>16</sub> C<sub>17</sub>
- 10 000 pF ;
- C<sub>4</sub> C<sub>8</sub> C<sub>14</sub> : 75 pF variable ;

L<sub>1</sub> : 5 3/4 spires de fil 60/100 mm sur mandrin trolitul, longueur 10 mm, couplage par une boucle côté froid, prise à 2 spires de C<sub>25</sub>.

- R<sub>23</sub> : 200 Ω ;
- R<sub>14</sub> : 25 kΩ variable ;
- Z<sub>1</sub> : diode Zener OAZ 212 ;
- L<sub>2</sub> : doit résonner sur 35 MHz avec C<sub>1</sub> en parallèle ;
- L<sub>3</sub> : 45 spires comme L<sub>1</sub> avec couplage serré par 6 spires côté froid et prise à la 10<sup>e</sup> spire ;
- L<sub>4</sub> : 40 spires, comme L<sub>1</sub> avec couplages par 3 spires côté froid.
- L<sub>5</sub> : transformateur MF miniature 465 kHz.

Fig 4 : Moyenne fréquence varia-

### VALEURS DES ELEMENTS DE LA FIGURE 5

- C<sub>1</sub> - C<sub>3</sub> - C<sub>5</sub> - C<sub>6</sub>
- C<sub>7</sub> - C<sub>8</sub> - C<sub>9</sub>
- 50 000 pF miniature ;
- C<sub>2</sub> - C<sub>4</sub> - C<sub>15</sub> : électrochimique 8 μF - 15 V ;
- C<sub>10</sub> : électrochimique 30 μF - 15 V ;
- C<sub>11</sub> : 10 000 pF ;
- C<sub>12</sub> : 2 pF ;
- C<sub>13</sub> : électrochimique 1 μF - 15 V ;
- C<sub>14</sub> : électrochimique 2 μF - 15 V.
- R<sub>1</sub> : 50 kΩ ;
- R<sub>2</sub> - R<sub>3</sub> - R<sub>6</sub> - R<sub>17</sub> : 10 kΩ ;
- R<sub>4</sub> : 68 kΩ ;
- R<sub>5</sub> - R<sub>7</sub> - R<sub>11</sub> - R<sub>20</sub> : 1 kΩ ;
- R<sub>8</sub> - R<sub>12</sub> : 2,2 kΩ ;
- R<sub>9</sub> : 27 kΩ ;
- R<sub>10</sub> : 6,8 kΩ ;
- R<sub>13</sub> - R<sub>19</sub> : 200 Ω ;
- R<sub>24</sub> : 100 kΩ ;
- R<sub>15</sub> : 4,7 kΩ ;
- R<sub>16</sub> - R<sub>18</sub> : 470 Ω ;
- R<sub>20</sub> : 220 kΩ ;
- R<sub>22</sub> : potentiomètre 5 kΩ.
- D<sub>1</sub> : OA70.
- Z<sub>1</sub> : OAZ 204 Zener.

- Z<sub>2</sub> : OAZ 212 Zener.
- X<sub>1</sub> : quartz 465 kHz.
- MF1, MF2, MF3, MF4, MF5 : transformateurs moyenne fréquence : 465 kHz.

### VALEURS DES ELEMENTS DE LA FIGURE 6

- C<sub>1</sub> : électrochimique 8 μF - 15 V ;
- C<sub>2</sub> - C<sub>5</sub> : électrochimique 50 μF - 15 V ;
- C<sub>3</sub> : électrochimique 1 μF - 15 V ;
- C<sub>4</sub> : électrochimique 100 μF - 15 V ;
- R<sub>1</sub> - R<sub>6</sub> : 470 Ω ;
- R<sub>2</sub> - R<sub>3</sub> : 27 kΩ ;
- R<sub>4</sub> : 1 kΩ ;
- R<sub>5</sub> : 10 Ω ;
- R<sub>7</sub> - R<sub>8</sub> : 3,3 kΩ ;
- R<sub>9</sub> - R<sub>10</sub> : 100 Ω ;
- R<sub>11</sub> - R<sub>12</sub> : 3,9 Ω.
- T<sub>1</sub> : transformateur driver.
- TR<sub>1</sub> : XB 103 ;
- TR<sub>2</sub> - TR<sub>3</sub> : XC 131.

### VALEURS DES ELEMENTS DE LA FIGURE 7

- C<sub>1</sub> - C<sub>2</sub> - C<sub>3</sub> : 100 μF électrochimique 15 - 18 V ;
- C<sub>4</sub> : 16 μF électrochimique 450 V ;
- R<sub>1</sub> : 10 Ω 2 W ;
- R<sub>2</sub> : 500 - 2 000 Ω voir texte ;
- R<sub>3</sub> : valeur suivant RL<sub>2</sub> - 2 W ;
- R<sub>4</sub> : 300 Ω 10 W bobinée ;
- F<sub>1</sub> : fusible 10 ampères ;
- S<sub>1</sub> : interrupteur 1 A ;
- S<sub>2</sub> : interrupteur 6 A ;
- Ch<sub>1</sub> : self de choc 100 mA ;
- T<sub>1</sub> : voir texte.
- RL<sub>1</sub> : relais 12 V 2 + 1 positions ;
- RL<sub>2</sub> : relais 8 V faible courant 3 positions dont une pour courant de 6 A ;
- RL<sub>3</sub> : relais d'antenne.

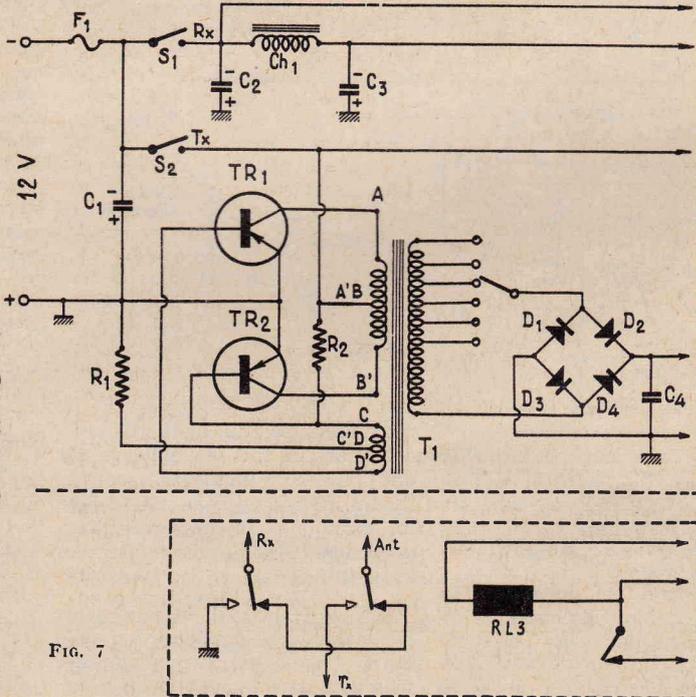
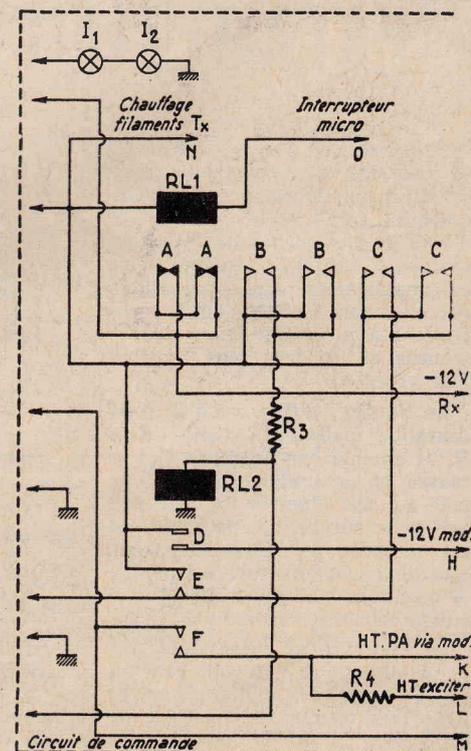


FIG. 5

- TR<sub>1</sub> - TR<sub>2</sub> : OC 177.
- TR<sub>3</sub> : OC 170.
- L<sub>1</sub> : 45 spires de fil 20/100 mm jointives sur mandrin 6 mm ;

- TR<sub>1</sub> - TR<sub>2</sub> - TR<sub>3</sub> - AF 117.
- TR<sub>4</sub> : XA 103 ou AF 117.
- TR<sub>5</sub> : OC 70.
- TR<sub>6</sub> : OC 81 D.



Circuit de commande

- D<sub>1</sub> - D<sub>2</sub> - D<sub>3</sub> - D<sub>4</sub> : diodes silicium.
- TR<sub>1</sub> - TR<sub>2</sub> : OC 28.
- I<sub>1</sub> - I<sub>2</sub> : lampes de tableau 6-8 V.

# ANTENNE « CUBICAL QUAD » 145 MHz

Ce type d'aérien, dont les performances spectaculaires sur les bandes décimétriques sont bien connues, est extrêmement séduisant pour l'amateur qui veut réaliser lui-même son antenne. Nous avons donné, précisément dans « les Antennes » (Librairie de la Radio) une étude très détaillée de sa construction et de sa mise au point qui constitue le fruit de notre expérience personnelle. Il est évident que, ses dimensions pour la bande 145 MHz étant fort réduites, l'envie de l'utiliser ne pouvait manquer de faire jour quelque part. Précisément, nous avons trouvé une description détaillée dans « UKW - Berichte » de novembre 1964 que nous allons nous efforcer de reproduire en la résumant à l'intention des expérimentateurs VHF. (Une très belle réalisation en a été faite par un OM : F1EZ de Paris-Sud.)

Au reste, la figure 1 est déjà fort explicite. Nous y voyons que l'antenne comporte 4 éléments, soit : un radiateur, un réflecteur et deux directeurs, tous carrés, de plus ou moins un quart d'onde de côté, et se terminant par une petite ligne de longueur variable.

La partie mécanique, c'est-à-dire le support des éléments, est réalisée en matière plastique dure et comporte une potence centrale, éventuellement renforcée, de 30 mm de diamètre, sur laquelle

sont fixées en croix des tiges de même nature et d'une longueur telle que chaque carreau soit supporté par ses quatre sommets. C'est évidemment un travail assez délicat du point de vue mécanique et qui dépendra beaucoup du matériau disponible. Les cadres sont réalisés en fil émaillé de 3 mm de diamètre et il y aurait un intérêt certain à utiliser du fil argenté pour le radiateur. Les « stubs » prolongent la pointe inférieure de chaque cadre. Ils sont court-circuités définitivement après mise au point sur le réflecteur et le radiateur et munis d'une petite capacité ajustable pour les deux directeurs.

## MISE AU POINT

La mise au point est simplifiée à l'extrême du fait que les éléments sont préajustés et que leur

réglage est obtenu soit par capacités soit par courts-circuits mobiles. Le processus à adopter est le suivant :

- 1) Monter l'antenne sur un petit mât de manière à la dégager de la terre et des obstacles environnants.
- 2) Accorder, par glissement du court-circuit, le cadre rayonnant à la résonance. Ne pas souder momentanément.
- 3) En utilisant un contrôleur de champ, accorder d'abord le premier directeur pour un maximum de champ, puis passer au deuxième et refaire, si besoin est, l'opération plusieurs fois, car le réglage de l'un réagit sur l'autre.
- 4) Régler le court-circuit du réflecteur pour le gain avant maximum.
- 5) Comme il est probable que toutes ces opérations auront affecté

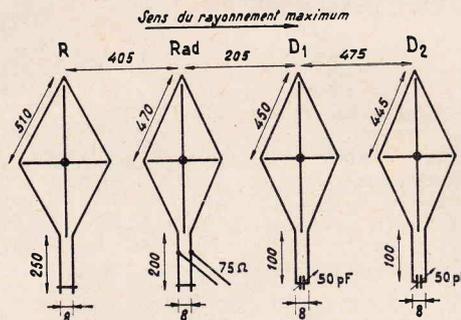
la fréquence de résonance du cadre rayonnant, on reprendra à une toutes ces manœuvres jusqu'à obtenir le maximum de rayonnement avant.

6) En utilisant un boussole à aimant, on déterminera la direction d'alimentation qui donne la plus grande puissance de rayonnement plus réduite.

7) Après avoir vérifié que le réglage optimal a été obtenu, on pourra souder en place les courts-circuits et enfermer les condensateurs dans un boîtier de matière plastique.

Un troisième directeur de 440 mm de côté placé à l'avant de  $D_2$  et accordé de la même manière donnerait un gain supplémentaire appréciable. Les mesures effectuées par des expérimentateurs allemands ressortent un gain de 10 dB par rapport à un dipôle. Les parasites latéraux sont inacceptables le pinceau avant est très étendu dans le plan horizontal et dans le plan vertical. On peut donc conclure que des performances spectrales élevées, c'est pourquoi nous ne tenterons pas les expérimentations de simplicité de sa construction et de sa mise au point.

Traduit de  
de UKW  
R. PIAT



# PRÉAMPLIFICATEUR 144 MHz A NUVISTOR

Il arrive que l'on ne puisse copier des correspondants lointains, car il manque au signal quelques dB. Aussi est-il bon d'étudier tout particulièrement le problème de la réception, et le préamplificateur que nous allons décrire aidera les OM's qui le construiront à améliorer leurs performances en rendant plus sensible leur récepteur.

Le Nuvistor utilisé est d'un type courant, puisqu'il s'agit d'un 6CW4 monté en cathode à la masse et neutrodyné par le circuit  $L_2, C_3$ . L'entrée se fait par une prise sur  $L_1$ , bobine à air qui est accordée par le condensateur ajustable tubulaire 0,6 - 6,4 pF  $C_1$ , et on attaque la grille par un circuit à capacité-résistance  $C_4, R_1$ .

Le Nuvistor ne nécessitant sur sa plaque que 50 à 70 volts pour un débit de quelques milliampères, et ayant une tension de chauffage de 6,3 V sous 130 mA seulement, l'alimentation de l'ensemble ne pose pas de problème particulier, aussi nous n'insisterons pas sur ce sujet pour nous consacrer plus longuement à la partie la plus délicate, qui est celle de la mise au point.

Il faut commencer par brancher l'antenne en  $J_1$ , relier  $J_2$  à l'entrée du convertisseur et, sans appliquer la haute tension, se régler dans la bande sur un signal fort que l'on cherchera à recevoir avec un maximum de puissance en jouant sur l'accord du circuit d'entrée et l'espacement des spires de la bobine  $L_2$ . Le neutrodynage s'effectue alors en déplaçant le noyau de  $L_2$  jusqu'à ce que le signal atteigne un minimum. On applique maintenant la haute tension sur la plaque du 6CW4 et on réaccorde les circuits de grille et de plaque

pour ramener le signal à un maximum, ce qui n'est pas délicat lorsqu'on fait les réglages sur une émission puissante, mais il faudra retoucher avec grand soin les circuits pour obtenir un rapport signal/bruit optimum sur les signaux faibles.

Les résultats sont encourageants puisque l'on peut obtenir un gain de 25 dB, ce qui aura pour effet d'amener une indication du S-mètre de 3 à 5 points supérieure à celle qu'il indiquerait sans préamplificateur. Il est bien évident que le souffle sera supérieur, et pour donner des reports valables, il faut

dra réajuster le S-mètre en l'absence de signal. Pour juger de l'efficacité du circuit de recevoir une émission faible avec, puis sans préamplificateur : la différence de points est sensible ; s'il n'en est pas possible, voir l'accord des circuits.

(Adapté de  
J. Cl. PIAT - 1)

## VALEURS DES ELÉMENTS

- $V_1$  : 6CW4.
- $R_1$  : 47 kΩ 1/2 W.
- $R_2$  : 10 kΩ 1 W.
- $C_1$  : ajustable tubulaire 0,6 - 6,4 pF.
- $C_2, C_3, C_4$  : 1 000 pF.
- $L_1$  : 6 1/4 spires de diamètre intérieur 6 mm, longueur : 15 mm, mesurées à partir de la masse.
- $L_2$  : self variable 0,1 - 100 pF, mandrin.
- $L_3$  : 11 spires de diamètre intérieur 6 mm, longueur : 15 mm, mesurées à partir de la masse.
- $L_4$  : 2 à 3 spires de diamètre intérieur 6 mm, longueur : 15 mm, mesurées à partir de la masse.

# ADAPTATEUR CASCODE 144 MHz

Il s'agit d'un adaptateur pour la bande 144-146 MHz du type à fréquence intermédiaire variable. En d'autres termes, l'adaptateur comporte un oscillateur local à fréquence fixe (quartz) et la recherche des stations VHF s'effectue par la manœuvre du cadran du récepteur faisant suite. Ce montage a été réalisé d'après les notes de G3NBQ publiées dans « Short Wave Magazine » (volume XXI n° 7).

Le schéma fonctionnel est représenté sur la figure 1. Nous avons un étage amplificateur cas-

$L_1 = 1$  tour en fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulé sur air, diamètre intérieur de 12 mm, autour de  $L_2$  et couplé côté masse.

$L_3 = 4$  tours, même fil, sur mandrin de 8 mm de diamètre à noyau réglable, et répartis sur une longueur de 15 mm.

$L_4 = 4 \frac{3}{4}$  tours, même fil, sur air, diamètre intérieur de 10 mm, répartis sur une longueur de 13 mm; prise à 1 tour à partir du côté de BP.

$L_5 = 25$  tours, fil de cuivre émaillé de 5/60 de mm, enroulés

par étage). Par ailleurs, dans le sens de la plus grande dimension, il faut prévoir une autre plaque soudée verticalement séparant, d'un côté l'oscillateur multiplicateur, et de l'autre côté, le cascode et le mélangeur, comme cela est schématisé sur la figure. En outre, un autre cloisonnement par une plaque métallique passant dans l'axe du support du tube ECC88, doit être prévu afin d'assurer une séparation entre le circuit d'entrée  $L_2$ , d'une part, et le circuit  $L_3$ , d'autre part.

Ensuite, l'ensemble est monté dans un boîtier métallique de mêmes dimensions (15 x 11 cm) et d'une hauteur de 8 cm.

L'alimentation (chauffage et HT) nécessaire à l'adaptateur est prélevée sur le récepteur proprement dit.

La mise au point est facile. Après avoir relié adaptateur et récepteur, on s'occupe d'abord de la section oscillatrice.

Le quartz 6 450 kHz est mis en place et l'on dessoude provisoirement de la masse la résistance de grille  $R_1$  de 22 k $\Omega$  afin de pouvoir intercaler un milliampèremètre. On ajuste alors le noyau de  $L_7$  pour l'obtention du courant de

essayer de recevoir une station locale, ou bien les signaux issus d'un générateur VHF (vers 144 MHz, milieu de bande). On règle alors le noyau de  $L_2$  pour l'obtention de l'audition maximum du signal reçu; éventuellement, on pourra aussi accorder au mieux la gamme, nous recommandons d'accorder  $L_2$  sur 144,5 MHz par exemple, et  $L_3$  sur 145,5 MHz. Ensuite, ce procédé réduit les risques d'auto-oscillation de l'étage cascode.

De toutes façons, un neutrodyne de l'étage d'entrée n'est pas nécessaire. Sans antenne, l'étage d'entrée auto-oscille; mais avec une antenne branchée, c'est-à-dire lorsque le circuit d'entrée est normalement chargé et amorti, cet étage n'auto-oscille pas, et ce, sans neutrodyne spécial. Bien entendu pour cela, il faut qu'il n'existe aucun couplage entre les deux étages triodes (rôle du blindage de séparation); de plus, il est nécessaire de rechercher, par déplacement de  $L_1$ , le couplage convenable entre  $L_1$  et  $L_2$ .

FIG. 1

code avec tube ECC88 ou ECC189 suivi d'un étage mélangeur avec tube 6AK5. L'étage oscillateur comporte un tube 12AT7 dont un élément triode fonctionne en oscillateur quartz sur partiel 3; l'autre élément triode apporte une multiplication de fréquence par 6.

La figure 2 représente le schéma détaillé de ce convertisseur VHF.

Nous avons utilisé un quartz standard type FT 243 de fréquence 6 450 kHz. Après réglage de la bobine  $L_7$ , le quartz fonctionnant sur partiel 3, nous avons donc sur l'anode de cette partie triode, une oscillation de 19,35 MHz. La seconde triode 12AT7 apportant une multiplication de 6, nous disposons dans le circuit anodique ( $L_6$ ) d'une oscillation de 116,1 MHz, laquelle est appliquée à la grille de commande du tube mélangeur 6AK5.

Puisque nous avons :  $144 - 116,1 = 27,9$  et  $146 - 116,1 = 29,9$ , la bande VHF de 144 à 146 MHz sera donc couverte par la manœuvre du récepteur faisant suite entre 27,9 et 29,9 MHz, c'est-à-dire approximativement la bande 10 mètres.

La fréquence intermédiaire FI est mise en évidence par le circuit accordé  $L_4$ ; l'enroulement  $L_5$  qui lui est couplé, effectue la liaison au récepteur par l'intermédiaire d'un morceau de câble coaxial.

L'enroulement  $L_1$  est la bobine de couplage d'antenne couplée à  $L_2$ . Les bobinages  $L_2$  et  $L_3$  sont accordés vers le milieu de la bande VHF à recevoir (soit 145 MHz).

Les condensateurs marqués BP sont des by-pass coaxiaux de traversée et présentent une capacité de 10 nF. Toutes les résistances sont du type 0,5 watt et les condensateurs sont du type céramique. Le condensateur ajustable 1-10 pF accordant  $L_6$  est à diélectrique à air.

Les bobinages présentent les caractéristiques suivantes :

jointifs sur un mandrin de 6 mm de diamètre à noyau réglable.

$L_5 = 5$  tours, même fil, enroulés sur le mandrin de  $L_4$  et couplés côté froid.

$L_6 = 2 \frac{3}{4}$  tours, fil de cuivre émaillé de 10/10 de mm, enroulés

sur air, diamètre intérieur de 10 mm, et répartis sur une longueur de 5 mm.

$L_7 = 25$  tours, fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, enroulés

sur un mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau réglable; prise à 4 tours comptés à partir de l'extrémité côté quartz.

L'ensemble est monté sur une plaque de laiton de 15 x 11 cm, le laiton permettant d'effectuer aisément des soudures directes au châssis (point de masse unique

grille maximum; celui-ci doit être de 0,5 à 0,75 mA. Puis,  $R_1$  est de nouveau soudée au châssis.

Ensuite, on règle le condensateur ajustable de 1 à 10 pF accordant  $L_6$ , afin d'obtenir le maximum de bruit de fond à l'audition du récepteur; éventuellement, on peut utiliser un outputmètre.

De la même façon, le noyau de  $L_4$  sera réglé pour l'obtention du maximum de bruit de fond.

L'antenne étant connectée à l'entrée de l'adaptateur, on pourra

Comme on peut en juger, cette mise au point n'offre aucune difficulté majeure. Signalons toutefois qu'il est possible de rencontrer un quartz réticent à l'oscillation sur partiel 3; pour en venir à bout, il suffirait alors de déplacer légèrement la prise intermédiaire sur  $L_7$  afin d'augmenter la réaction.

Roger A. RAFFIN.  
F 3 AV.

N° 1 090 ★ Page 7

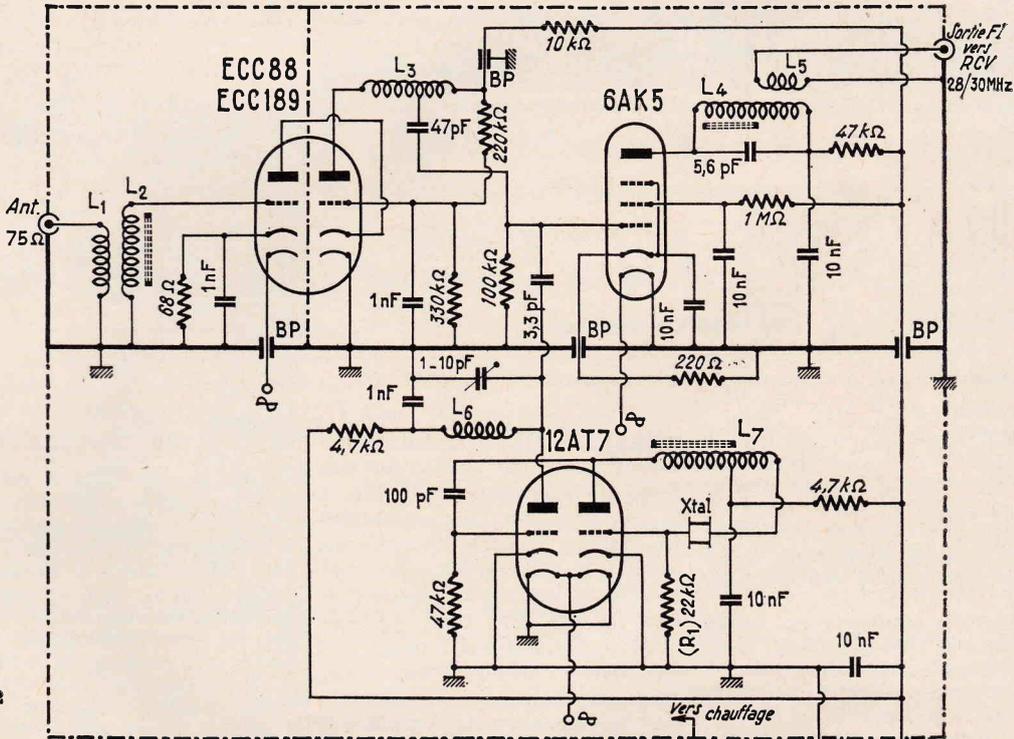
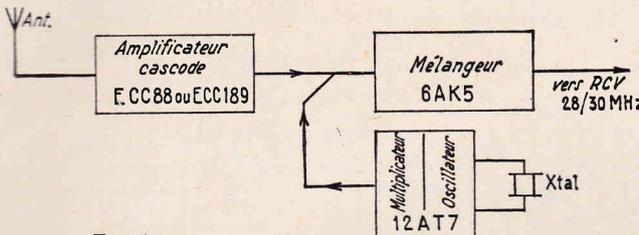


FIG. 2

sur air, diamètre intérieur de 10 mm, et répartis sur une longueur de 5 mm.

$L_7 = 25$  tours, fil de cuivre émaillé de 5/10 de mm, enroulés sur un mandrin de 10 mm de diamètre avec noyau réglable; prise à 4 tours comptés à partir de l'extrémité côté quartz.

L'ensemble est monté sur une plaque de laiton de 15 x 11 cm, le laiton permettant d'effectuer aisément des soudures directes au châssis (point de masse unique

grille maximum; celui-ci doit être de 0,5 à 0,75 mA. Puis,  $R_1$  est de nouveau soudée au châssis.

Ensuite, on règle le condensateur ajustable de 1 à 10 pF accordant  $L_6$ , afin d'obtenir le maximum de bruit de fond à l'audition du récepteur; éventuellement, on peut utiliser un outputmètre.

De la même façon, le noyau de  $L_4$  sera réglé pour l'obtention du maximum de bruit de fond.

L'antenne étant connectée à l'entrée de l'adaptateur, on pourra

Comme on peut en juger, cette mise au point n'offre aucune difficulté majeure. Signalons toutefois qu'il est possible de rencontrer un quartz réticent à l'oscillation sur partiel 3; pour en venir à bout, il suffirait alors de déplacer légèrement la prise intermédiaire sur  $L_7$  afin d'augmenter la réaction.

Roger A. RAFFIN.  
F 3 AV.

# ÉMETTEUR-RÉCEPTEUR A TRANSISTO POUR LA BANDE DES 27 MHz

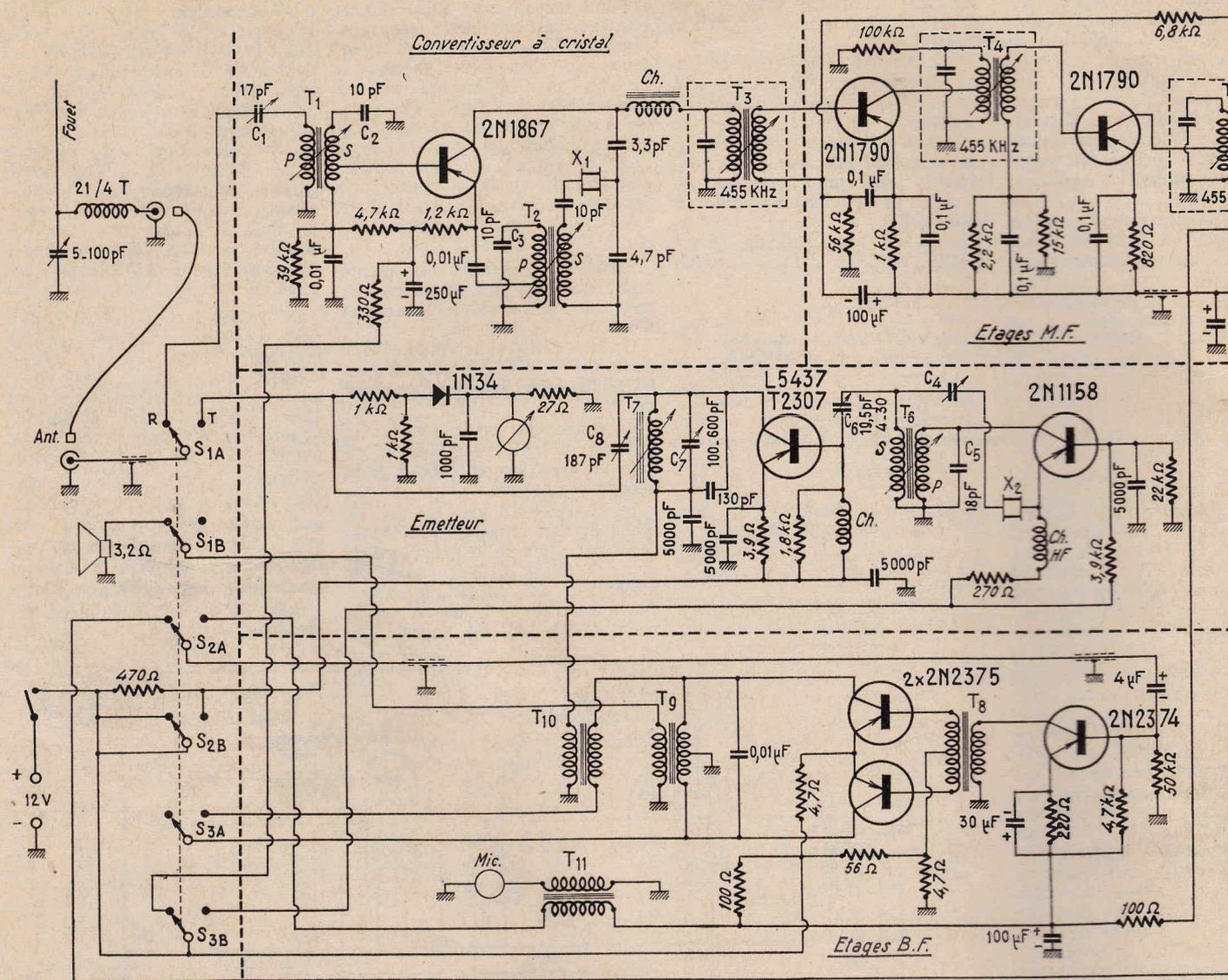


Fig. 1

**C**ET appareil, réalisé par la société Philco, est équipé de huit transistors seulement. Sa puissance de sortie est d'environ 300 mW et la portée moyenne d'utilisation est comprise entre 1,5 et 3 km suivant les conditions locales.

L'émetteur fonctionne sur toutes les fréquences de la bande 27 MHz, par le simple choix du quartz.

Le schéma de l'appareil est représenté à la figure 1. Les huit transistors remplissent les différentes fonctions suivantes : un convertisseur à cristal autodyne, deux amplificateurs MF sur 455 kHz, un préamplificateur BF, un étage BF push-pull, un oscillateur HF pilote cristal et un étage final amplificateur HF. La section BF sert aussi bien pour l'amplification BF du récepteur que pour la modulation de l'émetteur.

## ETAGE CONVERTISSEUR

L'étage convertisseur monté en émetteur commun est équipé d'un

transistor 2N1867. L'oscillateur local est piloté par cristal sur une fréquence supérieure de 455 kHz à la fréquence du signal d'entrée. C1, disposé en série, couple l'antenne à la base du transistor mélangeur à travers le transformateur HF, T1. Une prise intermédiaire sur le secondaire de ce dernier permet d'adapter l'impédance.

Le transformateur T2, accordé sur la fréquence de l'oscillateur local, possède une prise sur le primaire, reliée à l'émetteur du transistor, pour y introduire le signal de l'oscillateur. Le quartz qui fixe la puissance d'oscillation est disposé en série avec le circuit de réaction. Une self de choc appliquée entre le convertisseur et le transformateur MF, T3, bloque la fréquence de l'oscillateur local. Le gain de l'étage est d'environ 20 dB et le courant collecteur est de 0,8 mA environ.

## SECTION MF ET DETECTRICE

L'étage convertisseur est suivi de deux étages amplificateurs MF, montés en émetteur commun, sans neutralisation, équipés de transistors 2N1790. La stabilité est obtenue en introduisant une certaine désadaptation. Le courant collecteur du premier étage est d'environ 1 mA et celui du second de 1,5 mA. Le gain total est d'environ 20 dB. La détection est obtenue au moyen d'une diode disposée en série. La tension CAG prélevée sur l'étage détecteur est appliquée sur la base du transistor du premier étage MF.

## SECTION BASSE FREQUENCE

L'étage pilote comporte un seul transistor 2N2374 monté en émetteur commun, couplé par transformateur à l'étage push-pull. Celui-ci utilise une paire de 2N2376, faiblement polarisés, afin de permettre le fonctionnement en classe AB. La puissance disponi-

ble aux bornes du haut-parleur est d'environ 160 mW.

Sur la position récepteur, la section basse fréquence est utilisée pour la détection du signal de sortie du détecteur MF, ce qui permet d'appliquer le signal de sortie à un petit haut-parleur. Sur la position émission, l'entrée de la section basse fréquence est commutée sur un microphone, ce qui permet de faire que la sortie est à l'écoute. Le transformateur de modulation est monté sur le secondaire de l'étage amplificateur MF. Sur cette position émission, le transformateur de modulation est monté en parallèle sur le transformateur de modulation de l'émission ; son impédance est inférieure à celle de ce transformateur, ce qui permet un branchement en parallèle, ce qui permet que le courant continu de l'émission soit le transformateur de modulation de l'émission.

## SECTION EMISSION

L'oscillateur est piloté par le transistor 2N1158 mo-

commence. Le quartz est disposé dans le circuit de réaction contrôlé par le condensateur C4; le signal est prélevé sur le secondaire du transformateur T6, en utilisant le rapport abaisseur de ce dernier. La valeur de C4 peut ainsi être plus élevée et la réaction moins critique. Le primaire de T6 est accordé sur la fréquence de 27 MHz par le condensateur C5. Le signal de sortie de l'étage oscillateur, de 40 mW environ, est envoyé à l'étage final à travers l'enroulement secondaire du transformateur T6 et le condensateur en série C6. Une faible polarisation directe est appliquée à l'étage oscillateur pour assurer l'amorçage des oscillations.

L'étage final HF est équipé d'un transistor T2307 fonctionnant en émetteur commun. Le couplage à l'antenne s'effectue au moyen de C8 et le transformateur T7; l'accord sur la fréquence s'effectue au moyen de C7. Une self de choc HF est intercalée entre la base du transistor de sortie et la ligne d'alimentation.

La résistance d'amortissement de 1,8 k $\Omega$  disposée en parallèle empêche les éventuels phénomènes transitoires dus au coefficient de mérite élevé de la self. L'étage final amplificateur HF est polarisé par la résistance d'émetteur de 3,9  $\Omega$  dont la valeur a été choisie pour faire fonctionner le transistor en classe C, dans les meilleures conditions.

L'antenne est un fouet d'une longueur de 90 cm environ.

## CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

T1. Primaire : 10 spires de fil de cuivre émaillé 0,3 mm disposées sur le secondaire à partir du côté froid. Secondaire : 20 spires de fil de cuivre émaillé 0,3 mm sur mandrin diamètre de 6 mm; prise à 2 spires à partir du côté froid.

T2. Primaire : 16 spires de fil de cuivre émaillé 0,3 mm sur un mandrin de 6 mm de diamètre avec noyau de ferrite; prise à 1 spire à partir du côté froid. Secondaire : 7 spires même fil disposées sur le primaire à partir du côté froid.

T3, T4. Transformateur MF inter-étage 455 kHz.

T5. Transformateur MF de sortie 455 kHz.

T6. Primaire : 10 spires fil de cuivre émaillé 0,3 mm sur un mandrin de 9,5 mm de diamètre. Secondaire : 5 spires même fil enroulées sur le primaire à partir du côté froid.

T7 : 4 spires de fil de cuivre étamé de 1 mm sur un support à noyau de 13 mm de diamètre. Espace de 25 mm entre chaque spire.

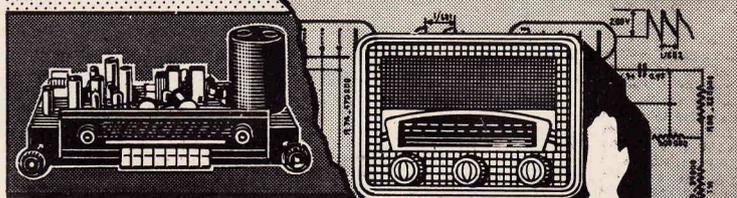
T8 : transformateur driver basse fréquence.

T9 : transformateur BF de sortie : 400  $\Omega$ /4  $\Omega$ .

T10 : transformateur BF de sortie 200  $\Omega$ /100  $\Omega$ .

T11 : transformateur microphonique 10 k $\Omega$ /1 k $\Omega$ .

# Devenez RADIO-ELECTRONICIEN EN 6 MOIS



Sans aucun paiement d'avance, sans signer aucun engagement, apprenez facilement et agréablement, par correspondance

**L'ELECTRONIQUE LA RADIO ET LA TELEVISION**  
Avec une dépense minimale de 35 F par mois vous vous ferez

*une brillante Situation*

**VOUS RECEVREZ PLUS DE 120 LEÇONS, PLUS DE 400 PIÈCES DE MATÉRIEL, PLUS DE 500 PAGES DE COURS.**

Vous construirez plusieurs postes et appareils de mesure. Vous apprendrez le montage, la construction et le dépannage de tous les postes modernes.

Certificat de fin d'études délivré conformément à la loi.

Demandez aujourd'hui même et sans engagement pour vous LA DOCUMENTATION et la 1<sup>re</sup> LEÇON GRATUITE d'Électronique

Notre préparation complète à la carrière de **MONTEUR - DÉPANNEUR - ELECTRONICIEN en RADIO - TELEVISION** comporte

**25 ENVOIS DE COURS ET DE MATÉRIEL**

Une méthode qui a fait ses preuves  
Une organisation unique au monde



## INSTITUT SUPÉRIEUR DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

164, RUE DE L'UNIVERSITÉ - PARIS (VII<sup>e</sup>)

**LA RADIO c'est pour VOTRE hobby VOULEZ-VOUS expérimenter de ? nouveaux circuits RADIO avez-vous BESOIN de connaître les équivalences de tous les TRANSISTORS**

**40 000 TRANSISTORS (en 3 langues : Français - Italien - Espagnol)**

Prix ..... 9,00 F

Contre-remboursement ..... 10,00 F

On a groupé dans cet ouvrage tous les transistors existant dans le commerce, ainsi que leurs équivalents : transistors japonais, américains, allemands et italiens. Pour chaque transistor sont indiqués le brochage le type, PNP ou NPN, et l'usage pour lequel il est prévu : préamplificateur à faible souffle, étage d'attaque, oscillateur, AF, etc.

**AMUSONS-NOUS AVEC LA RADIO (seulement en langue italienne).**

Prix ..... 6,00 F

Vous trouverez dans ce livre d'intéressantes réalisations radio, le transceiver *Sagittario*, trois alimentations stabilisées pour transistors, des amplificateurs BF, etc. avec schémas de principe complets et plans de câblage détaillés, graphisme italien.

**QUATRE CHOSES ILLUSTRÉES (gratuitement pour tous acquéreurs des deux précédents volumes).**

Les amateurs, les techniciens italiens, nous disent que l'ouvrage « Quatre Choses Illustrées » est parmi ce qui peut exister de meilleur sur le marché européen, en matière de radio, de télévision, de bricolage, hobby, etc. Voulez-vous savoir si cela correspond à la vérité : commandez les deux volumes cités ci-dessus et nous vous enverrons gratuitement un exemplaire de « Quatre Choses Illustrées ».

Vous pourrez recevoir ces trois volumes de la façon la plus facile et la plus rapide, en les réclamant sur simple carte-postale ou lettre (en mentionnant votre adresse en caractères d'imprimerie) CONTRE REMBOURSEMENT, et nous vous les enverrons sans aucun supplément pour frais d'expédition.

**LES 3 VOLUMES à : 15,00 F**

Adressez vos commandes à :

**EDITIONS INTERSTAMPA - Post Box 327 - BOLOGNA (Italie)**

