

H. SCHREIBER

APPAREILS A TRANSISTORS

CONCEPTION & REALISATION PRATIQUE

APPAREILS
DE MESURE

•
AMPLIFICATEURS
DE PUISSANCE

•
PROTHESE
AUDITIVE

•
MONTAGES
RECEPTEURS

•
DISPOSITIFS
ELECTRONIQUES

•
DEUXIEME
EDITION



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO - PARIS

POUR RESTER « A LA PAGE », Lisez

TOUTE LA RADIO

Revue mensuelle de technique
expliquée et appliquée
Fondée en 1934

DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE LA RADIO tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des communications et de la télévision. Chaque numéro contient une copieuse rubrique « **Basse Fréquence - Haute Fidélité** » consacrée à l'enregistrement, à la reproduction et à l'amplification du son.

Le numéro franco 235 fr.

TELEVISION

★

Magazine mensuel
fondé en 1939

DIRECTEUR : **E. AISBERG**

★

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Description des appareils industriels et méthodes de dépannage. Tous les progrès de la télévision.

Le numéro franco 160 fr.

RADIO CONSTRUCTEUR & DEPANNEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
fondée en 1937

Rédacteur en chef : **W. SOROKINE**

★

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et tous les détails rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

Le numéro franco 160 fr.

ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Revue bimestrielle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques

Toutes les applications de l'électronique
à tous les domaines de l'industrie.

Le numéro franco 370 fr.

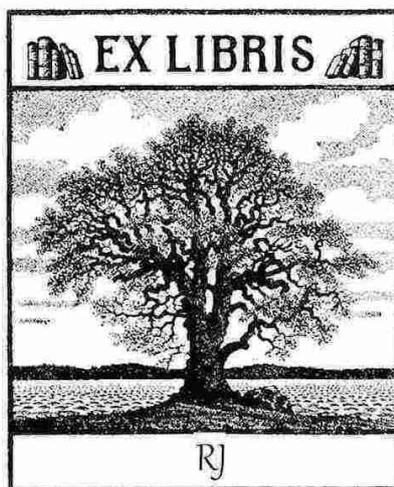
SOCIETE DES EDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS (6^e)

Téléphone : ODEON 13-65

C. C. P. Paris 1164-34

APPAREILS
à
TRANSISTORS



DU MÊME AUTEUR

chez le même Editeur :

**TECHNIQUE ET APPLICATIONS
DES TRANSISTORS**

Propriétés, fonctionnement, technologie;
contrôles et mesures; amplificateurs;
détecteurs et oscillateurs à transistors;
réalisation des récepteurs.

LE MULTI-TRACER

Conception, réalisation et applications
variées d'un appareil universel de
radio-dépannage rapide.

**TECHNIQUE DE LA
MODULATION DE FREQUENCE**

Les récepteurs F.M. et combinés
mise au point; mesures; antennes.

Tous les droits de reproduction et
de traduction réservés pour tous
pays.

Copyright by Editions Radio
Paris 1958

PRINTED IN FRANCE
Imprimerie DALEX
5, rue Victor-Basch
Montrouge

Dépôt légal 4^e trimestre 1958
Editeur : N^o 243 - Imp. N^o 202

H. S C H R E I B E R

A P P A R E I L S
A
TRANSISTORS

CONCEPTION ET RÉALISATION PRATIQUE

Le transistor à jonctions

Générateurs de basse fréquence

Voltmètre électronique

Appareils de surdité

Amplificateurs de puissance

Récepteurs à réaction et superhétérodynes,

Montages électroniques,

Transformateurs à courant continu

DEUXIÈME ÉDITION

•

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 9 — PARIS - 6^e

SYMBOLES ET UNITÉS UTILISÉS

I_c	courant de collecteur		R_p	résistance de polarisation
I_p	courant de polarisation		R_s	résistance de charge
U_a	tension d'alimentation		R_t	résistance de stabilisation
V_c	potentiel de collecteur		r_a	résistance d'entrée
C_a	capacité d'entrée		α'	amplification de courant en montage émetteur commun

V	volt (tension)		mH	millihenry (1/1000 H)
mV	millivolt (1/1000 V)		μH	microhenry (1/1000 000 H)
μV	microvolt (1/1000000 V)		F	farad (capacité)
A	ampère (intensité de courant)		μF	microfarad (1/1000 000 F)
mA	milliampère (1/1000 A)		nF	nanofarad (1/1000 000 000 F)
μA	microampère (1/1000 000 A)		pF	picofarad (1/1000 000 000 000 F)
Ω	ohm (résistance)		Hz	hertz (fréquence)
$k\Omega$	kilohm (1000 Ω)		kHz	kilohertz (1000 Hz)
$M\Omega$	megohm (1000 000 Ω)		MHz	megahertz (1000 000 Hz)
H	henry (self-induction)			

T.A. tension d'alimentation

Dans le texte, les chiffres placés entre crochets [] renvoient à la bibliographie à la fin du volume.

PRÉFACE

C'est dans le numéro de septembre 1948 de **Toute la Radio** que j'ai eu le privilège de révéler, le premier en Europe, l'apparition de ces nouveaux éléments amplificateurs que sont les triodes à cristal, communément appelées transistors.

Depuis, le transistor a évolué avec une rapidité déconcertante. Au modèle primitif à pointes est bientôt venu se substituer celui à jonctions, infiniment plus stable. Les limites de fonctionnement ont été progressivement reculées tant sur l'axe des fréquences que sur celui des puissances. Et quittant avec éclat le domaine du laboratoire, le transistor a commencé une carrière industrielle avec cette triomphale précocité qui caractérise les enfants bien constitués.

Au moment où je rédigeais l'article mentionné plus haut, j'étais loin de me douter que, 8 ans plus tard, la joie allait m'être octroyée de tracer ces lignes tout en écoutant un récepteur entièrement équipé de transistors et consommant modestement 10 milliampères sous 13,5 volts fournis par trois piles du très vulgaire modèle pour lampes de poche...

Grâce au prodigieux effort de milliers de chercheurs coopérant dans tous les pays civilisés, ce miracle de progrès a été réalisé : en quelques années, on a pu pénétrer la structure intime de la trame cristalline des semi-conducteurs, doser avec précision les traces d'impuretés qu'ils contiennent, en analyser les effets électriques et les mettre à profit sur une grande échelle en fabriquant des transistors de caractéristiques de plus en plus homogènes!

Grâce à d'autres techniciens, les minuscules « bêtes à trois pattes » ont été employées d'une façon rationnelle dans des montages nouveaux qu'il a fallu concevoir pour en utiliser les propriétés particulières. L'auteur de ce livre, H. Schreiber, appartient à cette élite des chercheurs qui ont imprimé une puissante impulsion à la technique. Dès l'apparition des premiers transistors, il a déployé des ruses de Peau-Rouge pour s'en procurer. Il imagina un ingénieux pont pour en relever les caractéristiques. Et il réalisa les premiers appareils équipés des nouveaux éléments.

Bon nombre des techniciens français ont opéré leur « reconversion » de la lampe au transistor grâce à l'excellent ouvrage de H. Schreiber « Technique des Transistors » dont les deux premières éditions sont loin d'avoir épuisé le succès. Ouvrage original, il expose clairement toute la **théorie** des montages dans lesquels les transistors remplacent les tubes à vide et — mieux — assument parfois des fonctions dont les tubes sont incapables de s'acquitter.

Et voici que ce nouvel ouvrage de H. Schreiber apporte la riche moisson de son **expérience pratique personnelle**. J'insiste sur ces trois mots. Il ne s'agit point ici d'une compilation ou d'une adaptation des réalisations que l'on trouve dans des périodiques étrangers, mais, à des rares exceptions près, de la description des montages que l'auteur a réalisés lui-même. C'est dire que le matériel employé est celui que l'on trouve couramment en France. C'est aussi dire que l'auteur connaît à fond ce qu'il décrit puisqu'il a vécu tous les stades du montage et de la mise au point des appareils qu'il a créés. Voilà qui confère à son livre la valeur pratique et cet accent d'authenticité qui ne trompe pas. Le lecteur appréciera de surcroît la variété des appareils présentés.

Connaissant depuis des années l'érudition scientifique et le dynamisme avec lequel H. Schreiber monte à l'assaut des techniques nouvelles en défrichant des chemins que d'autres suivront aisément, je suis heureux de pouvoir recommander cet ouvrage comme entièrement digne de confiance. Et j'espère qu'il ouvrira à quantité de jeunes techniciens ce domaine magique qu'est **la pratique du transistor**.

E. AISBERG.

LE FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR

Le transistor est, tout comme le tube électronique, un élément *amplificateur*, mais sa constitution et son fonctionnement sont entièrement différents. Pour une même puissance utile, il consomme beaucoup moins que le tube, il possède des caractéristiques plus linéaires, il est plus robuste, et sa durée de vie est cinq à dix fois plus longue.

Les caractéristiques du transistor sont entièrement différentes de celles du tube; on ne peut donc pas remplacer directement, dans un montage, un tube par un transistor. Au contraire, il faut étudier des *schémas spéciaux* pour le transistor. Même dans ces conditions, les transistors actuellement disponibles ne permettent pas, dans tous les cas, la réalisation de montages équivalents à ceux qui utilisent des tubes. En revanche, il existe des montages à transistors qui ne seraient que difficilement réalisables avec des tubes.

Avant de commenter des schémas utilisant des transistors, nous donnerons un bref aperçu de la constitution, du fonctionnement et des principales caractéristiques des triodes à semi-conducteurs.

Les semi-conducteurs.

Dans les premiers transistors qui ont été fabriqués, deux pointes métalliques ont été appliquées sur un cristal de germanium. Actuellement, ce type (transistor à pointes) est pratiquement abandonné, et on n'utilise plus que le transistor à jonctions.

Le transistor est une triode à semi-conducteurs; le matériau utilisé est généralement le germanium, plus rarement le silicium. A l'état parfaitement pur, ces éléments chimiques sont des isolants. Mais il suffit d'une proportion infime d'impuretés (1/10 000 000) pour les rendre plus ou moins conducteurs. Or, suivant la nature de ces impuretés, *la conduction s'opère de deux manières* nettement différentes.

Sans entrer ici dans des détails physiques [1], retenons seulement qu'on peut préparer le germanium et le silicium de deux manières différentes : variété *p* (conduction positive) et variété *n* (conduction négative).

Pris séparément, des échantillons de ces variétés n'offrent pas de propriétés remarquables; ils constituent simplement d'assez mauvais conducteurs. Un phénomène intéressant apparaît quand on accole, par un procédé chimique, un bloc

de semi-conducteur n avec un bloc p (fig. 1). Dans ce cas, le courant ne passe plus que *dans un seul sens*, c'est-à-dire, quand le moins de la source est appliqué au bloc n et le plus au bloc p . Une telle *diode à jonction* peut donc être utilisée pour le redressement d'une tension alternative, et notamment pour la détection.

Constitution du transistor à jonctions.

Le transistor à jonctions est composé de trois blocs de germanium (fig. 2). Les deux électrodes extrêmes (*émetteur* et *collecteur*) sont constituées par une variété du semi-conducteur; l'électrode centrale (*base* ou *électrode de commande*) par l'autre. Les surfaces de contact entre ces blocs de germanium sont appelées « *jonctions* » et jouent un rôle important dans la théorie du transistor. Ce dernier possède donc trois électrodes; de ce fait, on l'appelle également « *triode à jonctions* » ou « *triode* » tout court.

On peut utiliser du germanium p pour l'émetteur et le collecteur, et du germanium n pour la base; il est également possible de réaliser les deux électrodes externes en semi-conducteur n , et d'employer la variété p pour l'électrode de commande. Suivant le cas, on obtient des transistors $p-n-p$ ou $n-p-n$; on utilise plus fréquemment les premiers. Ces deux types de transistors possèdent des caractéristiques à peu près semblables; c'est seulement la polarité des sources d'alimentation qui change. Dans les schémas, on distingue les deux sortes de transistors par le sens de la flèche désignant l'émetteur (fig. 2).

Comme nous le verrons plus loin, l'émetteur du transistor correspond approximativement à la cathode d'un tube électronique, le collecteur à la plaque et la base à la grille. On sait qu'on applique le positif de la tension d'alimentation à la plaque d'un tube électronique, et le négatif à sa cathode. Cela est encore vrai pour le transistor $n-p-n$, où le négatif est connecté à l'émetteur et où le collecteur reçoit une tension positive. Mais avec le transistor $p-n-p$, on adopte une disposition inverse; le pôle positif de la source d'alimentation est connecté à l'émetteur (et, généralement, à la masse), le collecteur recevant une tension négative.

Ce sens de branchement est indiqué dans la figure 3, où un milliampère-mètre est inséré entre le négatif de la tension d'alimentation (ou — T.A.) et le collecteur. Tant qu'on laisse la base libre, le courant reste très faible (0,1 mA environ). En effet, la couche n de la base constitue en quelque sorte un isolant entre les deux couches p d'émetteur et de collecteur. Pour rendre cette couche perméable aux charges électriques, il suffit de faire circuler un *courant* entre la base et l'émetteur. La polarité de ce courant doit être conforme au sens de conduction de la diode constituée par ces deux électrodes (fig. 1), c'est-à-dire que le pôle négatif du courant de commande est à connecter sur la base (dans le cas du $p-n-p$).

Le courant de base donne lieu à une augmentation très sensible du courant de collecteur; la variation de ce dernier peut être de 10 à 100 fois plus forte que celle du courant de commande correspondant. Le courant de base se trouve donc *amplifié* de 10 à 100 fois. Ce chiffre de l'*amplification de courant* est la princi-

pale caractéristique d'un transistor; il varie assez peu avec les conditions de fonctionnement, mais on trouve d'assez grandes différences d'un transistor à l'autre.

Tube et transistor.

Dans un certain sens, on peut donc comparer le transistor au tube électronique; l'émetteur correspondrait à la cathode, le collecteur à l'anode, et la base à la grille. Seulement, dans le cas du tube, il suffisait d'appliquer une *tension* à la grille pour varier le courant d'anode. Avec le transistor, il faut faire circuler un *courant* entre base et émetteur, et c'est là la différence essentielle entre les deux éléments amplificateurs.

Mais la résistance entre base et émetteur n'est pas nulle; le courant de commande provoque donc une certaine chute de tension entre ces deux électrodes. Cette tension reste généralement inférieure à 1 V; et elle ne varie pas linéairement

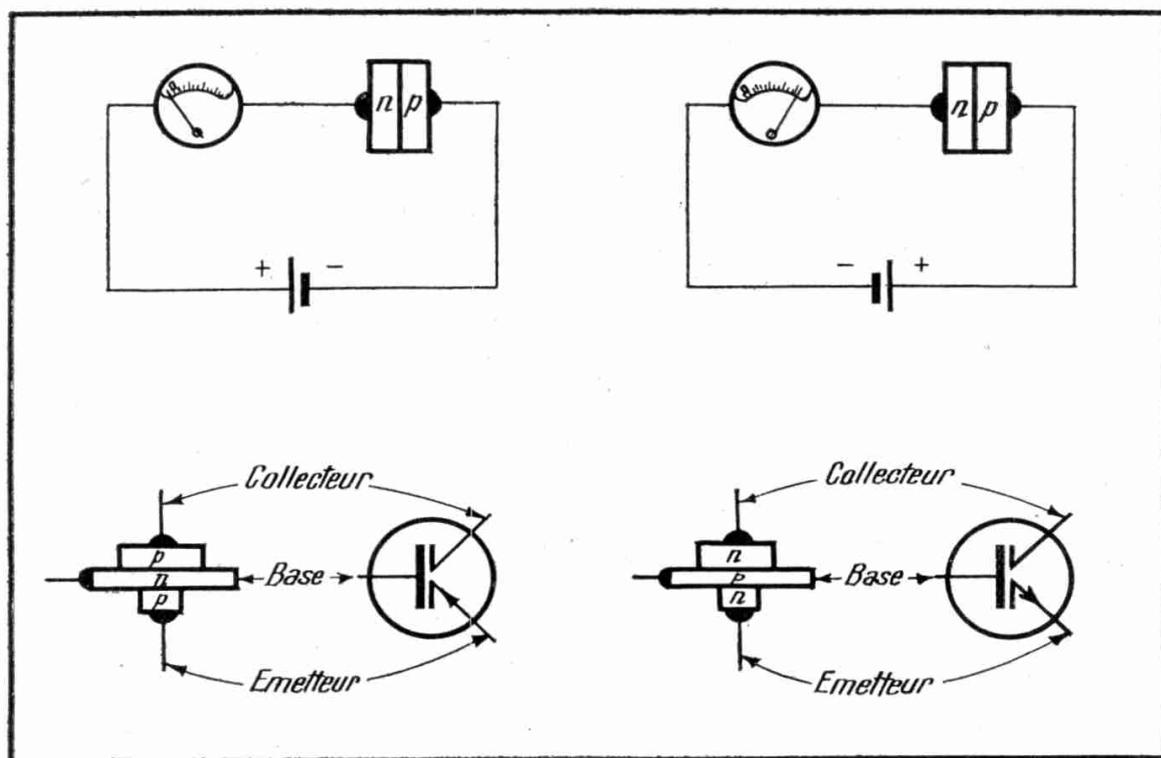


Fig. 1 (en haut). — La diode à jonction est composée de deux variétés différentes d'un même matériau semi-conducteur.

Fig. 2 (en bas). — Il existe deux sortes de transistors; le p-n-p (flèche en direction de l'émetteur) nécessite une tension de collecteur négative; le n-p-n (flèche en direction opposée à l'émetteur) reçoit une tension positive sur le collecteur.

avec le courant de commande. Toutefois, il est évident qu'une certaine *puissance* est nécessaire pour la commande du transistor, ce qui n'est pas, non plus, le cas avec un tube électronique.

Le fonctionnement du transistor est donc bien très différent de celui du tube électronique; il est peut-être même plus complexe. Mais les schémas publiés plus

loin montrent qu'il est parfaitement possible d'utiliser le transistor dans des montages d'une conception très simple.

En ce qui concerne les applications, le transistor possède, par contre, à peu de chose près les mêmes propriétés que le tube. Il est avant tout un amplificateur; on peut également l'utiliser comme oscillateur, ou encore dans un étage de modulation, pour la détection et le redressement, ainsi que dans de très nombreuses applications électroniques.

Très grossièrement, on peut dire que, actuellement, quatre transistors donnent le même gain que trois tubes. Cette règle n'a, d'ailleurs, rien d'absolu; il existe même des montages où un seul transistor arrive à faire le travail de deux tubes. Mais dans le cas général de l'amplificateur B.F. ou du récepteur radio, le nombre de transistors est encore relativement élevé; accessoirement, il faut aussi un nombre plus grand d'éléments de liaison que dans un appareil à tubes. Cela explique le prix relativement élevé des appareils à transistors qu'on trouve actuellement dans le commerce. Or, il ne faut pas oublier que ces appareils sont malgré cela plus économiques que des appareils correspondants à tubes. Leur consommation est, en effet, beaucoup plus réduite.

Si on compare l'architecture compliquée de grilles et de plaques réalisée avec des machines de précision utilisées dans la fabrication des tubes à cette pillule de substance chimique qu'est le transistor, on se demande si ce n'est vraiment pas ce dernier qui est le plus facile à fabriquer!...

Pour l'instant, les usines fabriquant des semi-conducteurs doivent encore amortir d'importants investissements; mais dans un avenir que nous espérons très proche, une baisse substantielle des prix des transistors est très probable.

LES CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS

Comme dans le cas du tube électronique, on distingue deux sortes de caractéristiques : les caractéristiques *limites* et les caractéristiques de *fonctionnement*.

Les premières indiquent la tension d'alimentation maximum qu'on peut appliquer à un transistor, le courant de collecteur qu'il peut supporter et la puissance qu'il est capable de dissiper sans échauffement exagéré. Ces caractéristiques sont toujours indiquées par les fabricants de transistors; pour fixer les idées, nous indiquerons ici quelques ordres de grandeur.

La *tension d'alimentation maximum* est généralement comprise entre 10 et 20 V. Quelquefois, on la désigne également par « tension collecteur-émetteur »

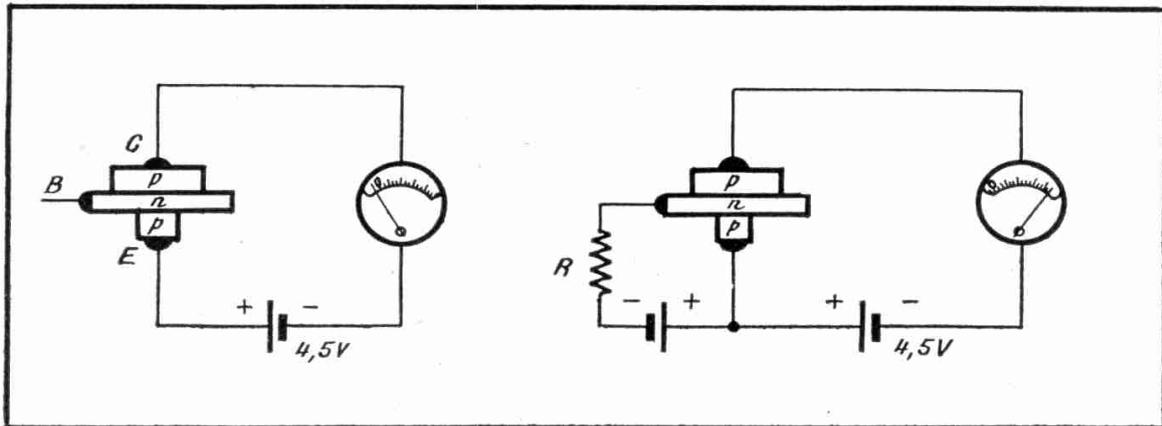


Fig. 3. — La base (électrode au milieu) est l'électrode de commande du transistor. Un courant de quelques dizaines de microampères circulant entre base et émetteur provoque un courant de plusieurs milliampères dans le circuit du collecteur.

ou « tension collecteur-base ». On trouve également des indications différentes pour la tension maximum de service et la tension maximum de pointe; la signification de ces données est la même que pour les tubes.

Le *courant maximum de collecteur* (ou d'émetteur, ce qui revient pratiquement au même) est de l'ordre de 10 mA pour les transistors ordinaires et peut atteindre plusieurs ampères pour les transistors de puissance.

La puissance dissipée est limitée à 25 ou 100 mW pour les transistors ordinaires et peut atteindre plusieurs watts pour les transistors de puissance. La puissance dissipée est toujours inférieure au produit des tension et intensité maximum.

Si ces deux valeurs sont de 20 V et 10 mA pour un transistor dissipant 50 mW, on peut faire fonctionner cette triode sous 20 V et 2,5 mA ou sous 5 V et 10 mA, mais jamais sous 20 V et 10 mA (cela correspondrait à 200 mW). Toutefois, on admet, pour les transistors de puissance fonctionnant en classe B, une puissance *instantanée* (à pleine modulation) dépassant deux ou trois fois la dissipation maximum moyenne.

L'amplification de courant.

Nous avons déjà mentionné l'amplification de courant comme la principale caractéristique de fonctionnement d'un transistor. Pour mieux saisir sa signification, nous allons effectuer une petite expérience (fig. 4). Nous utilisons un transistor de faible puissance (OC 70, TJN 1, CK 722 ou similaire) que nous alimentons sous une tension de 4,5 V.

Tant qu'on laisse libre la connexion de base, le milliampèremètre dans le circuit de collecteur n'accuse qu'une très faible déviation. Ce courant, de 0,1 mA environ, est appelé *courant de saturation*. Nous branchons alors une résistance R entre le — T.A. (tension d'alimentation) et la base. Cette résistance est calculée de façon qu'on obtienne un courant de base de 10 μA ; sa valeur est donc $R = U/I = 4,5/0,00001 = 450 \text{ k}\Omega$. Si on dispose d'un galvanomètre suffisamment sensible, on peut effectivement mesurer ce courant de base de 10 μA .

Supposons qu'après branchement de la résistance R, le courant de collecteur soit passé de 0,1 à 0,4 mA. Une variation du courant de base de 10 μA a donc provoqué une variation du courant collecteur de 300 μA ; on en déduit que l'amplification de courant du transistor examiné est égale à 30.

On peut poursuivre l'expérience en ramenant R à 225 $\text{k}\Omega$; le courant de base augmente ainsi une nouvelle fois de 10 μA , ce qui entraîne une nouvelle augmentation du courant de collecteur de 300 μA , qui s'établit ainsi à 0,7 mA; etc.

A tous ceux qui désirent expérimenter des montages à transistors, nous conseillons vivement d'effectuer, sur les triodes qu'ils comptent utiliser, cette mesure de l'amplification de courant. Ce chiffre peut, en effet, varier du simple au triple pour deux transistors d'un même type; on ne peut donc pas beaucoup se fier aux indications du fabricant. Pour utiliser judicieusement les transistors dont on dispose, il est nécessaire d'en connaître l'amplification de courant; cette donnée est également indispensable pour le calcul de la résistance de polarisation.

La polarisation.

La polarisation est une donnée qu'on trouve sur tous les manuels de tubes, mais jamais sur ceux consacrés aux transistors. On applique une tension de polarisation à la grille d'un tube, pour le faire travailler dans le milieu de la partie linéaire de sa caractéristique. La caractéristique d'un transistor étant linéaire d'une extrémité à l'autre, il suffit de le polariser au milieu de cette caractéristique. La valeur exacte du courant de polarisation dépend de l'amplification de courant

du transistor, de sa tension d'utilisation et d'autres conditions de fonctionnement. Elle ne peut donc pas être indiquée par le fabricant; il faut la *calculer pour chaque cas*.

Le courant de polarisation est obtenu par une résistance R_p insérée entre le — T.A. et la base (fig. 5). Elle provoque un courant entre base et émetteur qui donne lieu, de son côté, à un courant de collecteur suivant le mécanisme que nous avons étudié à propos des figures 3 et 4. Ce *courant moyen de collecteur* doit être à peu près égal à la moitié du courant maximum de collecteur dont le transistor est capable dans les conditions d'utilisation données.

A titre d'exemple, nous avons reproduit, dans la figure 5, le schéma d'un étage amplificateur. Le courant alternatif de commande (c'est-à-dire le signal qu'on désire amplifier) est appliqué sur la base à travers un condensateur de forte

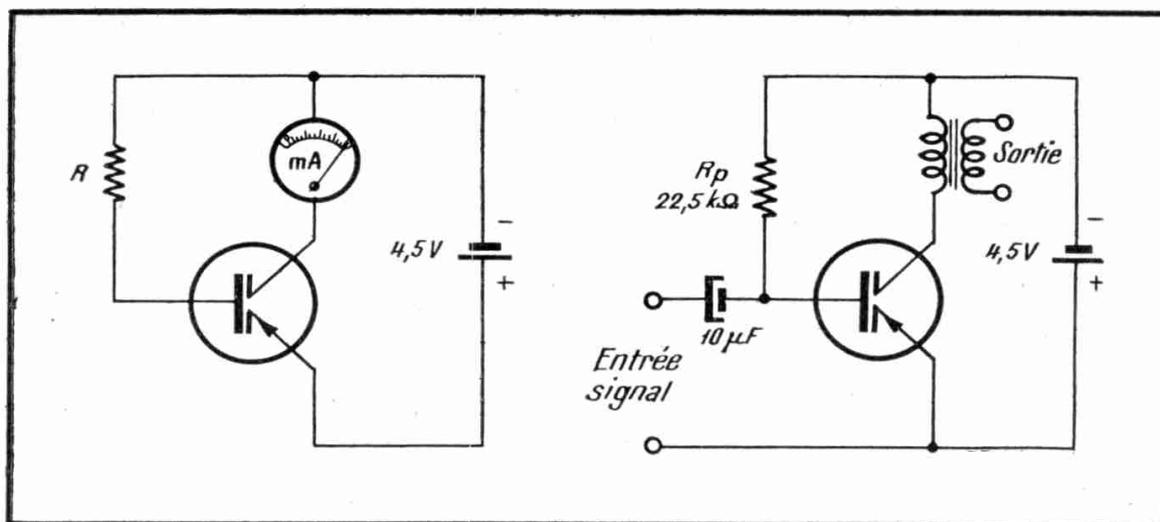


Fig. 4. — Montage le plus simple pour la mesure de l'amplification de courant.

Fig. 5. — Polarisation dans le cas d'un étage avec transformateur de sortie de faible résistance ohmique.

capacité. Dans le circuit collecteur, nous trouvons un transformateur attaquant un étage suivant ou un écouteur. Bien entendu, ce sont les variations du courant de collecteur qui déterminent le courant alternatif transmis par ce transformateur.

Supposons que le transistor utilisé admette un courant de collecteur maximum de 10 mA. Il sera utilisé au mieux avec un courant de repos de 5 mA, car, dans ce cas, le courant de collecteur admet une amplitude de 5 mA dans les sens positif et négatif sans dépasser les limites fixées et sans subir de distorsion (fig. 6).

Pour polariser un transistor à un courant de collecteur de 5 mA, il faut lui appliquer un courant de polarisation de base qui soit égal à cette valeur divisée par son amplification de courant. Supposons ce dernier chiffre égal à 25; on trouve un courant de base de $5/25 = 0,2$ mA. On peut négliger, dans ce cas, le courant de saturation.

Pour calculer la valeur de la résistance de polarisation, il suffit de connaître la tension d'alimentation et d'appliquer la loi d'OHM. Avec T.A. = 4,5 V, on

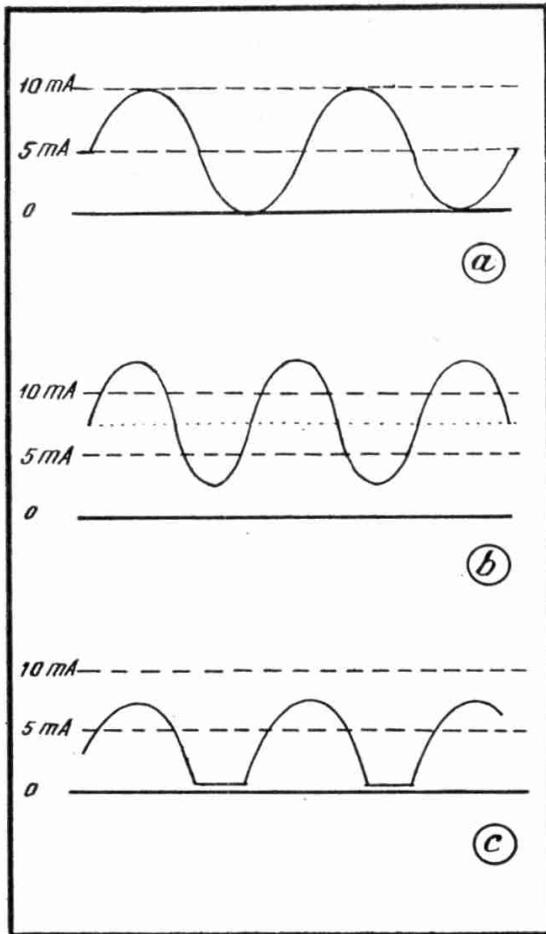


Fig. 6. — Le réglage précis de la polarisation est très important pour le fonctionnement correct d'un étage. Avec une polarisation bien ajustée (a), l'étage travaille avec un maximum de rendement et un minimum de distorsion. Une polarisation trop forte (b) provoque un dépassement de limite admise pour le courant de collecteur; de plus, la puissance d'alimentation est mal utilisée. Une polarisation trop faible (c) provoque des distorsions.

aura donc $R_p = 4,5/0,0002 = 22,5 \text{ k}\Omega$. Ces considérations nous permettent d'établir la formule générale pour le calcul de la résistance de polarisation

$$R_p = \frac{2 U_a \alpha'}{I_c'}$$

où U_a signifie la tension d'alimentation, α' l'amplification de courant telle que nous l'avons définie plus haut, et I_c' le courant maximum de collecteur.

Dans le cas d'un étage amplificateur à charge résistive (fig. 7), on règle le courant de polarisation de manière que la tension entre collecteur et émetteur soit à peu près égale à la moitié de la tension d'alimentation. La résistance de polarisation se calcule, dans ce cas, par la formule approchée

$$R_p = 2 \alpha' R_s$$

où R_s est la résistance de charge (fig. 7). Un calcul plus complexe devient nécessaire quand on utilise le transistor dans un montage compensant les effets d'échauffement.

Dans tous les montages que nous publions plus loin, les valeurs indiquées pour les résistances de polarisation ne sont que des ordres de grandeur. Dans tous

les cas, il faut déterminer les valeurs exactes suivant les indications données dans le texte, ou, quand aucune indication particulière n'est donnée, suivant les deux principes que nous venons d'exposer et qui se résument ainsi :

1. — Si la résistance ohmique de la charge est négligeable, régler la polarisation à un courant de collecteur moyen convenant au transistor utilisé;

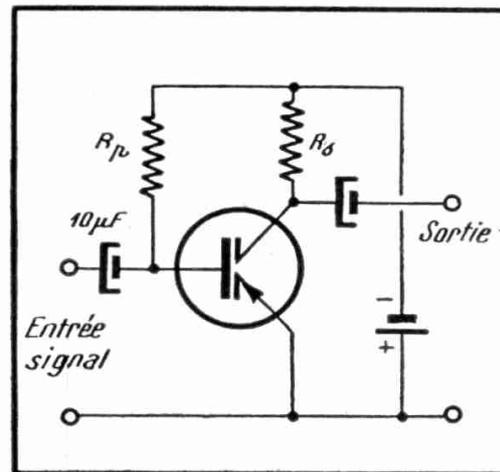
2. — Dans le cas d'une charge purement ohmique ou à forte composante ohmique, choisir la polarisation de façon que la tension entre émetteur et collecteur soit égale à la moitié de la tension entre émetteur et — T.A. (ou + T.A. dans le cas d'un transistor n-p-n).

Les caractéristiques H.F. d'un transistor varient avec la polarisation; elles sont optima pour un courant de collecteur de l'ordre de 0,5 mA. On ajuste donc toujours la polarisation des étages H.F. et M.F. sur cette valeur.

La résistance d'entrée.

Une caractéristique pratiquement jamais considérée pour le tube électronique, mais très importante dans le cas du transistor, est la résistance d'entrée. C'est la résistance qui s'oppose au courant alternatif de commande circulant entre base

Fig. 7. — Polarisation dans le cas d'une charge résistive.



et émetteur. Elle est de l'ordre du kilohm pour les transistors ordinaires, et de quelques ohms seulement pour certains transistors de puissance, alors que dans les tubes elle est pratiquement infinie.

Dans les premiers amplificateurs à transistors, on utilisait des transformateurs de liaison pour adapter cette résistance d'entrée à la résistance de sortie (toujours très élevée) de l'étage précédent. Or, les transformateurs sont des engins relativement volumineux et coûteux; on délaisse donc de plus en plus cette technique, en faveur de la liaison par résistance-capacité.

De plus, la résistance d'entrée varie avec les conditions de fonctionnement et avec l'amplitude du signal; une adaptation de la résistance d'entrée signifierait donc une distorsion. Il est ainsi toujours plus avantageux d'attaquer un transistor

par une source dont la résistance interne est *supérieure à la résistance d'entrée* de la triode.

La résistance d'entrée d'un transistor *diminue avec la fréquence*. Dans la gamme acoustique, ce phénomène n'est pas encore sensible; par contre, il devient important dans le domaine des fréquences élevées où l'on doit utiliser des transistors spéciaux. Le transistor ordinaire présente également une *capacité d'entrée*; dans certaines conditions de fonctionnement, cette capacité, apparaissant entre émetteur et base, peut atteindre plusieurs nanofarads (rappelons que le nanofarad est égal à $0,001 \mu\text{F}$, soit à 10^{-9} F ; son symbole est nF).

Résistances de sortie et de charge.

La résistance de sortie d'un transistor correspond à la résistance interne d'un tube électronique. Elle est toujours relativement élevée par rapport aux résistances de charge qu'on est obligé d'utiliser; elle ne joue donc pas un très grand rôle en pratique.

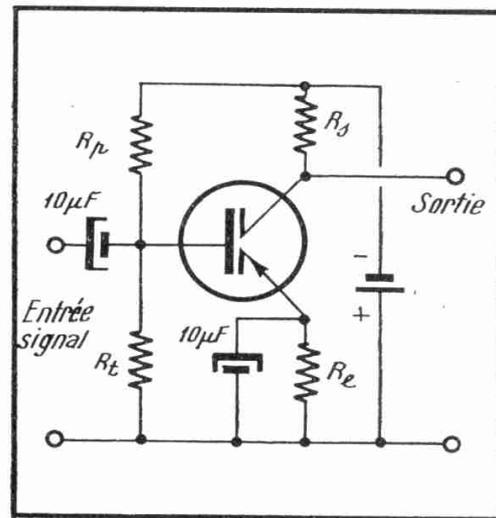
Dans les étages préamplificateurs, on utilise des résistances de charge (entre collecteur et — T.A.) de l'ordre de $10 \text{ k}\Omega$; pour les étages de sortie, on choisit la résistance de charge de manière à obtenir le maximum de puissance. On est ainsi conduit à des résistances de quelques centaines d'ohms pour les transistors ordinaires, et de quelques ohms seulement pour les transistors de puissance. Dans ce cas, la résistance de charge est calculée avec une assez bonne approximation en divisant la tension d'alimentation par le courant de collecteur.

L'échauffement.

Le transistor est très sensible aux variations de température ambiante et à l'échauffement que produit la puissance qu'il dissipe. On peut très facilement s'en rendre compte en réalisant le montage de la figure 4 et en approchant un fer à souder chaud à quelques centimètres du transistor. On constate que le courant de collecteur augmente d'autant plus sensiblement qu'il était plus faible à l'origine. Quand on travaille à base ouverte le courant de saturation double aisément après un échauffement d'une dizaine de degrés; un courant de collecteur initial de 3 mA augmente de moins de 5% dans les mêmes conditions. L'effet de température est donc d'autant plus sensible qu'on travaille avec des *courants de collecteur plus faibles*.

Le montage le plus fréquemment utilisé pour la *compensation de l'effet de température* est reproduit dans la figure 8. La polarisation de l'électrode de commande est obtenue par un diviseur de tension (R_p et R_t). Quand l'échauffement provoque une augmentation du courant d'émetteur (qui est pratiquement égal au courant de collecteur), la chute de tension sur la résistance d'émetteur (R_e) augmente également. Cela signifie une diminution de la différence de potentiel

Fig. 8. — Montage pour la compensation de l'effet de température.



entre base et émetteur, donc une diminution du courant de polarisation de base. Il en résulte une diminution du courant de collecteur, laquelle compense précisément l'augmentation due à la variation de température.

Le montage de compensation de température est donc en quelque sorte un montage de contre-réaction; le condensateur branché aux bornes de la résistance d'émetteur évite que cette contre-réaction ne s'applique également au signal B.F. amplifié.

L'évacuation de la chaleur de dissipation ne pose un problème que dans le cas du transistor de puissance. Certaines de ces triodes sont munies d'ailettes de refroidissement; pour d'autres, le fabricant prescrit le montage sur une plaquette métallique de dimensions données.

Le souffle.

On reprochait aux premiers transistors de produire un souffle beaucoup plus important que celui d'un tube électronique. Depuis, cette caractéristique a été bien améliorée; et on a trouvé que le souffle d'un transistor peut être très sensiblement réduit en choisissant judicieusement les conditions de fonctionnement.

Dans les étages d'entrée, où le souffle est particulièrement sensible parce que amplifié par tous les autres étages, on travaille ainsi toujours avec des *courants de collecteur très faibles* et des *tensions moyennes de collecteur très réduites*. On utilise donc des résistances de charge assez élevées ($10\text{ k}\Omega$), et on règle la polarisation de façon que la différence de potentiel entre collecteur et émetteur ne soit plus qu'une fraction de volt.

Le souffle ainsi obtenu est parfaitement comparable à celui d'un tube électronique. Toutefois, il est nécessaire d'appliquer une *compensation de température particulièrement efficace* à un tel amplificateur sous-alimenté, si on désire qu'il travaille d'une manière stable.

Les trois montages fondamentaux.

Dans tous les exemples de schémas que nous avons donnés jusqu'ici, le signal à amplifier était appliqué entre l'électrode de commande et l'émetteur; le circuit d'utilisation (où on prélève le signal amplifié) comprenait l'émetteur et le collecteur. L'émetteur était donc *commun* aux circuits d'entrée et de sortie; et pour cette raison ce montage s'appelle « à émetteur commun » (abréviation *E.C.*).

C'est le montage le plus fréquemment utilisé avec les transistors à jonctions, et qui correspond à un amplificateur utilisant un tube électronique commandé par la grille (fig. 9). Mais il existe également des montages « grille à la masse », où

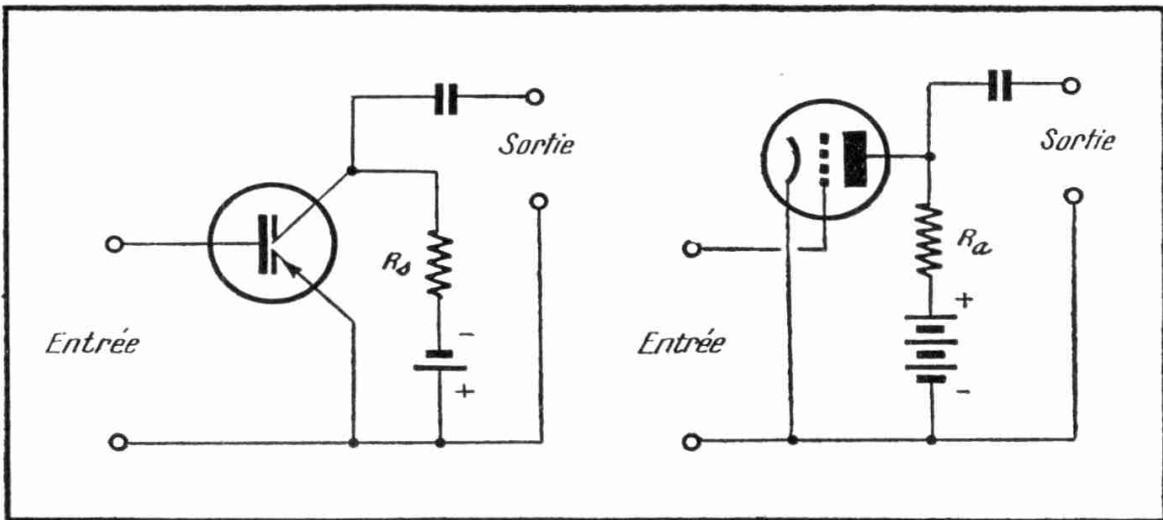


Fig. 9. — Le montage « émetteur commun » (*E.C.*) est le plus fréquemment utilisé avec les transistors à jonction. A quelques détails importants près, il correspond au montage normalement employé pour les tubes électroniques.

des tubes reçoivent le signal sur la cathode, et des amplificateurs cathodiques, où la résistance de charge est connectée entre la cathode et la masse.

On peut réaliser des montages similaires avec des transistors : le montage *base commune* ou *B.C.* (fig. 10) et le montage *collecteur commun* ou *C.C.* (fig. 11).

Le montage *B.C.* possède une résistance d'entrée très basse (de l'ordre de 100 Ω) ; sa résistance de sortie peut atteindre plusieurs mégohms. Son amplification de courant est légèrement inférieure à l'unité; on ne peut donc l'utiliser qu'en liaison par transformateur.

Le montage *C.C.* possède des impédances d'entrée de plusieurs dizaines de kilohms; suivant les conditions d'utilisation, sa résistance de sortie peut être du même ordre de grandeur ou plus basse. Son amplification de courant est pra-

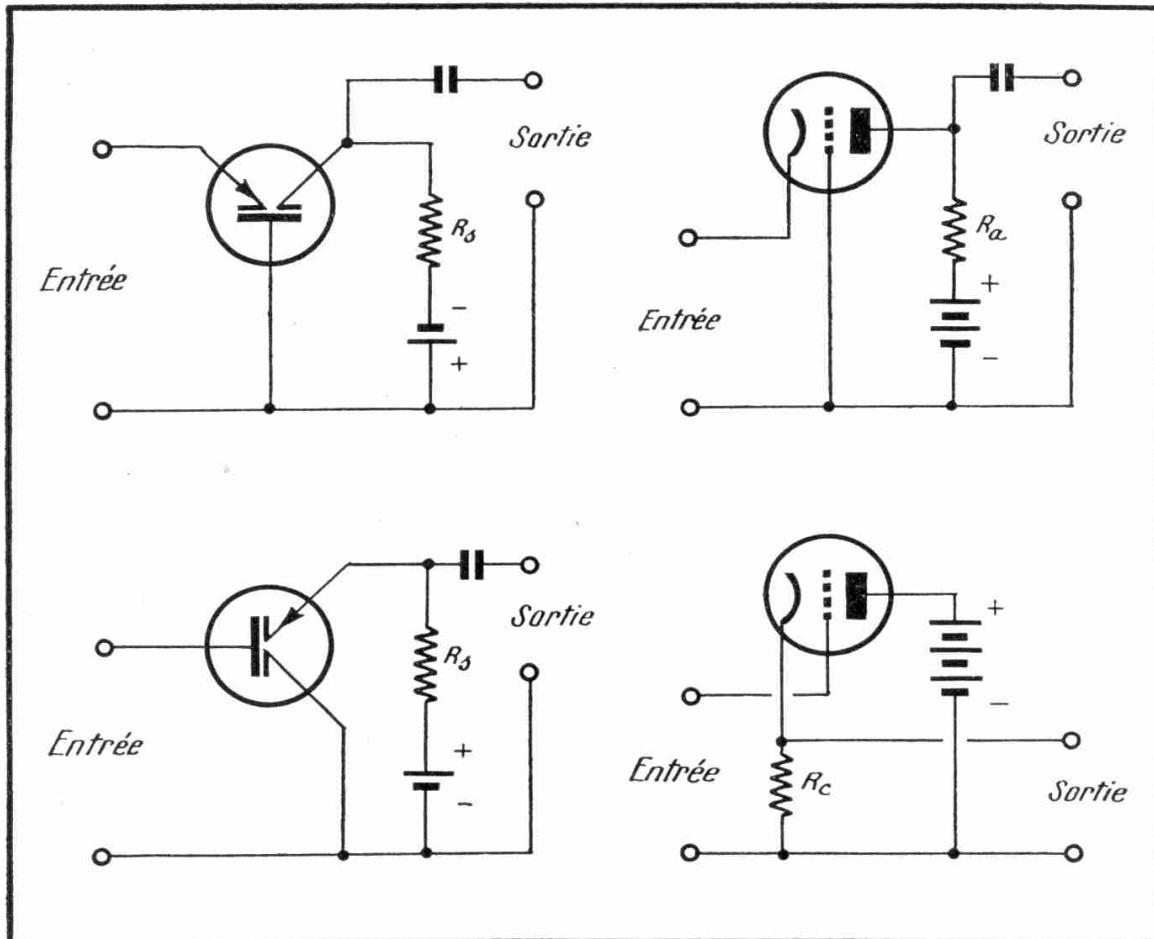


Fig. 10 (en haut). — Le montage « base commune » peut être comparé au montage « grille à la masse » qu'on utilise quelquefois dans les amplificateurs V.H.F.

Fig. 11 (en bas). — Le montage « collecteur commun » est utilisé quand on désire obtenir une résistance d'entrée élevée. Il a certaines propriétés communes avec l'amplificateur cathodyne.

tiquement égale à celle de montage E.C., mais comme son amplification en tension est inférieure à l'unité, son gain en puissance reste assez bas. On l'utilise quelquefois pour des amplificateurs nécessitant une impédance d'entrée élevée.

Comparaison des caractéristiques.

Pour celui qui connaît le tube électronique, il n'est pas facile de se familiariser rapidement avec les expressions utilisées en matière de transistor. Certaines caractéristiques de ce dernier ont, en effet, une signification semblable à celles qu'on utilise pour les tubes; d'autres sont nouvelles.

Afin de bien mettre en évidence ces analogies et différences, nous avons réuni, dans le tableau page 20, les principales caractéristiques de ces deux éléments amplificateurs. Pour fixer les idées, nous avons indiqué les ordres de grandeur des valeurs qu'on rencontre couramment en pratique.

DESIGNATION ET SYMBOLE		VALEURS APPROXIMATIVES			
TUBE	TRANSISTOR	Tube préamplif.	Transistor ordinaire	Tube de sortie	Transistor de puissance
Tension de plaque (V_a)	Tension de collecteur (V_c)	50 à 200 V	3 à 30 V	100 à 300 V	6 à 30 V
Courant de plaque (I_a)	Courant de collecteur (I_c)	0,1 à 5 mA	0,1 à 10 mA	20 à 100 mA	0,1 à 2 A
Pente (p, S)	Pente (*)	1 à 5 mA/V 10 k Ω à 1 M Ω	30 mA/V 100 k Ω	3 à 10 mA/V 1 k Ω à 100 k Ω	1 A/V 0,1 à 1 k Ω
Résistance interne (R_1)	Résistance de sortie (r_s)	—	10 à 100	—	10 à 50
—	Amplification de courant (α')	—	—	—	—
—	Résistance d'entrée (r_a)	∞	500 à 3000 Ω	∞	1 à 10 Ω
Résistance de charge (R_a)	Résistance de charge (R_s)	10 à 500 k Ω	0,1 à 20 k Ω	1 à 10 k Ω	5 à 50 Ω
Tension de polarisation de grille (U_g)	Courant de polarisation de base (I_p)	0,5 à 3 V	Suivant conditions d'utilisation	2 à 20 V	Suivant conditions d'utilisation
Dissipation de plaque (P_a)	Dissipation de collecteur (P_c)	0,1 à 1 W	10 à 100 mW	1 à 20 W	0,5 à 5 W

(*) La « pente » d'un transistor (rapport entre les variations de tension de base et de courant de collecteur) est une grandeur parfaitement mesurable mais qui ne possède que rarement une signification pratique.

APPAREILS A TRANSISTORS

Dans tout domaine nouveau qu'on aborde, c'est toujours le premier pas qui est le plus difficile. Nos lecteurs l'auront constaté à la lecture des explications théoriques qui précèdent, et le constateront encore quand ils essayeront de réaliser un des montages que nous décrirons plus loin.

C'est dans l'intention de faciliter ce premier pas au nouveau venu dans le domaine du transistor, que nous décrirons avec un souci de détail tout particulier quelques montages simples que nous avons réalisés nous-mêmes. Et nous avons pu constater que l'élaboration et la mise au point de ces schémas nous ont permis d'accéder à une connaissance beaucoup plus vaste, détaillée et directe du transistor que la lecture de la littérature française et étrangère sur ce sujet n'avait pu le faire. Nous ne saurions donc trop encourager nos lecteurs à des travaux pratiques, et cela en commençant par des montages simples.

Nous publierons également, dans ce petit livre, quelques montages qui ont été mis au point par des auteurs renommés et que nous avons adaptés d'après des revues étrangères. Souvent, ces appareils comportent des pièces qu'on ne trouve pas encore couramment sur le marché, qu'on doit remplacer par d'autres ou réaliser soi-même. Bien entendu, ces montages présentent un intérêt documentaire indéniable. De plus, celui qui aura déjà acquis une certaine pratique en réalisant des montages plus simples, saura se « débrouiller » pour mener à bien la mise au point d'un appareil plus complexe, même s'il ne peut se conformer entièrement au schéma original.

Par sa petite taille et le faible encombrement des sources d'alimentation qu'il nécessite, le transistor se prête immédiatement à la miniaturisation. L'industrie nous a déjà fourni d'excellents exemples dans ce domaine; nous pensons particulièrement à tel appareil de surdité qui est logé entièrement dans les branches d'une paire de lunettes.

Pour celui qui ne monte des appareils à transistors que pour se familiariser avec la nouvelle technique, la réalisation d'appareils particulièrement petits ne constitue qu'une complication inutile. Cela ne veut pas dire que la conception de montages « miniature » soit difficile. Le transistor possède, en effet, des impédances d'entrée et de sortie relativement basses; des accrochages, couplages parasites, etc., sont donc beaucoup moins à craindre que dans le cas du tube électronique.

GÉNÉRATEUR B.F. A POINTS FIXES

Principe.

Tout comme le tube électronique, le transistor amplifie avec une *inversion de phase*. Cela veut dire que le signal de sortie passe par une alternance négative, quand le signal de commande passe par une alternance positive. Or, on ne peut obtenir une oscillation en injectant le signal de sortie sur l'entrée, que quand il y a *égalité de phase*. Il faut donc prévoir un circuit inverseur de phase, qui peut être constitué par un autre transistor, par un transformateur ou auto-transformateur, ou encore par un réseau déphaseur sélectif. Nous donnerons plus loin des exemples concernant les deux premières modalités; la troisième est utilisée ici.

On connaît deux types de réseaux déphaseurs (fig. 12 et 13); chacun d'eux est composé de trois cellules R-C provoquant, pour la fréquence d'oscillation, un déphasage de 60° , soit un total de 180° pour le réseau entier. Pour une même fréquence et une même valeur de R, et suivant les conditions d'utilisation, il faut une valeur de C cinq à dix fois plus forte pour le réseau de la figure 13 que pour celui de la figure 12. L'affaiblissement introduit par ces déphaseurs est de 30 environ; compte tenu des pertes, il faut donc utiliser un transistor dont l'amplification de courant soit *supérieure à 50*, si on veut obtenir une oscillation.

L'application du principe de la figure 12 au transistor est illustrée par la figure 14. Expérimentalement, nous avons trouvé la valeur optimum pour R égal à 5 k Ω environ. En fait, il n'y a que deux résistances matérielles R; la troisième est constituée par la résistance d'entrée r_a du transistor. La fréquence d'oscillation

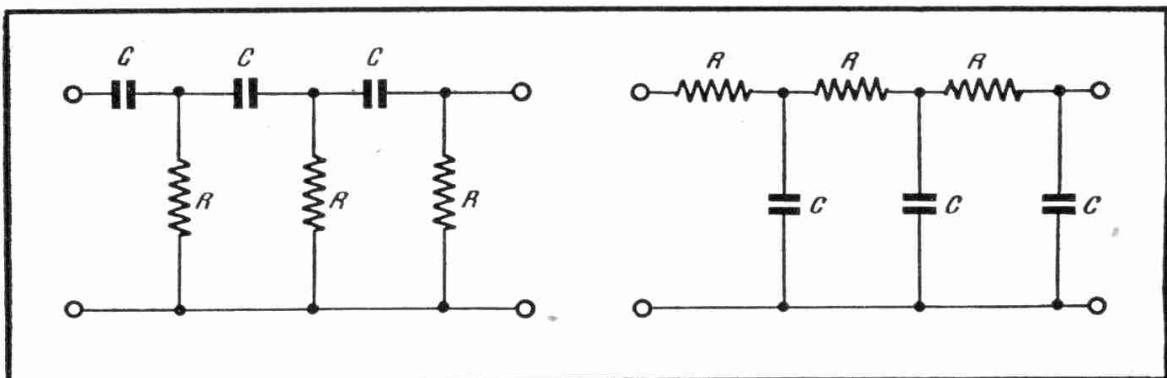


Fig. 12 et 13. — On peut réaliser un générateur B.F. avec un seul transistor en utilisant un de ces deux réseaux déphaseurs.

Le générateur B.F. à points fixes avec sa platine d'alimentation.

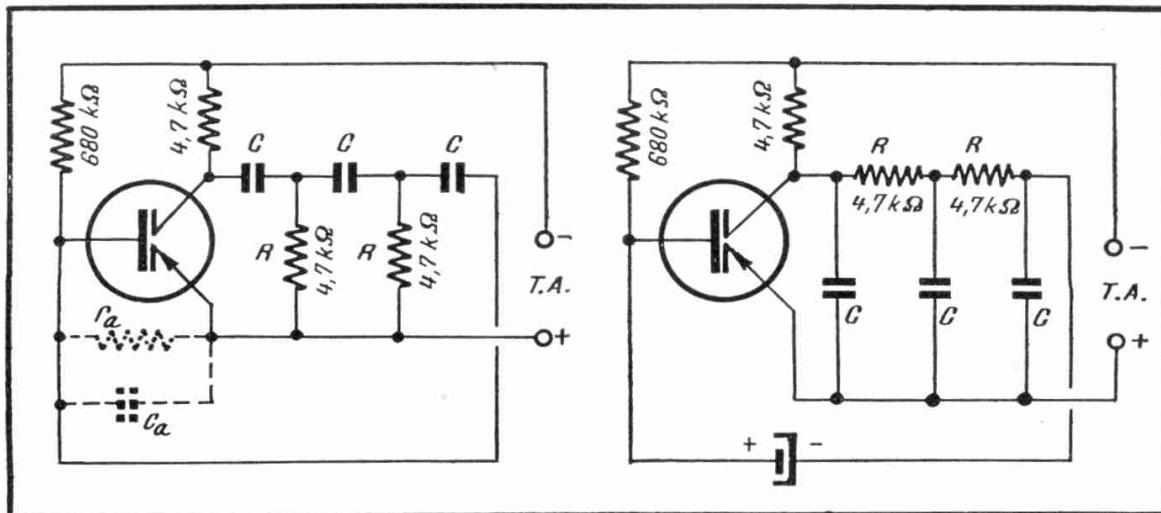
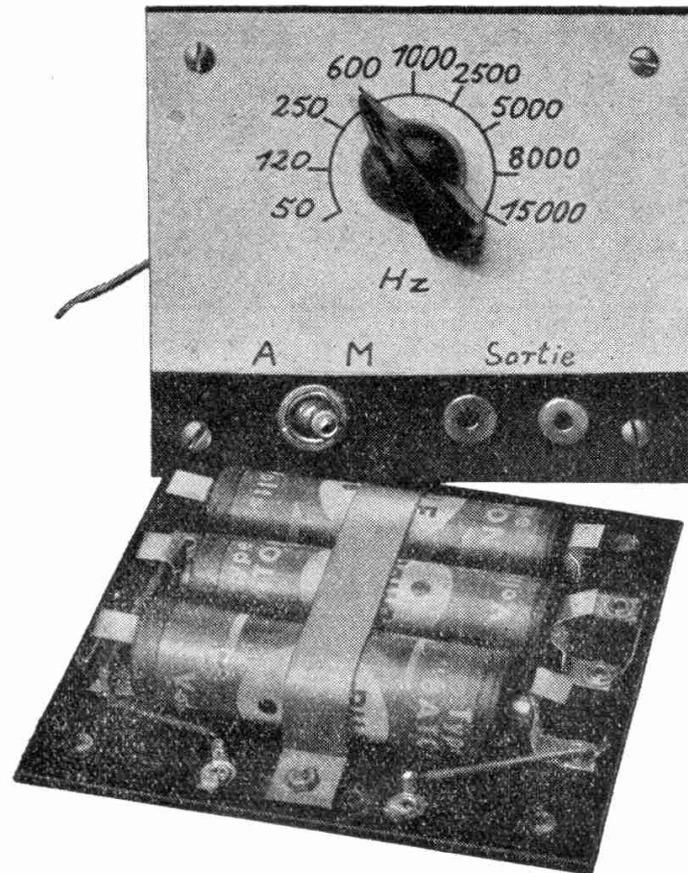


Fig. 14. — Pour les fréquences inférieures à 1.000 Hz, on utilise de préférence le réseau de la figure 12.

Fig. 15. — Aux fréquences élevées, le réseau déphaseur de la figure 13 donne de meilleurs résultats.

est définie par la valeur des condensateurs C ; on a $C = 0,25 \mu\text{F}$ pour $f = 50 \text{ Hz}$, et $C = 10 \text{ nF}$ pour $f = 1000 \text{ Hz}$. La valeur de C est donc inversement proportionnelle à la fréquence.

Pour des fréquences supérieures à 1000 Hz , la capacité d'entrée C_a du transistor (de l'ordre de 1000 pF) commence à se manifester, et il devient difficile d'obtenir des oscillations. Il convient alors d'utiliser le principe de la figure 12, dont la figure 15 montre l'application au transistor. Ici, le dernier condensateur C est connecté en parallèle à la capacité d'entrée du transistor; celle-ci se manifeste

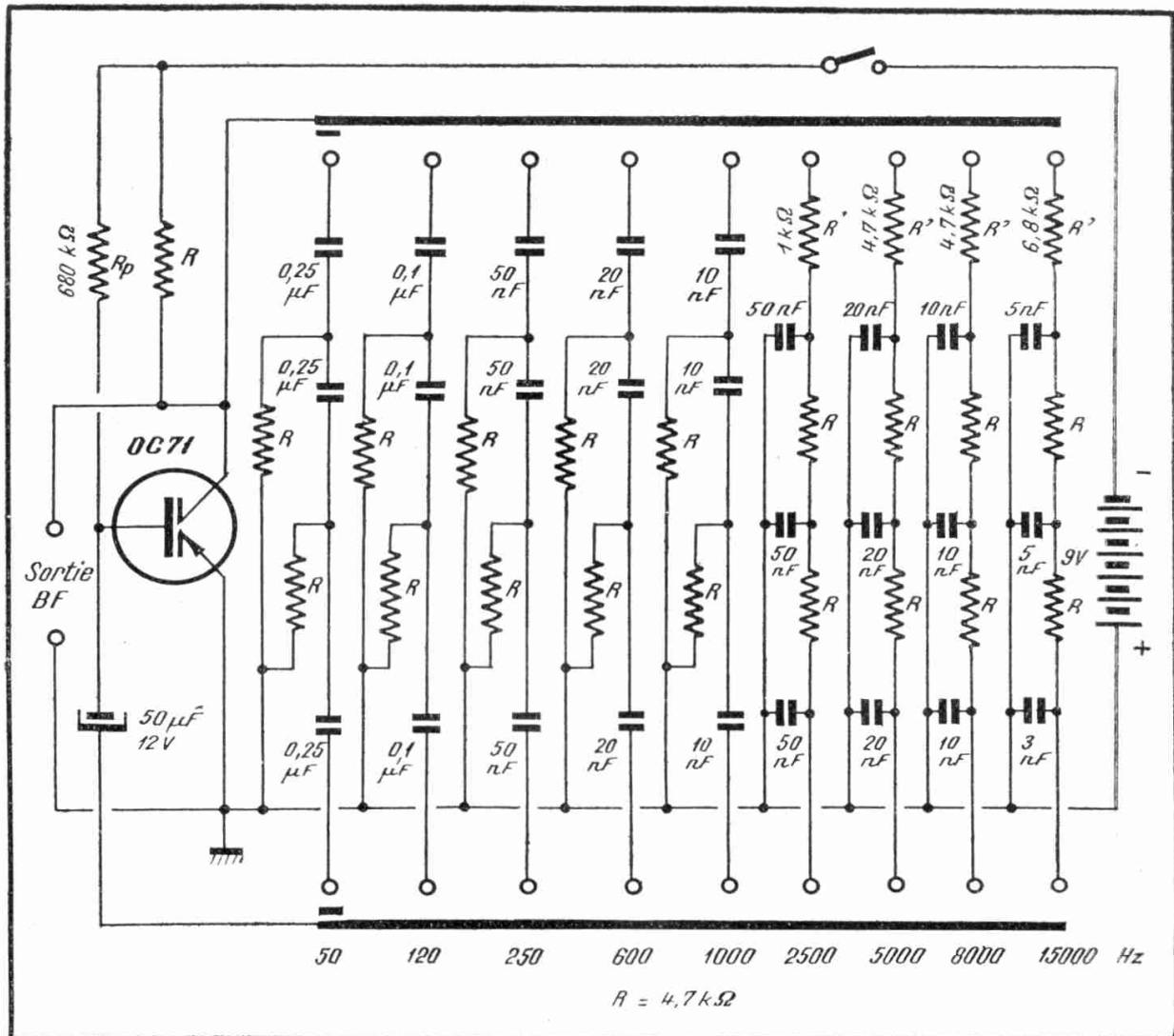
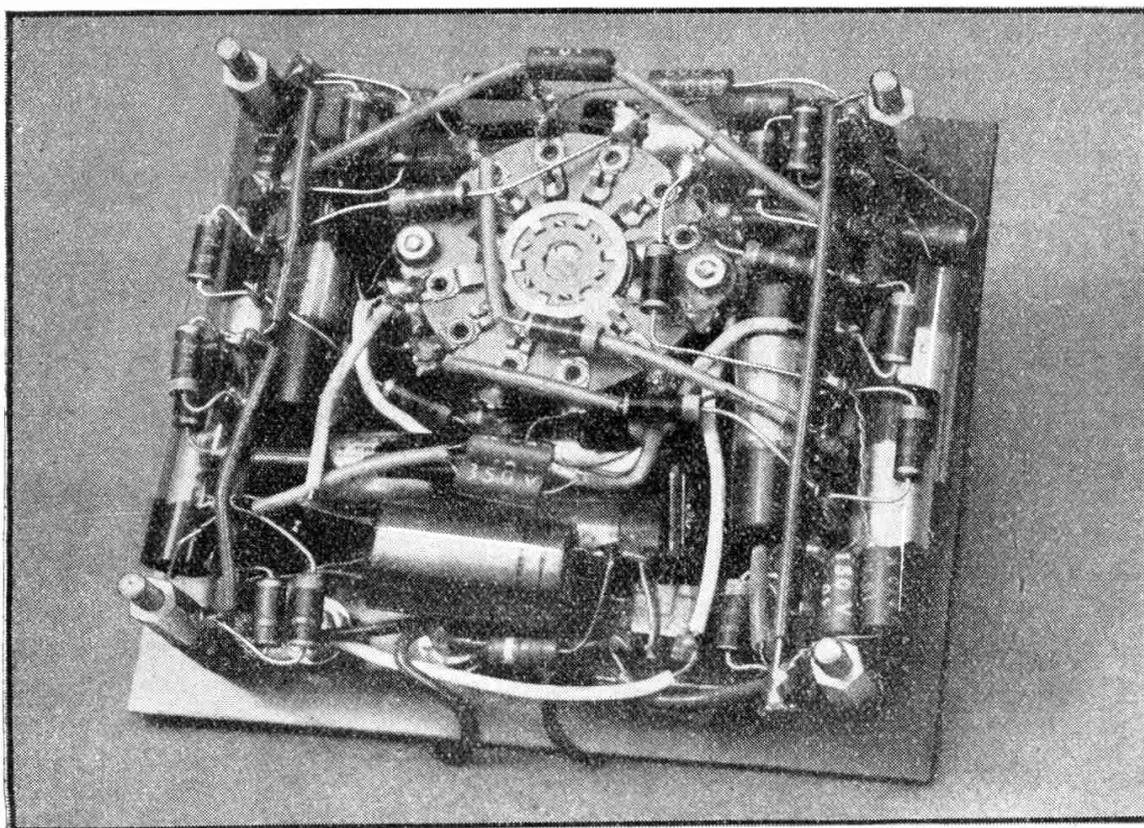
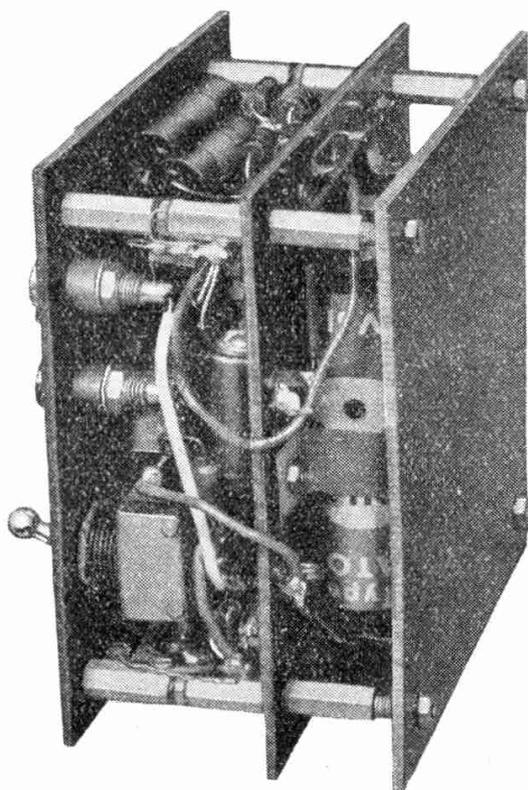


Fig. 16. — Schéma complet du générateur B.F. à points fixes.

donc d'autant moins que, pour une même fréquence, la valeur de C est plus de dix fois plus forte que précédemment (50 nF pour 2500 Hz , et 5 nF pour 15000 Hz). De plus, le transistor produit lui-même un déphasage pour des fréquences supérieures à 1000 Hz ; ce déphasage s'ajoute à celui du réseau de

La photo ci-dessous montre le câblage du générateur à points fixes. Ci-contre, l'appareil est représenté complètement monté et muni de sa platine d'alimentation. Cette dernière est également utilisée pour plusieurs des montages décrits plus loin.



la figure 13; c'est donc aux fréquences élevées qu'on obtient des oscillations d'une manière particulièrement facile avec ce réseau. Le réseau ne comporte toujours que deux résistances R ; la troisième est constituée par la charge du transistor.

Réalisation.

En utilisant des pièces miniature, il doit être possible de loger, dans une grosse boîte d'allumettes, un générateur B.F. conçu suivant les principes que nous venons d'exposer. Toutefois, la réalisation nous intéressant plus que l'appareil proprement dit, nous avons utilisé des pièces courantes que nous avons sous la main; nos photographies montrent que, même dans ces conditions, il est possible de réaliser un appareil de dimensions assez restreintes.

Tout le montage est exécuté sur une plaquette de bakélite de 100×110 mm. Cette plaquette porte le contacteur, l'interrupteur et les douilles de sortie, ainsi que quatre entretoises de 33 mm. Deux par deux, ces entretoises sont reliées par les barrettes de cosses qui supportent les résistances et condensateurs. Une plaquette semblable est posée sur les entretoises et supporte les piles d'alimentation; une troisième plaquette constitue le fond.

Le schéma complet de l'appareil est représenté dans la figure 16. Un commutateur à deux circuits de neuf positions permet d'obtenir neuf fréquences échelonnées entre 50 et 15 000 Hz. Avec une tension d'alimentation de 9 V, l'amplitude du signal de sortie est de $2 V_{eff}$ environ. Il est difficile d'obtenir des oscillations avec une tension d'alimentation inférieure à 9 V. Si on veut rendre réglable la tension de sortie, il convient de remplacer la résistance de charge (entre — T.A. et collecteur) par un potentiomètre dont le curseur sera connecté à la borne de sortie. Pour éviter une distorsion due à une réaction trop forte, des résistances R' ont été prévues dans les quatre derniers réseaux.

Mise au point.

Le premier réglage à effectuer est celui de la polarisation; on doit ajuster R_p pour une tension de 5 V environ entre émetteur et collecteur. Ensuite, on passe sur les diverses positions du contacteur de fréquence et on vérifie, avec un signal-tracer ou sur l'écran d'un oscilloscope, l'oscillation du transistor. Quand on n'obtient pas de signal, ou qu'on l'obtient seulement sur les fréquences très basses et très élevées, l'amplification de courant du transistor est insuffisante. Quelquefois, on peut alors obtenir une amélioration en augmentant jusqu'à 12 V la tension d'alimentation.

Le signal fourni par notre maquette est approximativement sinusoïdal sur toutes les fréquences. Quand on désire obtenir une onde parfaitement pure, on doit rendre ajustable une des résistances R des fréquences 50 à 1000 Hz et les résistances R' des réseaux correspondant aux fréquences supérieures. En réglant une des résistances R de chaque réseau à une valeur inférieure à 4,7 k Ω et l'autre à une valeur supérieure, il devient possible d'ajuster à la fois la fréquence et la forme du signal.

GÉNÉRATEUR B.F. A FRÉQUENCE VARIABLE 18 Hz A 25 kHz EN DEUX GAMMES

Principe.

On connaît des générateurs B.F. à lampes où deux tubes produisent chacun un déphasage de 180° et où la fréquence est définie par un pont de WIEN. Pour construire un appareil semblable avec des transistors, il faut modifier la conception du pont de WIEN et l'adapter aux basses impédances d'entrée du transistor.

Le circuit sélectif que nous avons adopté est représenté dans la figure 17. Quand le curseur du potentiomètre se trouve en bas sur le dessin, le circuit se comporte comme un pont de WIEN ordinaire, la fréquence étant définie par les valeurs de P, R et C. Quand le curseur se trouve à l'autre extrémité de la piste de P, le déphasage devient négligeable et la fréquence devient théoriquement infinie.

Il est donc évident qu'on peut couvrir une plage de fréquences extrêmement étendue avec ce circuit; et on peut se demander pourquoi on ne l'a jamais réalisé avec des tubes électroniques. L'inconvénient du circuit réside dans le fait que

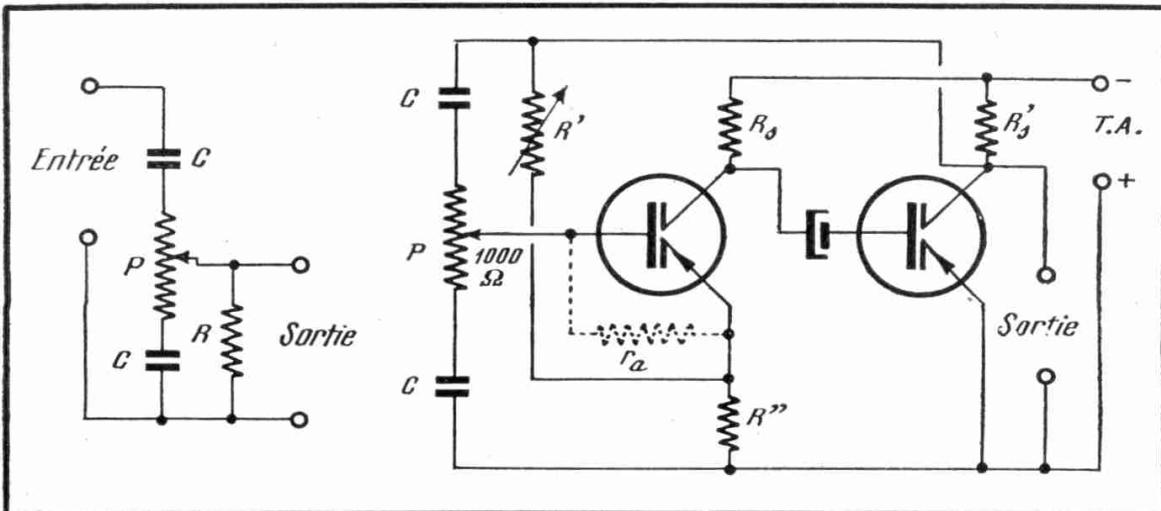


Fig. 17. — Dérivé du pont de Wien, ce réseau sélectif permet de couvrir un rapport de fréquences très élevé; de plus, il s'adapte bien aux faibles impédances des transistors.

Fig. 18. — Le réseau de la fig. 17 n'introduit pas de déphasage; un amplificateur à deux étages est donc nécessaire si on veut l'utiliser dans un générateur B.F.

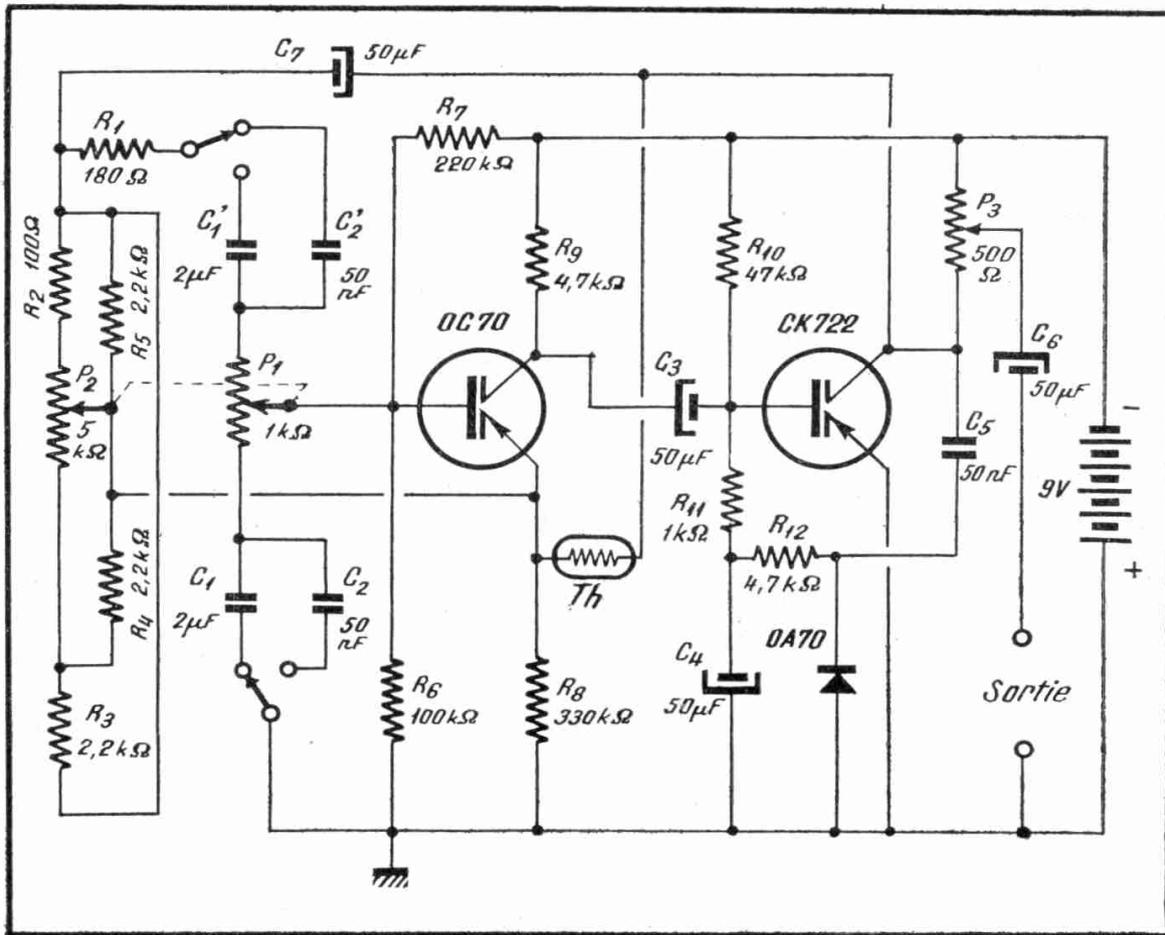


Fig. 19. — Les deux gammes de ce générateur B.F. s'étendent de 18 à 4.000 Hz et de 0,6 à 25 kHz.

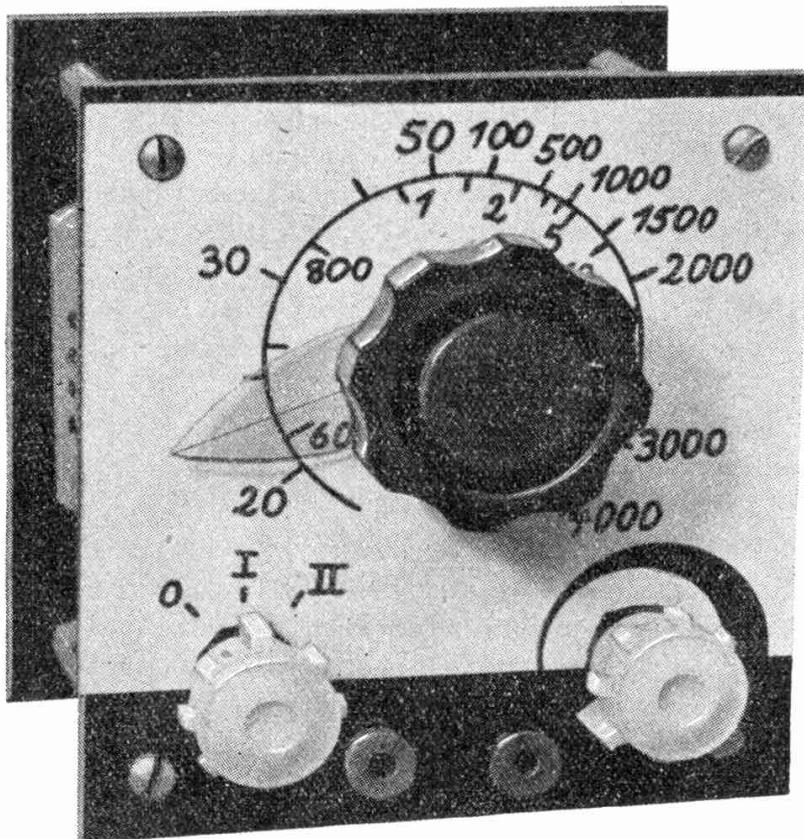
sa tension de sortie varie fortement avec la position du curseur du potentiomètre et que sa sélectivité diminue quand la fréquence augmente. Le transistor possède des caractéristiques très linéaires et produit lui-même un déphasage qui tend à augmenter la sélectivité du circuit R-C. Il peut donc être utilisé dans un montage où, jusqu'ici, tous les essais avec des tubes électroniques ont échoué.

Un schéma simplifié (fig. 18) — où les résistances de polarisation et de stabilisation n'ont pas été représentées — montre comment nous avons adapté notre circuit sélectif au transistor. On retrouve bien les condensateurs C et le potentiomètre P, mais la résistance R est constituée par la résistance d'entrée du premier transistor. L'autre branche du pont sélectif est constituée par les résistances R' et R''. Les deux transistors constituent un amplificateur à liaison par résistance-capacité; le signal prélevé sur le collecteur du dernier est appliqué au pont sélectif.

Si on veut que ce pont reste en équilibre, il faut diminuer R' chaque fois qu'on augmente la fréquence, pour retrouver le « point d'accrochage », c'est-à-dire le réglage donnant un minimum de distorsion.

Réalisation.

Pour éviter ce réglage supplémentaire dont il est, d'ailleurs, difficile de contrôler l'exactitude, nous avons combiné les éléments P et R' de la figure 18 en un potentiomètre double P₁-P₂ (fig. 19). Pour que le signal produit ait une forme correcte sur toute la gamme, il faudrait que l'un de ces potentiomètres possède une loi de variation spéciale. Ne disposant que de potentiomètres du



Le générateur B.F. à fréquence variable vu par devant

commerce que nous avons assemblés d'une manière assez rudimentaire (voir photo), nous avons tenté de corriger la courbe de P₂ par les résistances R₃ à R₅; R₁ et R₂ servent de butée pour les potentiomètres P₁ et P₂.

Le signal produit par le circuit sélectif est amplifié en premier lieu par un transistor OC 70 dont la polarisation est maintenue par un diviseur de tension R₆-R₇. Dans le circuit d'émetteur de ce transistor, nous trouvons une thermistance dont nous verrons plus loin l'utilité. Un transistor CK 722 sert de second amplificateur et d'inverseur de phase. Un gain de quelques unités dans l'amplificateur est suffisant pour un fonctionnement correct; on peut donc utiliser des transistors à faible amplification de courant (entre 10 et 30).

Le potentiomètre P₃ sert de résistance de charge au CK 722; le signal de sortie est prélevé sur son curseur. Par un condensateur de liaison C₇, le signal collecteur est appliqué au pont sélectif. Par le condensateur C₅, ce même signal

est conduit à une diode OA 70; aux bornes de C_4 , on obtient ainsi une tension positive par rapport à la masse et proportionnelle à l'amplitude du signal. A cause de la faible valeur de C_5 , cette tension augmente également avec la fréquence.

La composante continue ainsi obtenue est appliquée à la base du CK 722; elle tend donc à diminuer le courant de polarisation fourni par la résistance R_{10} . Or, une diminution de la polarisation signifie une augmentation de la résistance d'entrée, donc un affaiblissement du gain (principe de l'antifading). Accessoirement, le potentiel continu de collecteur devient plus négatif quand on diminue la polarisation.

Le collecteur du CK 722 est relié à l'émetteur du OC 70 par la thermistance Th. Celle-ci stabilise la différence de potentiel entre ces deux électrodes à 3 V environ. En d'autres termes, une augmentation du signal de sortie provoque également une augmentation de la chute de tension sur la résistance d'émetteur R_8 . Comme le potentiel continu de base du OC 70 est maintenu par le diviseur de tension R_6 - R_7 , il s'ensuit également une diminution du courant de polarisation de ce premier transistor. En somme, les deux transistors profitent d'un réglage qui *diminue leur amplification* quand la *tension de sortie augmente*. La thermistance que nous avons utilisée était une 83.900/3500 (Transco), mais on peut aussi bien employer tout autre type dont la résistance à froid de 2 à 5 k Ω diminue à 300 Ω environ pour un courant de 10 mA.

Malgré ce double « antifading » et le potentiomètre de compensation P_2 , le signal n'est parfaitement sinusoïdal que sur les 4/5^{es} environ de chaque gamme. Comme les deux gammes (18 à 4000 Hz et 600 à 25 000 Hz) se recouvrent très largement, il n'en résulte pas un inconvénient sérieux. Ainsi que nous l'avons déjà indiqué, un fonctionnement parfait peut être obtenu en réglant séparément P_1 et P_2 , ou en étudiant une courbe de variation spéciale pour ce dernier.

La tension d'alimentation peut varier entre 6 et 10 V sans que le fonctionnement s'en trouve affecté d'une manière sensible. La tension alternative de sortie varie entre 0,5 et 1 V suivant la fréquence. Ces valeurs peuvent paraître faibles quand on les compare aux tensions de commande nécessaires pour des tubes électroniques. Par contre, elles sont parfaitement suffisantes quand on désire utiliser le générateur B.F. pour des mesures sur des appareils à transistors.

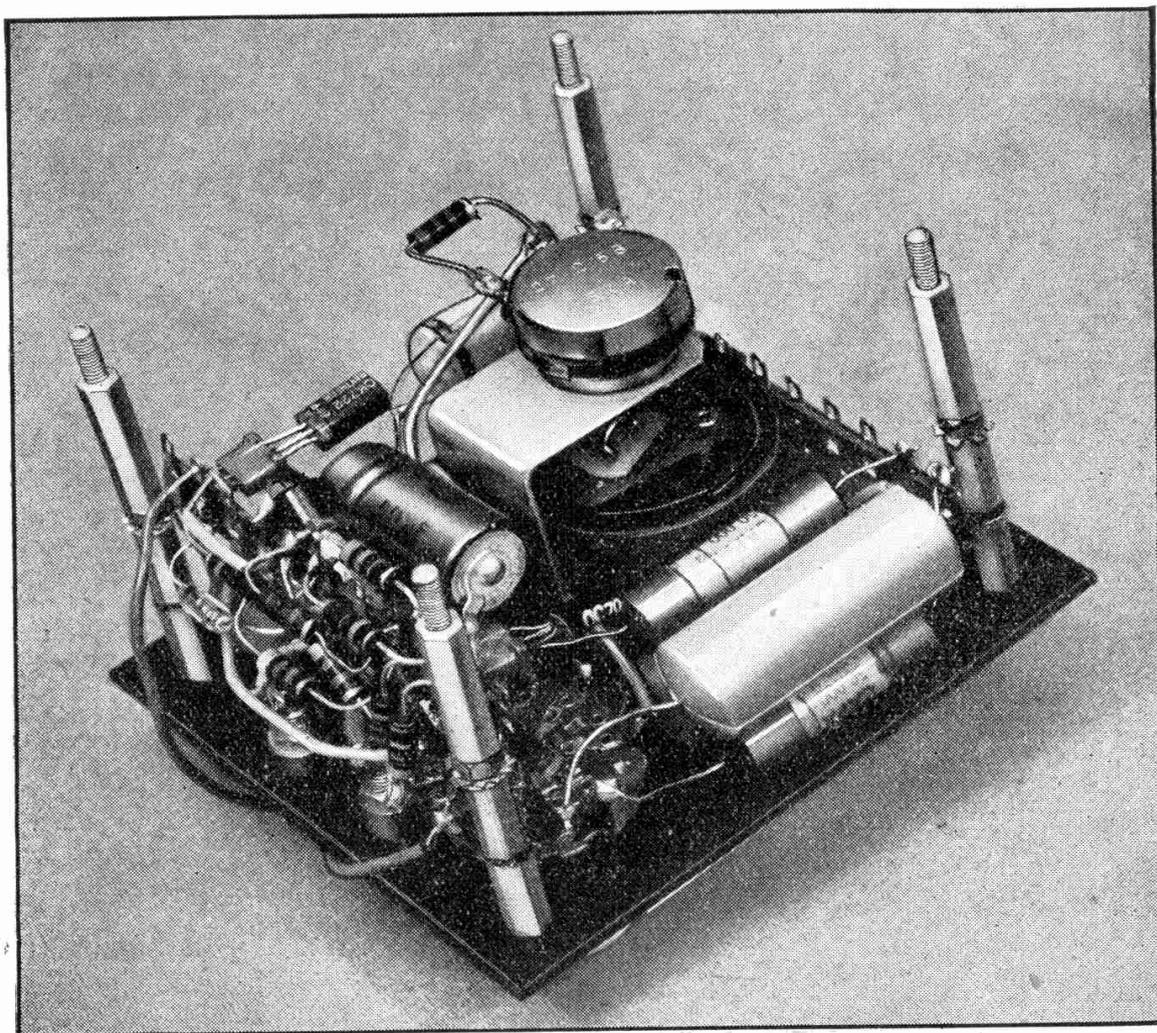
Pour la réalisation mécanique, nous avons appliqué le même principe que précédemment. Le potentiomètre double exigeant une profondeur assez grande, nous avons été obligé d'utiliser des entretoises reliant le panneau frontal à la plaque alimentation. Notre photographie indique la disposition des éléments.

Mise au point.

De préférence, on procède à l'ajustage de la polarisation en mesurant les chutes de tension sur les résistances de charge. On choisit R_7 , de manière à obtenir une chute de 1 V environ aux bornes de R_9 et R_{10} pour une chute de 3 V sur P_3 . Il est indiqué d'effectuer cette mise au point en l'absence de signal, c'est-à-dire en déconnectant C_7 .

Le réglage de l'oscillation est à commencer sur la gamme 18 à 4000 Hz. En l'absence d'oscillations sur les fréquences élevées, il conviendrait d'augmenter R_2 . Inversement, on doit diminuer R_2 si on observe des distorsions. Pour les fréquences basses, on agit dans le même sens sur R_3 . Par des modifications sur R_4 et R_5 , on peut tenter de corriger des absences d'oscillations ou des distorsions dans le milieu de la gamme. Il peut également être avantageux d'utiliser une valeur plus faible ou plus forte pour P_2 . En augmentant R_1 , on réduit la gamme couverte.

Après avoir obtenu une oscillation correcte sur la première gamme, on passe sur la seconde. Comme les condensateurs au papier qu'on trouve dans le commerce ont, en général, des tolérances de l'ordre de $\pm 20\%$, il peut arriver qu'on observe des distorsions ou des « trous » sur l'une des gammes, quand l'autre est bien réglée. Dans le premier cas, il convient d'augmenter C_2 par un condensateur d'appoint de 2 à 10 nF; dans le second cas, on procède de la même manière avec C'_2 .



La photo ci-dessus montre le câblage du générateur B.F. à fréquence variable ainsi que le mode d'accouplement utilisé pour la commande simultanée des deux potentiomètres.

HÉTÉRODYNE MODULÉE

125 kHz A 1650 kHz EN QUATRE GAMMES

Les transistors qu'on trouve couramment dans le commerce ne sont utilisables que pour l'amplification B.F. ou, à la rigueur, dans les étages M.F. des récepteurs. Toutefois, il est possible d'obtenir des oscillations jusqu'à 1 ou 2 MHz avec des transistors ordinaires présentant une amplification de courant extrêmement forte (70 ou plus). Certains TJN 2 et OC 71 présentent cette qualité; et nous espérons le jour proche où l'on disposera couramment de transistors H.F. avec lesquels beaucoup des problèmes auxquels nous nous sommes heurtés se trouveront largement simplifiés.

Principe.

Sur les fréquences de la gamme P.O., le transistor ne présente qu'un gain de quelques unités; de plus, il introduit un déphasage important. Pour obtenir une oscillation, il faut donc réaliser un bobinage à très faibles pertes, utiliser une réaction très serrée et compenser, dans la mesure du possible, le déphasage.

L'utilisation de fil divisé et d'un noyau de Ferroxcube nous a permis d'atteindre la surtension nécessaire pour le bobinage P.O. Une forte réaction a été obtenue en combinant le bobinage d'entretien avec une partie de l'enroulement d'accord (montage HARTLEY). Ce dernier (fig. 20) constitue ainsi un auto-transformateur; par rapport à la prise médiane (émetteur), les tensions sur collecteur et base se trouvent en opposition de phase. On obtiendrait donc un entretien

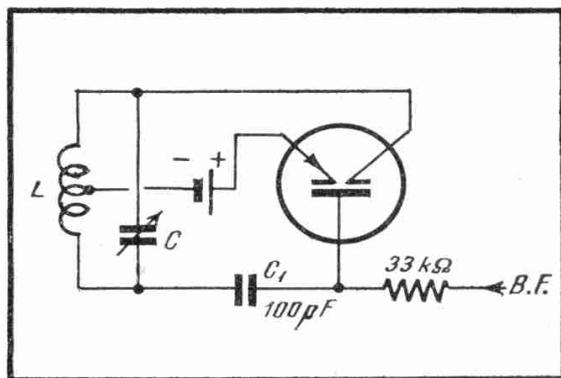
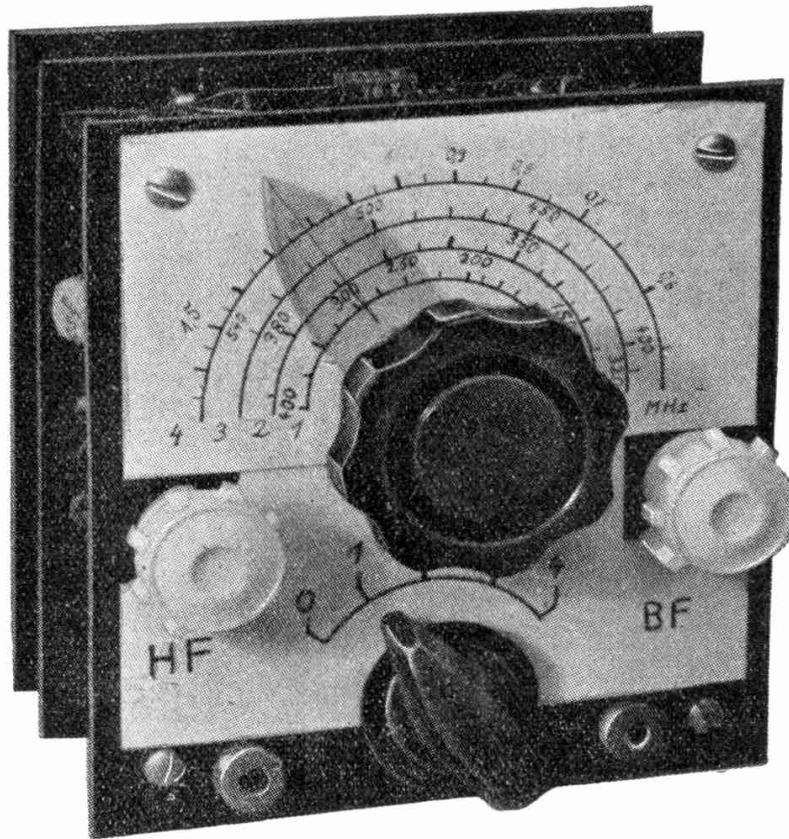


Fig. 20. — Application au transistor du montage Hartley.



Pour notre hétérodyne modulée, nous avons utilisé le même principe de montage que précédemment.

parfait des oscillations, si le transistor lui-même n'introduisait pas de déphasage. Expérimentalement, nous avons trouvé qu'une amélioration est possible en donnant au condensateur de liaison C_1 une valeur relativement faible.

On constate également que les propriétés H.F. d'un transistor passent par un optimum pour un courant de collecteur compris entre 0,1 et 0,5 mA. On peut donc travailler sans aucune résistance de polarisation.

Une modulation de l'oscillateur est possible en appliquant une tension alternative sur la base. Elle peut facilement atteindre un taux de 60 %; toutefois, elle n'est pas très linéaire. La modulation parasite de fréquence reste dans des limites acceptables.

Comme source de modulation, nous aurions pu employer un des oscillateurs B.F. décrits précédemment. Cependant, nous voulions utiliser un seul transistor de faible amplification de courant. Cela nous a conduit à baser sur un même principe (fig. 20) les oscillateurs H.F. et B.F., en adoptant, bien entendu, des valeurs différentes pour les éléments L et C.

Réalisation.

Pour le montage de notre hétérodyne, nous avons encore utilisé une de nos plaquettes de bakélite de 100×110 mm. Bien entendu, ces dimensions n'ont rien d'obligatoire; on pourrait probablement aussi bien utiliser une plaque de tôle.

Mais, de toute façon, notre hétérodyne est destinée à être montée dans un boîtier métallique; jugeant peu édifiante une photographie d'une boîte en tôle, nous ne reproduisons ici que l'intérieur de nos appareils.

Une hétérodyne à tubes électroniques consomme 20 à 40 W sur le secteur; et c'est souvent à grand renfort de blindages multiples qu'on arrive à convertir en chaleur les 99,9999... % de cette puissance, pour sortir finalement quelques microwatts H.F. Notre hétérodyne consomme moins de 10 mW; son rayonnement reste donc très faible; le problème du blindage n'existe pratiquement pas. De plus, quand on oublie de couper l'alimentation, les piles ne s'usent guère plus vite que par le vieillissement normal. L'installation d'un voyant lumineux serait donc d'autant moins logique qu'il consommerait à peu près 100 fois plus de puissance que l'appareil proprement dit.

Le schéma complet de notre hétérodyne est représenté dans la figure 21. Elle comporte les gammes P.O. (520 à 1650 kHz) et G.O. (120 à 400 kHz) ainsi que deux gammes M.F. étalées. La première (390 à 540 kHz) sera utile pour les récepteurs à tubes électroniques; la seconde (320 à 385 kHz) couvre les moyennes fréquences qu'on utilise dans certains récepteurs à transistors. Pour

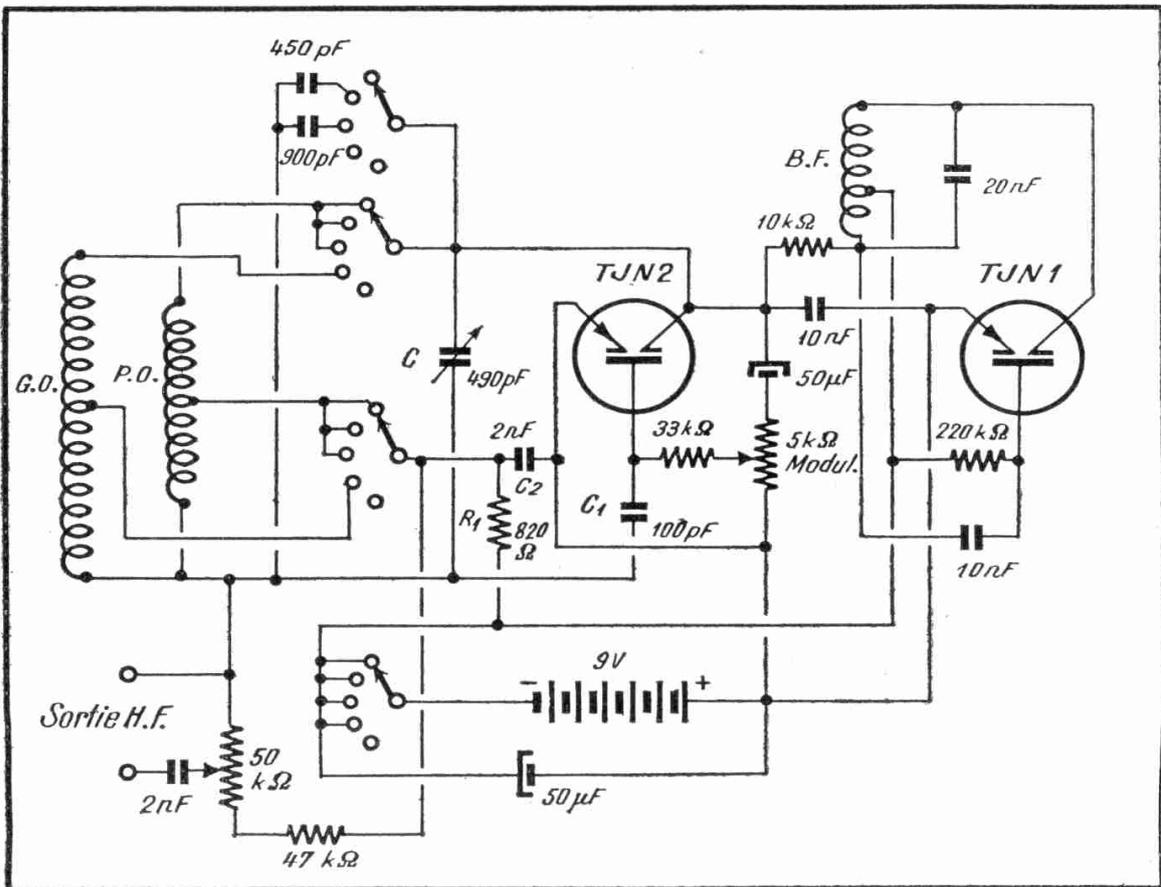
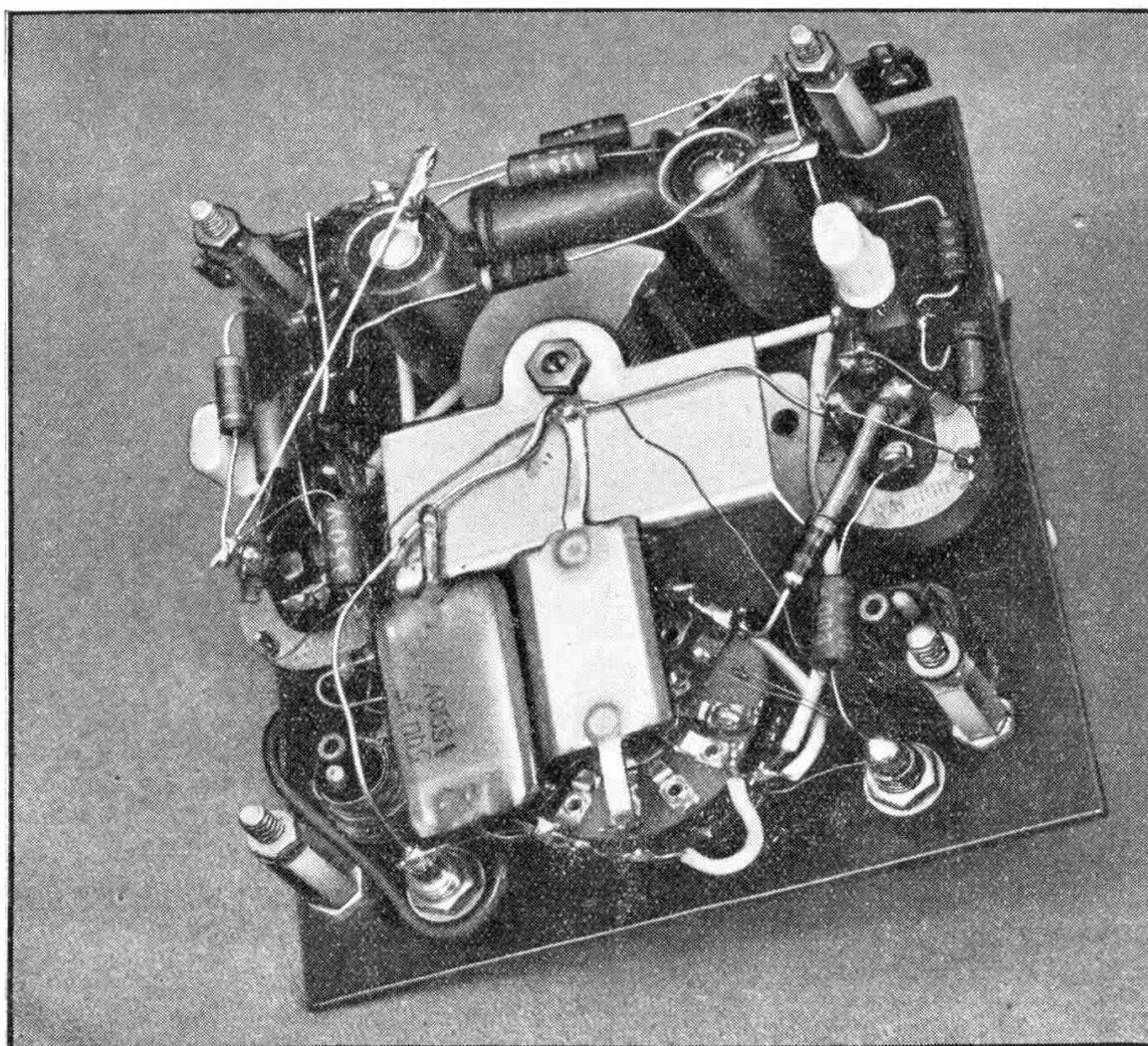


Fig. 21. — Schéma complet de l'hétérodyne modulée à transistors. Les gammes couvertes sont 120 à 400 kHz (G.O.), 320 à 385 kHz (M.F. transistors), 390 à 540 kHz (M.F. tubes) et 520 à 1.650 kHz (P.O.).



Câblage de l'hétérodyne; au premier plan les condensateurs d'appoint pour les gammes M.F.

ces deux gammes M.F., on utilise le bobinage P.O. en connectant des condensateurs fixes de 450 et 900 pF aux bornes du C.V. La commutation est assurée par un contacteur à cinq positions qui coupe également l'alimentation.

Pour éviter des effets de capacité de main, nous avons connecté le rotor du C.V. à la masse de l'appareil. De ce fait, les piles se trouvent à un potentiel H.F.; il faut donc les incorporer dans le blindage. Avec une tension d'alimentation de 4,5 V, notre transistor oscille jusqu'à 1200 kHz seulement; sous 9 V, le décrochage se manifeste vers 1750 kHz. Avec un transistor H.F., on ne constatera pas ces difficultés; de plus, la tension d'oscillation restera constante sur toute la gamme. Cela n'est pas le cas avec notre maquette; l'amplitude du signal diminue dans un rapport de 4 environ entre 1 et 1,5 MHz. Si on veut éviter une surmodulation sur cette partie de la gamme P.O., il convient de n'appliquer qu'un signal B.F. (potentiomètre 5 k Ω) assez faible à la base du TJN 2.

Pour éviter une modulation sur la résistance interne des piles d'alimentation, un condensateur de 50 μF a été connecté aux bornes de ces dernières.

Les bobinages.

Un coefficient de surtension élevé n'est nécessaire que pour le bobinage P.O. Après une série d'essais, nous avons constaté qu'un noyau de Ferroxcube permet une amélioration sensible, à condition que son diamètre soit à peu près égal à la moitié de celui du bobinage.

Pour la gamme P.O., nous avons utilisé un mandrin Lipa de 8 mm sur lequel nous avons enroulé en vrac, sur une longueur de 15 mm environ, 80 spires de fil divisé (2 Obrins de 6/100) ; la prise est effectuée à la trentième spire à compter à partir de l'extrémité connectée à la masse. Dans ce mandrin, nous avons glissé et maintenu par des cales de liège un noyau de Ferroxcube 4 A d'une longueur de 25 mm et d'un diamètre de 4 mm.

Le bobinage G.O. est exécuté de la même manière, sauf qu'il comporte 360 spires en fil 10/100 émail-soie et que la prise est effectuée à 100 spires.

A l'utilisation d'un transistor H.F., il est généralement indiqué de prévoir une résistance de polarisation telle que le courant de collecteur soit de 1 mA environ. De plus, il sera nécessaire d'effectuer la prise de base plus près de l'extrémité émetteur.

Pour le bobinage de l'oscillateur B.F., nous avons assemblé quatre noyaux de Ferroxcube 3 B de mêmes dimensions que précédemment. Aux extrémités du parallélépipède à bords arrondis ainsi formé, nous avons collé deux rondelles isolantes d'un diamètre de 18 mm; et nous avons rempli cette bobine aux trois quarts d'un enroulement en fil 8/100 émaillé, en effectuant une prise au sixième environ du nombre total des spires, à compter à partir de l'extrémité connectée à la base du TJN 1. Avec ce bobinage et un condensateur d'accord de 20 nF, notre générateur B.F. oscille sur 600 Hz environ. Le signal produit n'est pas une sinusoïde parfaite; mais cela est sans importance, du fait que la caractéristique de modulation n'est pas linéaire.

Mise au point.

Seul le transistor de l'oscillateur B.F. possède une résistance de polarisation; sa valeur n'étant pas critique, on peut se dispenser de tout réglage.

Si on utilise un transistor H.F. à la place du TJN 2 de notre schéma, on n'aura pas non plus de difficulté pour obtenir une oscillation correcte sur toutes les gammes, et notamment sur P.O. Avec un transistor ordinaire, un décrochement peut se manifester à partir de 1 MHz. Si on possède plusieurs échantillons à forte amplification de courant, il convient, évidemment, de les essayer tous, car le gain n'est pas le seul critère des propriétés H.F. d'un transistor.

Quelquefois, on peut obtenir une extension de la gamme en modifiant C_1 ; la cellule de découplage R_1-C_2 possède également une certaine influence sur la condition d'entretien, et on peut essayer de modifier ses valeurs. Finalement, on peut réaliser un bobinage comportant des prises à 25, 30 et 35 spires et voir laquelle de ces prises permet le meilleur fonctionnement.

CONTROLEUR ÉLECTRONIQUE

Principe.

Le transistor étant principalement un amplificateur de courant, il vient immédiatement à l'esprit de l'utiliser pour augmenter la sensibilité d'un galvanomètre. Le montage le plus simple serait celui de la figure 22; nous l'avons déjà étudié quand nous avons parlé de la notion de l'amplification de courant.

Toutefois, ce montage n'est guère utilisable en pratique. En effet, on observe toujours un certain potentiel entre émetteur et base. Ce potentiel se trouve appliqué au circuit qu'on désire mesurer; de plus, on obtient une déviation du galvanomètre en court-circuitant les bornes d'entrée de l'amplificateur de mesure.

Il est donc préférable d'utiliser un montage symétrique (fig. 23), qui possède accessoirement l'avantage de supprimer presque entièrement les effets de l'échauffement et de variation de tension d'alimentation.

Si les deux transistors utilisés possèdent les mêmes caractéristiques, leurs bases se trouveront à un même potentiel. On peut donc appliquer le courant à mesurer entre les bornes A et B. Vues de ces bornes, les entrées des deux transis-

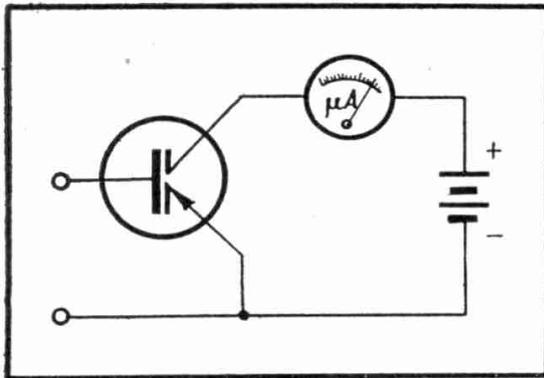


Fig. 22. — En tant qu'amplificateur de courant, le transistor permet d'augmenter la sensibilité d'un galvanomètre.

tors se trouvent branchées en série et en opposition. Le courant mesuré fait donc augmenter la polarisation de l'un d'eux et diminue celle de l'autre. Contrairement aux voltmètres à lampes symétriques, où seulement l'un des deux tubes est actif, les deux transistors amplifient ici le courant à mesurer.

Le galvanomètre est connecté entre les collecteurs des deux transistors qui sont alimentés à travers des résistances de charge de 10 k Ω . La déviation totale

de ce galvanomètre peut être comprise entre 50 et 500 μA ; si elle est inférieure à 200 μA , il peut être avantageux d'augmenter les résistances de charge jusqu'à 20 $\text{k}\Omega$ et la résistance commune de polarisation R_p' à 1,5 $\text{M}\Omega$.

Si l'amplification de courant des deux transistors est parfaitement égale, on peut corriger d'éventuelles différences dans les tensions émetteur-base en agissant sur le potentiomètre « zéro » de 5 $\text{k}\Omega$. On le règle de façon à obtenir, à entrée ouverte ou court-circuitée, la même déviation du galvanomètre. Normalement, cette déviation doit être nulle; si cela n'est pas le cas, les amplifications de courant des deux transistors diffèrent. On peut alors avoir recours au montage de la figure 24, où seulement le circuit de collecteur de la figure 23 est représenté. En agissant et sur le potentiomètre d'équilibre, et sur celui de zéro, on peut obtenir que le galvanomètre reste sur le zéro à entrée ouverte ou fermée. Toutefois, il est conseillé de ne pas utiliser des transistors de gains de courant trop différents, car ils ne pourront avoir les mêmes caractéristiques de température.

Réalisation.

Nous avons monté notre amplificateur de mesure sur une plaquette de bakélite de 40×110 mm. Disposant de deux transistors d'amplification de courant égale, nous n'avons pas besoin du potentiomètre d'équilibre de la figure 24; notre platine de montage comporte donc seulement les potentiomètres de zéro et de sensibilité. Il peut être avantageux que le premier soit accessible sur le panneau de l'appareil comportant le galvanomètre, l'amplificateur et les contacteurs de gammes dont nous parlerons plus loin.

Le potentiomètre de sensibilité sert à ajuster le gain de courant à une valeur ronde. Les pertes introduites par les circuits de polarisation et de charge font que l'amplification de courant obtenue est de l'ordre de grandeur du gain de courant de l'un des transistors utilisés. On a donc avantage à utiliser des transistors à fort gain; en pratique, on arrive facilement à une amplification de courant de 50 ou plus.

Ainsi, on obtiendrait la déviation totale d'un galvanomètre de 100 μA pour un courant d'entrée de 2 μA ou moins. Grâce au potentiomètre de sensibilité, on peut régler cette déviation totale à un chiffre donné.

Mise au point.

Après mise sous tension de l'appareil, on mesure la tension entre les émetteurs et collecteurs des deux transistors sans brancher le galvanomètre. On ajuste la résistance commune de polarisation R_p' de façon que cette tension soit approximativement égale à 3 V. Une différence importante entre les potentiels des deux collecteurs indique une inégalité dans les caractéristiques des deux transistors.

Après branchement du galvanomètre, on règle le potentiomètre de zéro comme nous l'avons indiqué plus haut, et on procède éventuellement à l'installation d'un potentiomètre d'équilibre.

Quand le galvanomètre reste sur son zéro — que les bornes A et B soient

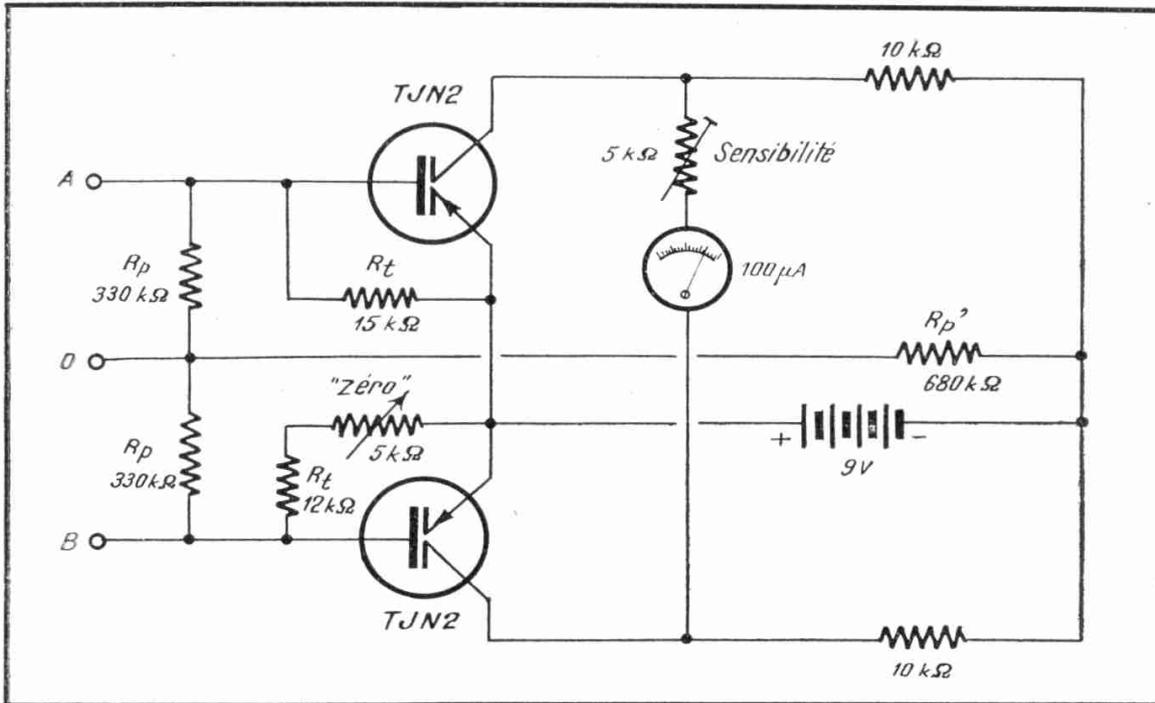


Fig. 23 (ci-dessus). — Dans cet amplificateur symétrique de mesure, les deux transistors sont actifs. Le galvanomètre donne la déviation totale pour un courant d'entrée de $2 \mu\text{A}$ sous une tension de 20 mV , soit une puissance de $0,04 \mu\text{W}$.

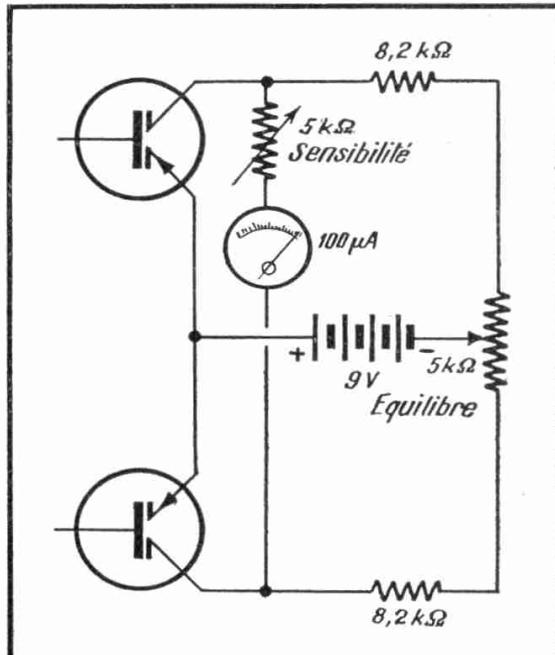


Fig. 24 (ci-contre). — Un potentiomètre d'équilibre peut être nécessaire si les deux transistors utilisés possèdent des caractéristiques différentes.

ouvertes ou court-circuitées — on peut procéder à la mesure du gain de courant. Pour cela, on doit disposer d'une tension continue connue avec une certaine précision et de quelques résistances étalonnées. Supposons qu'on dispose d'une pile dont on a trouvé la tension exactement égale à $4,5 \text{ V}$ et d'une résistance étalonnée de $5 \text{ M}\Omega$. En branchant la pile à travers la résistance aux bornes d'entrée, on obtient, par exemple, une déviation de $50 \mu\text{A}$ sur le galvanomètre, le potentiomètre de sensibilité étant réglé au maximum.

Le courant d'entrée étant $V/R = 0,9 \mu\text{A}$, l'amplification de courant est

de $50/0,9 = 55,5$. Pour arriver à une valeur ronde, on règle le potentiomètre de sensibilité de façon que le galvanomètre accuse une déviation de $45 \mu\text{A}$. L'amplification de courant sera alors égale à 50; et l'appareil donnera sa déviation totale pour un courant d'entrée de $2 \mu\text{A}$.

Vers le contrôleur universel.

L'appareil que nous avons réalisé jusqu'ici n'est donc rien d'autre qu'un galvanomètre extrêmement sensible, pouvant être utilisé dans un contrôleur universel d'une résistance interne de $500 \text{ k}\Omega/\text{V}$. En disposant des résistances en série, on peut mesurer des tensions à partir de 20 mV environ à déviation totale; la mesure de courants supérieurs à $2 \mu\text{A}$ est possible grâce à des résistances connectées en parallèle aux bornes d'entrée de l'appareil. L'adjonction d'un redresseur permet la mesure de tensions et de courants alternatifs; une pile supplémentaire peut transformer l'appareil en ohmmètre; la mesure de capacités est possible quand on dispose d'une source de tension alternative.

La technique du contrôleur universel et électronique est bien connue [2, 3]; comme elle n'a rien de spécifiquement « transistor », nous ne pouvons que l'effleurer ici. Un schéma de principe pour la mesure de tensions et de courants continus est donné dans la figure 25. Le commutateur S_1 met en service les résistances

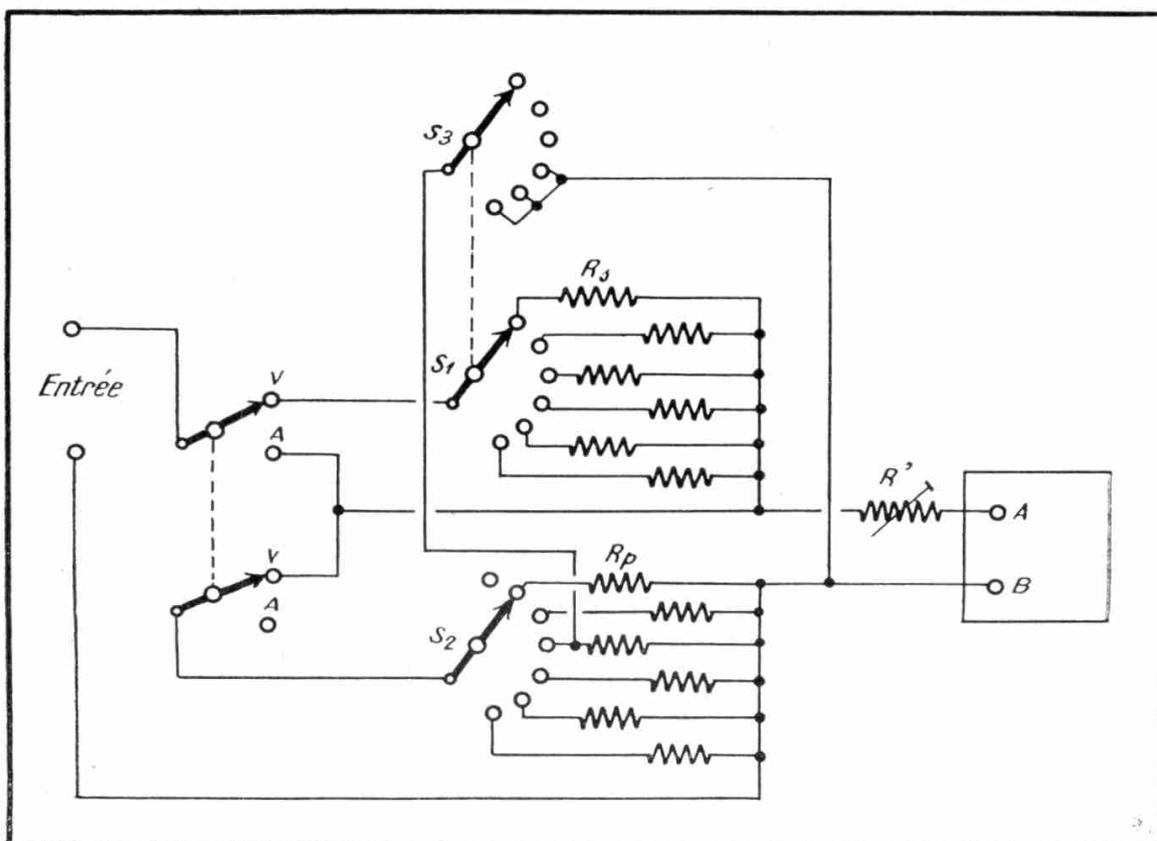
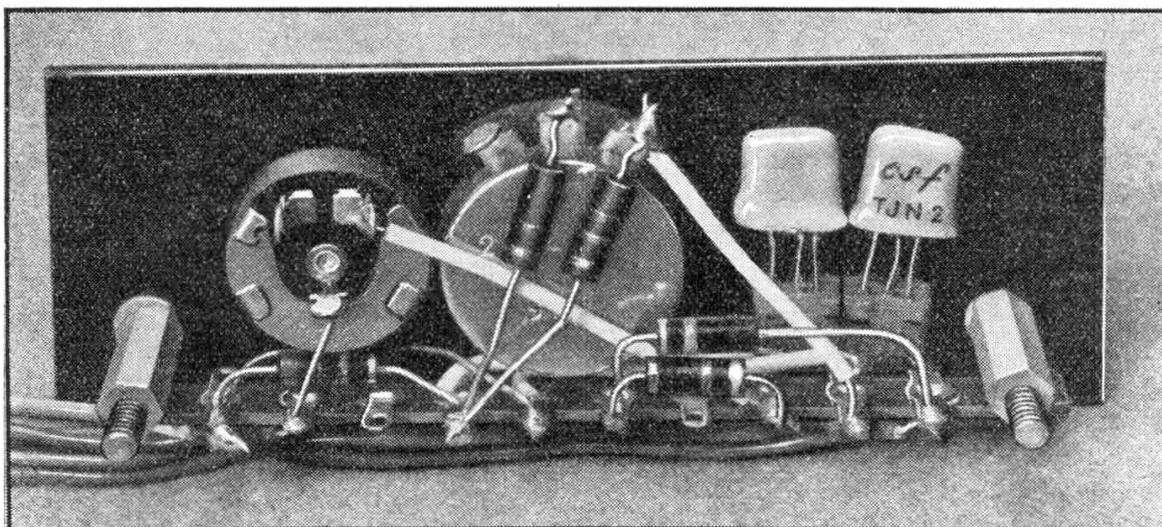


Fig. 25. — Circuits pour la mesure des tensions et intensités.



L'amplificateur de mesure avec ses potentiomètres de zéro et sensibilité.

série pour la mesure des tensions; S_2 commute les résistances parallèle pour la mesure des courants. Avec une déviation totale de $2 \mu\text{A}$, on arriverait à des résistances série de plusieurs dizaines ou centaines de mégohms pour les tensions supérieures à 10 V. Comme les résistances de précision de ces valeurs sont pratiquement introuvables dans le commerce, il est avantageux de prévoir un commutateur S_3 qui diminue la sensibilité à 20 ou 50 μA pour les tensions supérieures à 10 ou 30 V. Cela permet d'utiliser des résistances série de valeurs plus courantes.

Avant de procéder au calcul des diverses résistances série et parallèle, il faut connaître la résistance d'entrée de l'amplificateur de mesure. Sa valeur est de l'ordre de 7 k Ω ; pour obtenir des chiffres ronds, on a avantage à la porter à 10 k Ω . Le procédé de mesure est illustré par la figure 25. On règle le poten-

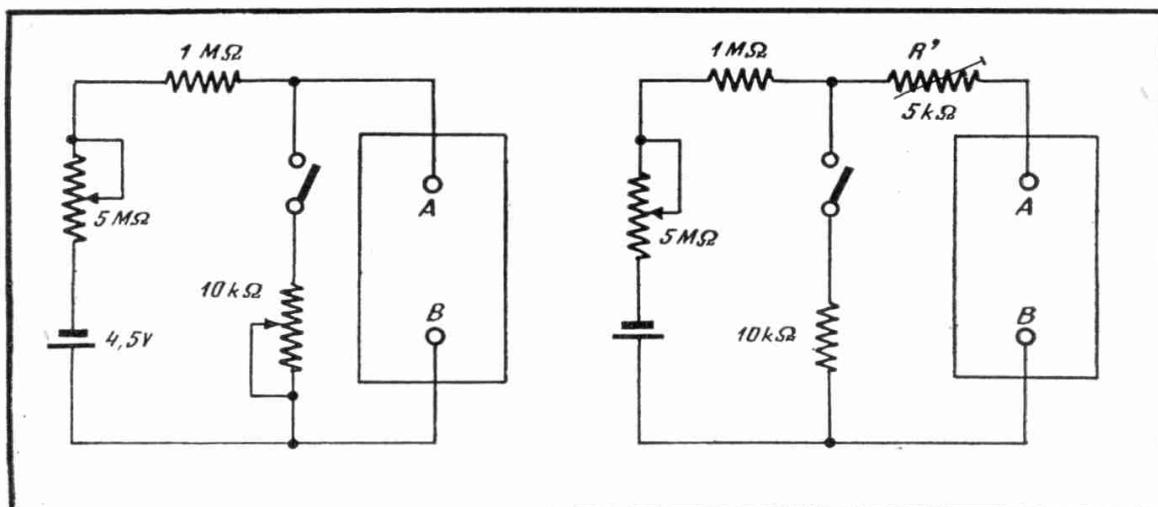


Fig. 26. — Mesure de la résistance d'entrée. On règle le rhéostat de façon que sa résistance soit égale à la résistance d'entrée de l'amplificateur.

Fig. 27. — Pour faciliter le calcul des résistances série et parallèle, il est avantageux d'ajuster la résistance d'entrée à une valeur ronde.

tiomètre de $5 \text{ M}\Omega$ sur la déviation totale du galvanomètre; puis on branche le rhéostat de $10 \text{ k}\Omega$ aux bornes d'entrée; et on règle ce dernier de façon que le galvanomètre dévie exactement à la moitié de son échelle. Ensuite, il suffit de déconnecter ce rhéostat sans le dérégler et de mesurer sa résistance, qui est précisément égale à la résistance d'entrée de l'appareil. La résistance R' (fig. 25) doit être égale à la différence entre la valeur ainsi mesurée et le chiffre de $10 \text{ k}\Omega$.

Il n'est, d'ailleurs, pas nécessaire de connaître la résistance d'entrée de l'amplificateur; il suffit de trouver une valeur convenable pour R' . On peut utiliser, pour cette dernière (fig. 27), un rhéostat de tarage qu'on règle de façon que la déviation du galvanomètre tombe exactement à la moitié quand on branche une résistance étalonnée de $10 \text{ k}\Omega$ à l'endroit indiqué dans notre dessin.

Après avoir ajusté la résistance d'entrée, on peut procéder au calcul des résistances série et parallèle. Les premières sont données par la formule

$$R_s = \frac{V}{I} - R_a$$

où V est la tension pour laquelle on veut que le galvanomètre dévie à fond, I le courant de commande qui est nécessaire pour cela ($2 \mu\text{A}$ dans les exemples précédents), et R_a la résistance d'entrée ($10 \text{ k}\Omega$). Pour des tensions de 1 V et plus, on peut généralement négliger R_a .

Pour le calcul des résistances parallèle, on utilise la formule

$$R_p = \frac{I \cdot R_a}{I_m - I}$$

où I_m est le courant pour lequel on veut que le galvanomètre dévie à fond. Pour des courants de mesure supérieurs à 1 mA , on peut négliger I dans le dénominateur.

Dans notre montage (fig. 25), nous avons prévu un commutateur pour passer de la mesure des intensités à celle des tensions. On peut, évidemment, adopter aussi bien toute autre disposition utilisée couramment dans les contrôleurs universels.

Un voltmètre électronique à transistors ne permet pas des impédances d'entrée aussi élevées qu'un appareil à tubes. Toutefois, sa consommation est suffisamment réduite pour la pratique courante et parfaitement négligeable quand on effectue des mesures sur un appareil à transistors. De plus, l'appareil à transistors permet la mesure de tensions de quelques dizaines de millivolts; cette performance est très difficile à atteindre avec un appareil à tubes qui, en outre, est pratiquement inapte à la mesure des intensités.

BUZZER ÉLECTRONIQUE

Principe.

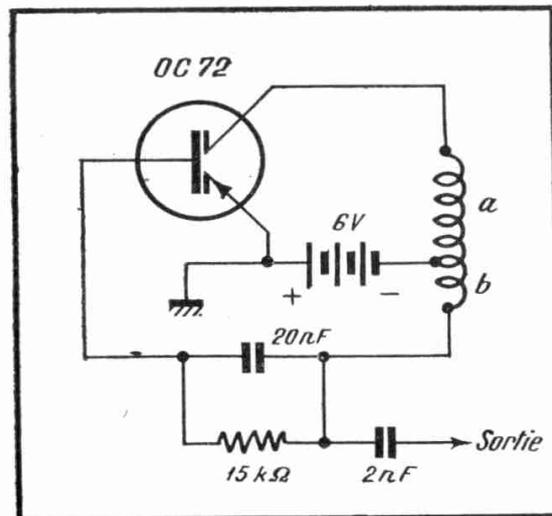
De nos jours, la méthode de dépannage dynamique est de plus en plus pratiquée par les techniciens ayant le souci du rendement de leur travail. La technique du dépannage dynamique ayant été exposée par ailleurs [4, 5], nous nous contenterons ici d'en rappeler le principe.

Pour localiser l'étage qui se trouve en panne, on injecte un signal à l'entrée du récepteur (antenne), et on le prélève à la sortie de chacun de ses étages. On peut, aussi bien, écouter, dans le haut-parleur du récepteur examiné, un signal qu'on injecte à l'entrée d'un des étages de ce dernier. On arrive ainsi à trouver très rapidement le point défectueux.

Si on veut appliquer cette dernière méthode, il faudrait, pour les étages H.F., M.F. et B.F. du récepteur, autant de signaux différents. De plus, on devrait connaître exactement la fréquence sur laquelle est accordé le récepteur et ses étages M.F., condition qui n'est pratiquement jamais remplie en pratique.

Il serait donc beaucoup plus commode de disposer d'un signal qui soit à la fois B.F., M.F. et H.F. modulée et qui couvre, tel un parasite, les gammes P.O. et G.O. entièrement. Il est parfaitement possible d'obtenir ces caractéris-

Fig. 28. — Schéma du buzzer électronique; l'appareil consomme 25 μ A environ.



tiques en utilisant un signal B.F. très distordu et à montées très rapides, tel que la tension rectangulaire produite par un multivibrateur [5].

Les transistors sont parfaitement utilisables dans un tel circuit, mais puisque deux éléments amplificateurs sont nécessaires, il en faut deux. Nous avons donc cherché une solution plus simple et adopté le générateur bloqué dont le schéma est reproduit dans la figure 28.

Fonctionnement.

Le principe de ce montage ressemble beaucoup à celui de l'oscillateur de l'hétérodyne décrite précédemment. Toutefois, il n'y a pas de condensateur d'accord aux bornes du bobinage. Pour ce dernier, nous avons utilisé un mandrin d'un diamètre de 6 mm et d'une longueur de 25 mm sur lequel nous avons bobiné, en vrac, un enroulement *a* de 2000 spires environ en fil de 8/100;

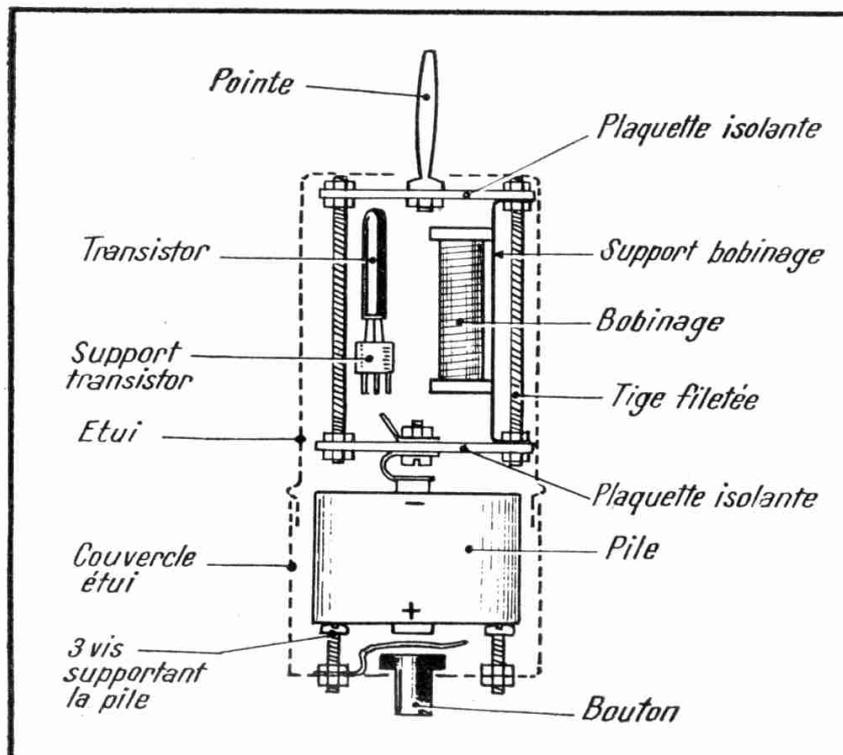
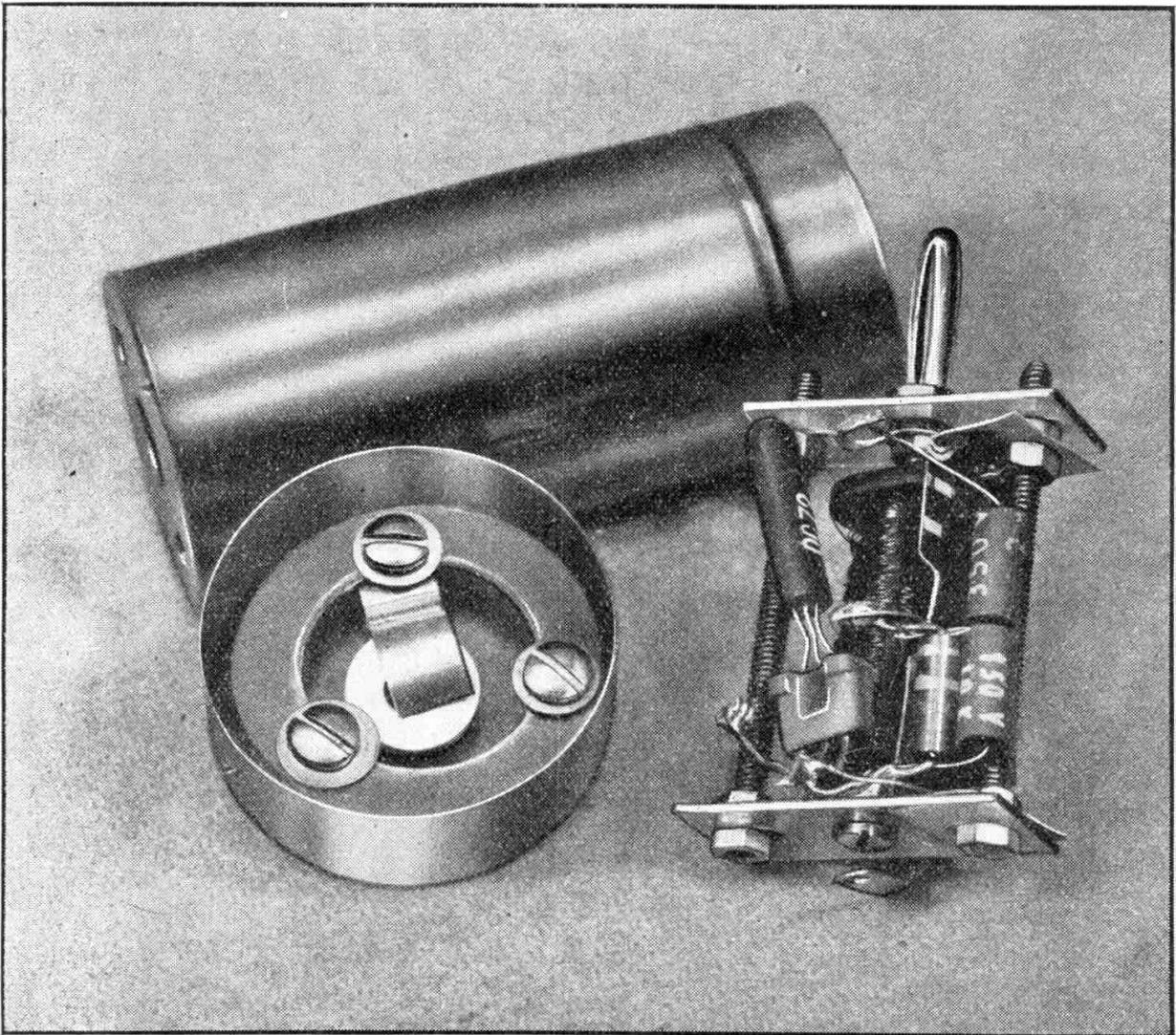


Fig. 29. — Disposition des principales pièces à l'intérieur de l'étui servant de blindage.

l'enroulement *b* comporte 100 à 200 spires en fil 12/100, également bobiné en vrac. Un noyau de Ferroxcube *4a* est placé à l'intérieur du mandrin; la fréquence propre du bobinage se situe ainsi entre 50 et 100 kHz.

Avec une réaction assez forte (grand nombre de spires sur l'enroulement *b*), le transistor oscille sur la fréquence propre du bobinage et produit une sinusoïde à peu près pure. Une réaction trop faible ne donne, évidemment, aucune oscilla-



Le buzzer électronique avec son blindage dont le couvercle comporte le bouton de mise en route.

tion; mais il existe également une plage assez large de réaction moyenne où les oscillations prennent naissance, pour être étouffées aussitôt par la charge qu'accumule le condensateur de 20 nF. Le transistor reste ainsi bloqué pendant un moment; puis, la charge du condensateur s'écoulant à travers la résistance interne émetteur-base du transistor, un nouveau cycle identique au premier commence. Avec une fréquence de relaxation comprise entre 1000 et 3000 Hz — donc parfaitement audible — l'oscillateur produit tout un spectre d'oscillations couvrant largement les gammes P.O., M.F. et G.O.

Mise au point.

On peut utiliser, dans notre montage, à peu près n'importe quel type de transistor à faible amplification de courant. La résistance de polarisation est peu

critique; la seule mise au point à faire consiste dans le réglage du degré de réaction.

Pendant cette opération, il est avantageux de connecter un milliampèremètre entre le positif de la pile et l'émetteur. Pour éviter toute perturbation, on doit shunter cet appareil de mesure par un condensateur de 0,1 μF environ. Si le transistor produit une onde entretenue (réaction trop forte), le courant d'émetteur est moyen (quelques milliampères). En l'absence d'oscillations (réaction trop faible), ce courant est relativement fort (de l'ordre de 10 mA). Sur la plage du fonctionnement correct, le courant d'émetteur devient extrêmement faible (quelques dizaines de microampères). Accessoirement, on peut observer la forme des oscillations produites sur l'écran d'un oscilloscope.

Le moyen le plus direct de régler la réaction consiste à débobiner ou à ajouter quelques spires sur l'enroulement *b*. On peut également diminuer la réaction en amortissant le bobinage par une résistance de 3 à 50 k Ω connectée aux bornes de ce dernier.

Réalisation.

Nous avons monté notre buzzer électronique dans un étui de savon à barbe en laiton chromé; le dessin de la figure 29 montre la disposition des principales pièces. L'alimentation se fait par une pile de 6 V d'un modèle spécial pour appareils à transistors.

L'appareil est mis en service par un bouton-poussoir qui met en contact une lame flexible fixée sur le boîtier avec le pôle positif de la pile. Deux tiges filetées relient deux plaquettes isolantes; le bâti ainsi formé supporte le bobinage et le transistor, dont l'émetteur est connecté au boîtier. La plaquette supérieure porte une fiche banane qu'on peut éventuellement prolonger par une pointe de touche. Une lame flexible fixée au centre de la plaquette inférieure établit le contact avec le pôle négatif de la pile.

La tension alternative de crête développée sur la pointe est de 15 V environ; souvent, il suffit donc d'approcher cette pointe à quelques centimètres d'une grille de tube pour que le signal soit capté. La masse du boîtier est à relier avec celle du récepteur examiné; pour cette connexion, on peut utiliser un fil souple dont une extrémité est reliée au boîtier; l'autre porte une pince crocodile.

RÉCEPTEUR A RÉACTION P.O.-G.O.

Avant de nous lancer dans la construction d'un superhétérodyne, nous nous sommes exercé sur un montage simple et classique : une détectrice à réaction suivie de deux étages B.F. Les résultats que nous avons obtenus ont été très encourageants; notre récepteur possède à peu près les mêmes qualités qu'un appareil semblable à trois lampes piles et qui consomme une puissance environ quinze fois plus grande.

Bien entendu, le transistor ne change rien aux propriétés générales de la détectrice à réaction; il faut donc s'attendre à une sensibilité moyenne, une sélectivité faible, un réglage délicat et une certaine influence des caractéristiques de l'antenne. Toutefois, nous avons obtenu, avec le chauffage central comme prise de terre et le secteur comme antenne, une réception confortable des stations locales en haut-parleur. Quand on se sera familiarisé avec le réglage quelque peu délicat de la réaction, on arrivera à capter, au casque et avec une antenne de qualité moyenne, à peu près toutes les stations qu'un petit superhétérodyne peut offrir.

Principe.

L'étage d'entrée de notre récepteur est un oscillateur dont on peut régler la réaction pour l'amener juste au « point d'accrochage » où la sensibilité est maximum. Le transistor équipant cet étage fonctionne sans polarisation; il peut donc détecter le signal H.F. entre ses électrodes émetteur et base. Le signal B.F. ainsi obtenu est amplifié par le transistor et devient disponible sur la résistance de charge insérée dans le — T.A.

Le réglage de la réaction doit pouvoir se faire d'une manière aussi « douce » que possible; c'est dire que l'amorçage et la cessation des oscillations doivent se faire sur un même point du réglage et d'une manière progressive, sans craquement. Après quelques essais, nous avons pu obtenir cette performance en variant la réaction par la tension d'alimentation de l'étage (potentiomètre P, fig. 30). Les propriétés H.F. d'un transistor diminuent assez rapidement avec la tension d'alimentation; l'amplification B.F. reste, par contre, sensiblement constante; elle augmente même au premier tiers de la course du potentiomètre — le point d'entretien se situe là — du fait que la résistance de charge devient plus grande.

L'étage détecteur est suivi d'un amplificateur à liaison R-C stabilisé en température. En utilisant un transistor de 50 ou 100 mW dans l'étage final, la réception en « petit haut-parleur » devient possible.

Les bobinages.

Comme dans l'hétérodyne, nous avons utilisé des mandrins *Lipa* pour des bobinages P.O. et G.O. Pour faciliter le câblage, nous avons employé le support de cosses fourni avec ces mandrins. Cela nous a conduit à utiliser un noyau de Ferroxcube moins long (15 mm) et à augmenter le nombre des spires en conséquence.

Les enroulements ont été faits à la main en bobinant légèrement de biais et en tournant très lentement le mandrin. On obtient ainsi un simili-nid d'abeille. Les données de bobinages que nous indiquons ci-dessous se trouvent complétées par le dessin de la figure 31, valable pour les bobines P.O. et G.O.

P.O. : enroulement d'antenne (a) : 45 spires fil 10/100 soie; enroulement de base (b) : 30 spires fil divisé $20 \times 6/100$; enroulement de collecteur (c) : 65 spires fil divisé $20 \times 6/100$;

G.O. : enroulement d'antenne (a') : 150 spires fil 10/100 soie; enroulement de base (b') : 35 spires fil 10/100 soie; enroulement de collecteur (c') : 240 spires fil 10/100 soie.

Les transistors H.F. modernes accusant un courant de saturation très faible, il est généralement nécessaire de prévoir une résistance de polarisation choisie pour un courant de collecteur de l'ordre de 1 mA. Si, dans ces conditions, des phénomènes de blocage ou de super-réaction apparaissent, il faut diminuer le nombre de spires de l'enroulement d'entretien.

Réalisation.

Une plaquette de carton bakélinisé 100×110 mm nous a encore paru commode pour supporter notre ensemble. L'utilisation de condensateurs chimiques miniature nous a permis, cette fois-ci, d'incorporer une petite pile 6 V dans notre appareil. Nos photographies montrent la disposition des pièces; la hauteur de l'appareil est de 35 mm.

Si on veut réaliser l'appareil de façon qu'on puisse le mettre facilement dans une poche de veston, il faut s'arranger pour que les boutons tiennent très peu de place. Nous avons donc coupé, à quelques millimètres seulement, les axes de commande, sur lesquels nous avons soudé des petites plaquettes métalliques supportant des disques en carton bakélinisé. Le boîtier de l'appareil est conçu de façon que ces disques soient accessibles par la tranche. Le disque commandant le C.V. peut recevoir un cadran visible dans une fenêtre pratiquée dans le boîtier. Un étalonnage en stations n'est guère utile, puisque les caractéristiques de l'antenne influent assez sensiblement sur l'accord.

Nous étions arrivé à faire osciller un transistor B.F. dans notre hétérodyne; mais, dans le récepteur, l'amortissement causé par l'antenne nous a obligé à utiliser un transistor H.F. Accessoirement, on obtient ainsi une sensibilité à peu près constante sur toute la gamme P.O.

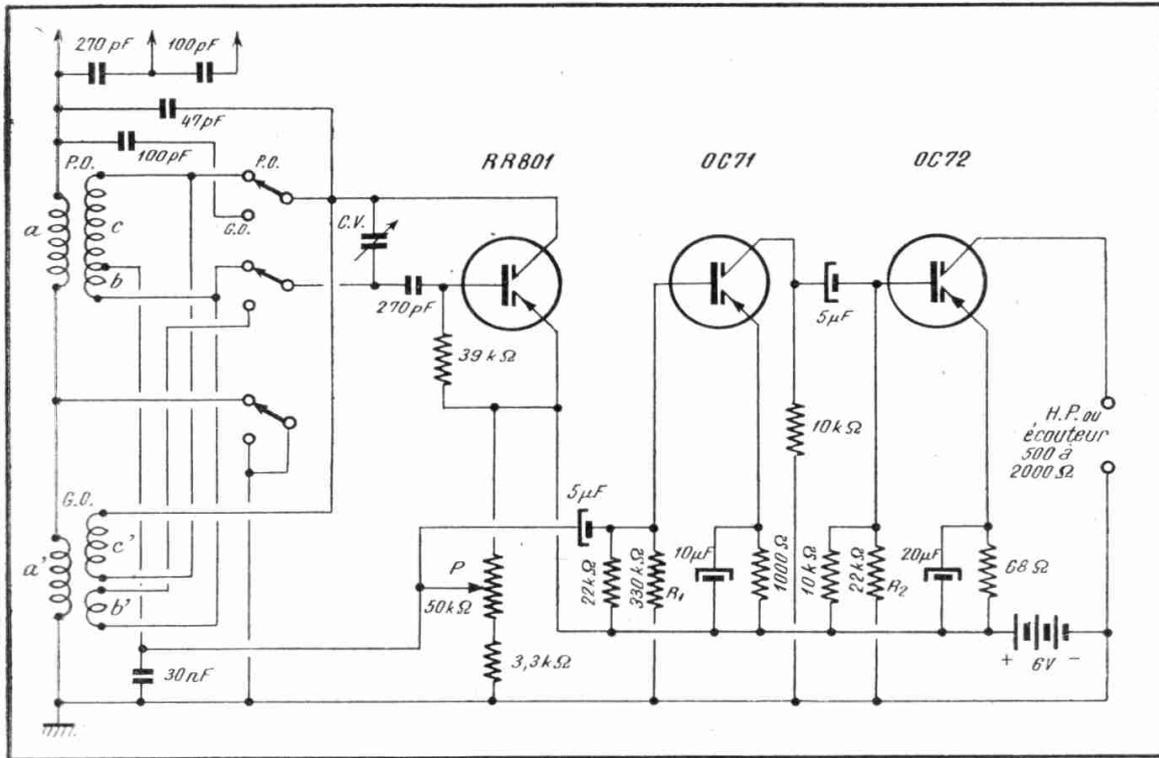


Fig. 30. — Schéma complet du récepteur à réaction.

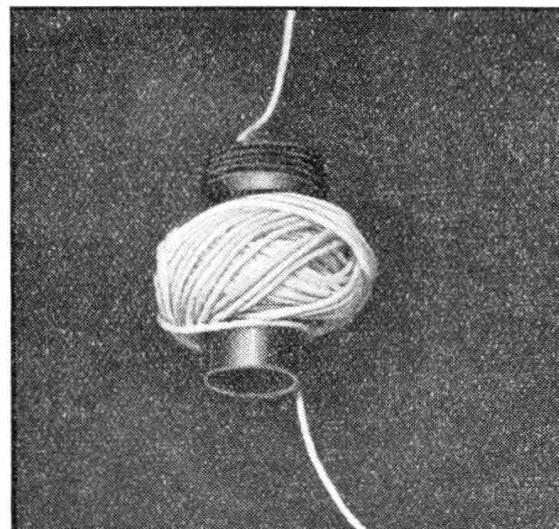
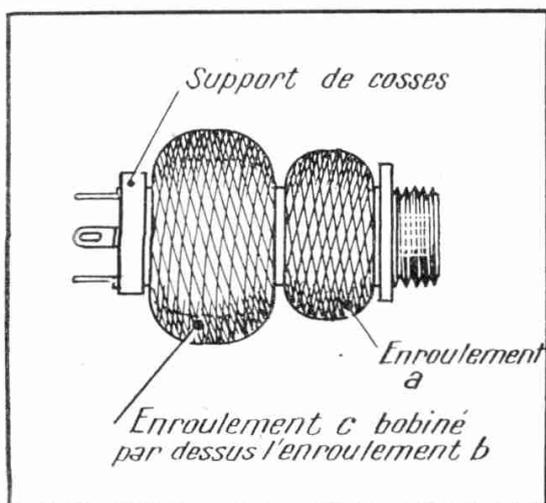


Fig. 31. — Réalisation des bobinages. La photo à droite montre un enroulement en simili-nid-d'abeille réalisé à la main.

Pour les autres transistors, les modèles ordinaires sont parfaitement suffisants; il est avantageux, toutefois, de choisir des échantillons présentant une amplification de courant élevée. Si on désire une puissance de sortie plus grande, on peut faire suivre le récepteur par l'un des étages de puissance que nous décrivons plus loin.

Mise au point.

Comme dans tout récepteur, nous commençons la mise au point par l'étage final. Le réglage de la polarisation du dernier transistor dépend du haut-parleur ou de l'écouteur qu'on désire utiliser. Du point de vue puissance, l'impédance optimum est de 500Ω . Toutefois, avec une impédance de sortie plus forte (jusqu'à 2000Ω), on obtient un gain plus élevé, mais la distorsion devient sensible pour une puissance plus faible que précédemment.

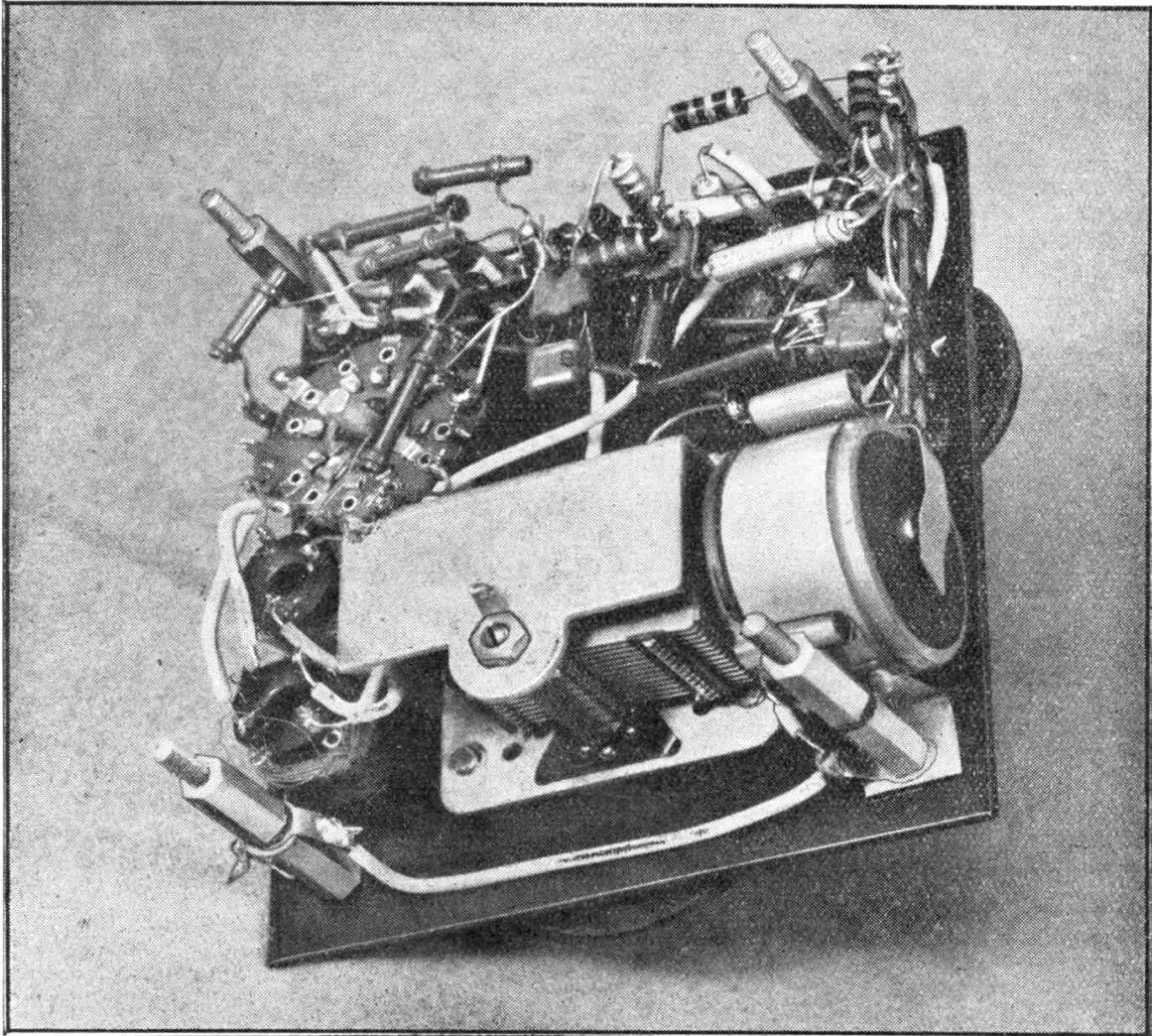
On règle la résistance de polarisation R_2 pour obtenir un courant de collecteur de 7 à 10 mA dans le cas où on utilise un haut-parleur. Toutefois, il faut s'assurer auparavant que la résistance ohmique du primaire du transformateur de sortie ne dépasse pas 300Ω . Dans le cas contraire, le réglage doit se faire de façon qu'on obtienne une tension de 3 V environ entre collecteur et émetteur.

Quand on utilise un écouteur, un courant de collecteur de 5 mA est largement suffisant; il peut être utilisé à condition que la résistance ohmique de la charge ne dépasse pas 600Ω . Pour des écouteurs à résistance plus grande, on doit procéder comme précédemment. Bien entendu, on aura toujours avantage à choisir une charge à résistance ohmique aussi faible que possible, car cette dernière introduit une perte de puissance sensible.

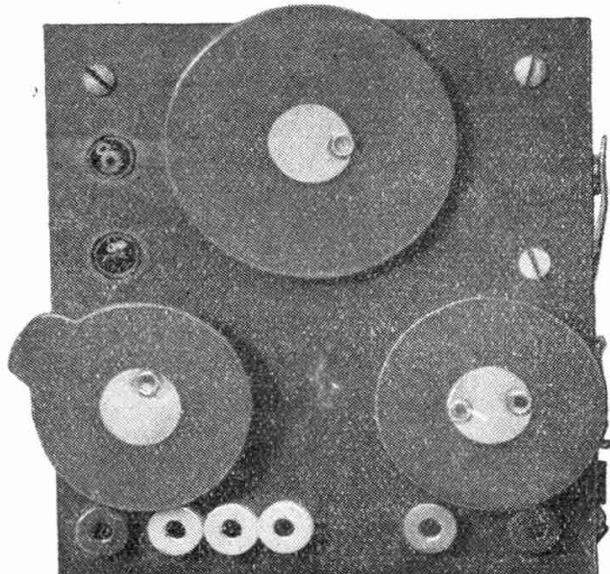
Le réglage de l'étage de préamplification est plus simple; il suffit d'ajuster R_1 pour qu'on obtienne une différence de potentiel de 2 V entre émetteur et collecteur du transistor correspondant.

Aucun réglage de polarisation n'est à effectuer dans l'étage détecteur. Il suffit de vérifier qu'on obtient une réaction sur toute l'étendue des deux gammes. En augmentant ou en diminuant le nombre de spires des enroulements b et b' , on peut, si cela est nécessaire, renforcer ou affaiblir la réaction.

La détectrice à réaction par lampe est réputée pour causer des perturbations dans les récepteurs voisins, quand l'utilisateur se sert de la réaction. Ceci n'est guère à craindre avec notre appareil à transistors, la puissance mise en jeu dans le premier étage étant au moins mille fois plus faible.



Sur la photo de câblage, en haut, on reconnaît les bobinages à gauche et la pile à droite. Ci-contre, le récepteur vu par devant, avec ses boutons accessibles par la tranche.



APPAREIL DE SURDITÉ STABILISÉ EN TEMPÉRATURE ET EN AMPLITUDE

La surdité.

Il ne nous appartient certainement pas de traiter de la pathologie de la surdité dans un livre sur les transistors, et nos connaissances en la matière ne nous autorisent guère à nous étendre sur un tel sujet. Pourtant, les publications qui ont paru et les appareils qui ont été réalisés dans ce domaine montrent bien souvent une absence complète de collaboration entre techniciens et médecins. Nous pensons donc qu'il est absolument nécessaire de montrer, tout au moins, pourquoi un amplificateur de surdité doit se différencier essentiellement d'un amplificateur tout court.

Généralement, la surdité affecte d'une manière très différente les diverses régions de la gamme acoustique. L'oreille de beaucoup de sourds accuse une sensibilité moyenne pour les fréquences autour de 1000 Hz; les fréquences plus basses sont perçues moins bien; et, aux aiguës, la sensibilité diminue très rapidement; au-delà de 4 ou 6 kHz, le patient n'entend souvent plus rien (fig. 32). Les fréquences basses provoquent souvent une sorte de bourdonnement qui couvre et rend inintelligibles les aiguës. Il est donc inutile d'amplifier les graves; la gamme transmise peut commencer à 500 ou à 2000 Hz et s'arrêter à 5000 et 7000 Hz. Bien entendu, il existe des cas spéciaux de surdité qui ne suivent pas cette caractéristique; on peut alors obtenir la courbe de réponse désirée par un des circuits R-C dont la technique est bien connue.

Un autre phénomène, très fréquemment observé, est l'abaissement de la limite de saturation. Certaines personnes perdent progressivement la faculté d'*interpréter* les sons qui parviennent à leur oreille; elles éprouvent néanmoins une sensation de *douleur* en présence d'un bruit trop fort. Il est donc nécessaire que l'appareil de surdité qu'elles utilisent comporte un réglage automatique de dynamique, ne serait-ce que pour éviter une surmodulation et une distorsion en cas d'amplitudes trop fortes.

Finalement, et ceci concerne plus particulièrement le transistor, l'appareil de surdité est appelé à travailler à des températures très variables; on doit donc

prévoir une compensation de l'effet de température. De plus, même pour un sourd, un bruit de fond est gênant; il convient donc de faire travailler l'étage d'entrée de façon que son souffle soit minimum.

Le schéma.

Les particularités que nous venons d'exposer ont été respectées dans le schéma de la figure 33. Il s'agit d'un amplificateur à quatre étages et à liaison R-C. Les condensateurs de liaison étant relativement faibles, la bande passante s'étend de 500 à 8000 Hz. Le premier étage travaille avec une polarisation et un courant de collecteur très faibles; on obtient ainsi un bruit de fond très réduit. Un réglage de gain est prévu dans le circuit de collecteur du second étage. On pourrait aussi

Fig. 32 (ci-contre). — Souvent, la diminution de la sensibilité de l'oreille se manifeste d'abord surtout sur les fréquences aiguës.

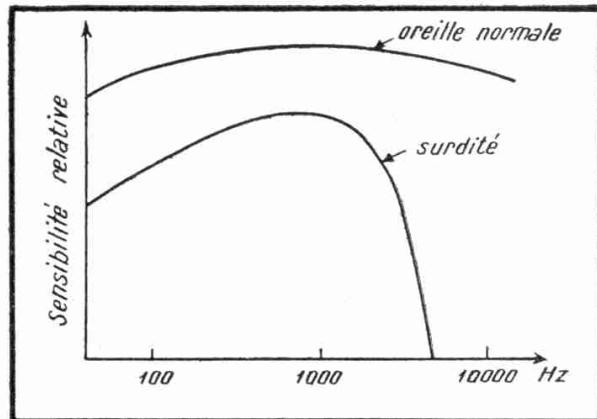
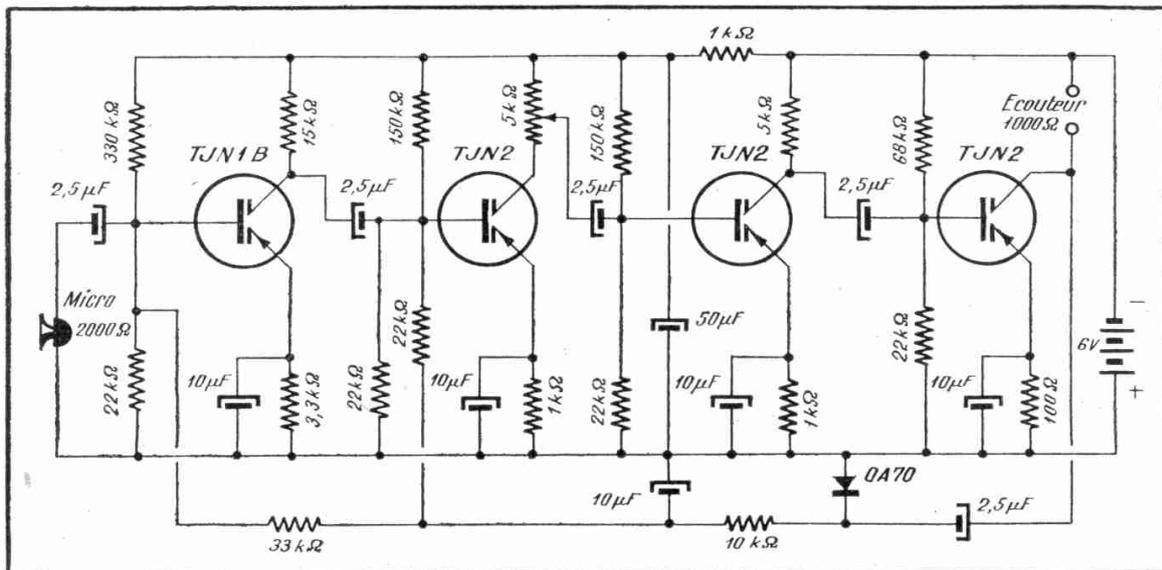


Fig. 33 (ci-dessous). — Schéma complet de l'amplificateur de surdité.



le placer après le troisième étage, mais on risquerait alors une surmodulation de ce dernier aux fortes amplitudes, quand on applique, par le potentiomètre de gain, un signal trop faible à l'étage final pour que la compression de dynamique puisse agir.

Les impédances optima sont de 2000 Ω environ pour l'écouteur aussi bien que pour le microphone. Dans ces conditions, et sans le réglage de dynamique

que nous décrirons plus loin, l'amplification totale est de 95 dB. Cela est extrêmement large; on peut donc se permettre une mauvaise adaptation à l'entrée. Un microphone de quelques centaines d'ohms peut parfaitement être utilisé; accessoirement, on constate une diminution du souffle avec une impédance d'attaque aussi basse. Pour des impédances d'écouteur comprises entre 500 Ω et 4000 Ω , la variation du rendement reste pratiquement imperceptible.

Le circuit dessiné en dessous de la ligne + T.A. (fig. 33) effectue la compression de dynamique. Le signal issu du collecteur de l'étage de sortie est appliqué, à travers un condensateur, à une diode connectée de façon que le signal détecté donne lieu à une composante continue positive par rapport à la ligne + T.A. Cette tension est filtrée par une résistance de 10 k Ω et un condensateur

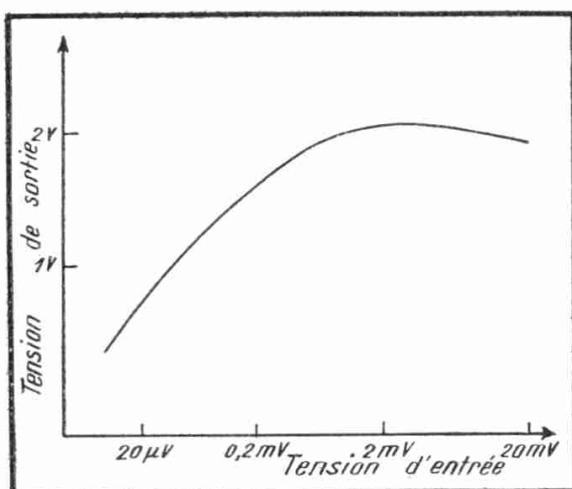


Fig. 34. — Grâce au réglage automatique de dynamique, une augmentation de la tension d'entrée dans un rapport de 1 à 1000 ne provoque qu'une augmentation de la tension de sortie dans un rapport de un à trois.

Les photos sur la page ci-contre montrent la platine de montage de l'amplificateur de surdité vue de ses deux côtés.

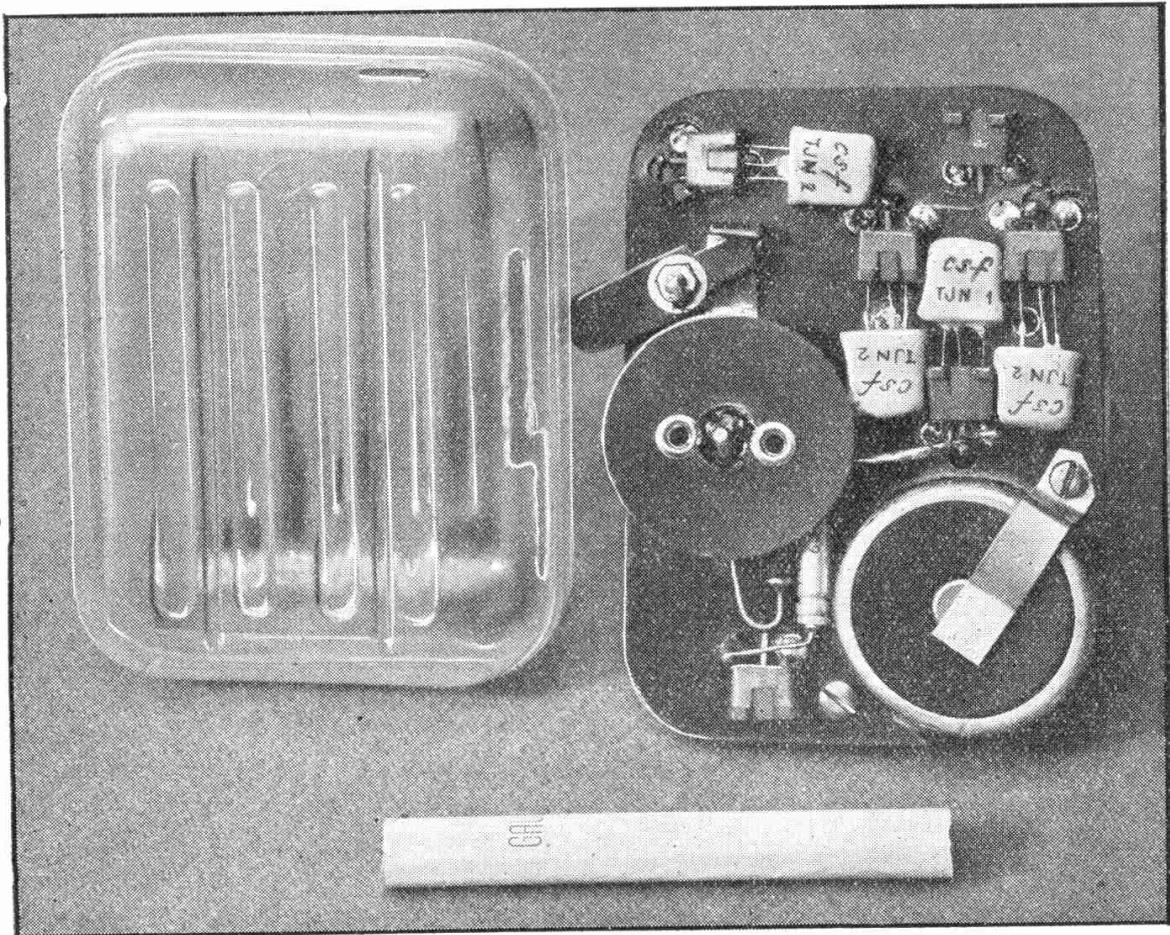
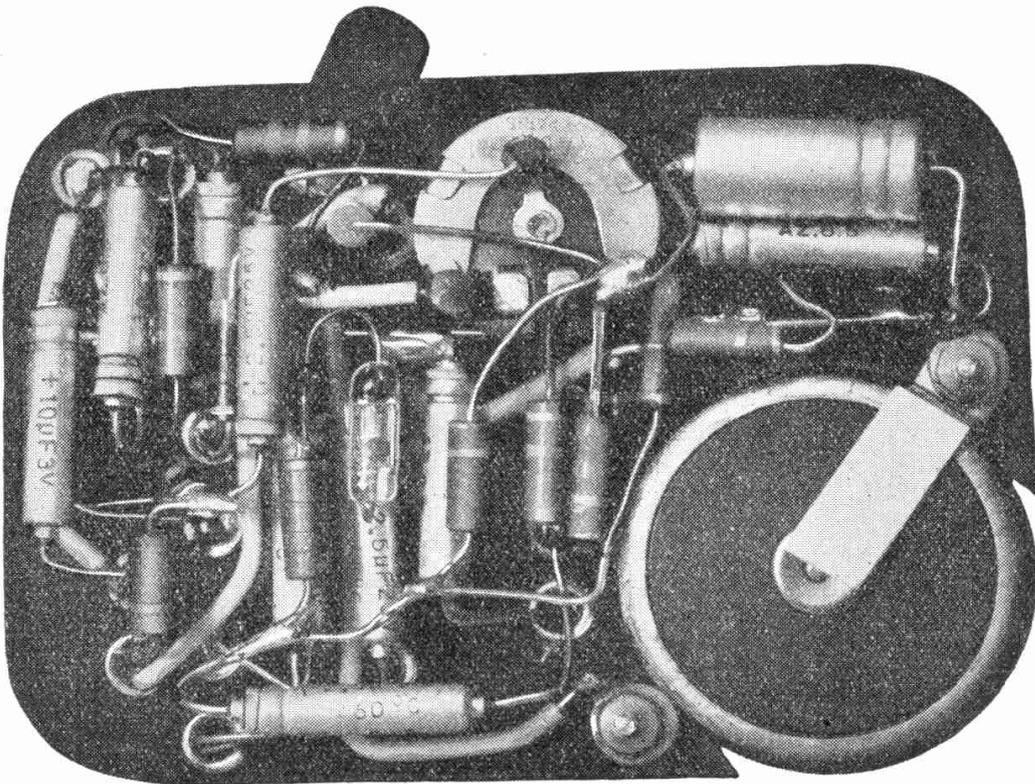
de 10 μ F et appliquée, à travers deux résistances, aux bases du premier et du deuxième transistors. Une augmentation de l'amplitude provoque ainsi une diminution de la polarisation sur ces transistors; et leur amplification se trouve réduite. Avec ce dispositif, une augmentation du niveau d'entrée de 60 dB se traduit par une augmentation inférieure à 5 dB du niveau de sortie, et ceci sans que l'intelligibilité en souffre (fig. 34).

L'alimentation est fournie par une pile de 6 V; la consommation de l'appareil est d'ordre de 5 mA. Pour l'alimentation des deux premiers étages, un circuit de découplage (1 k Ω -50 μ F) est prévu; il évite un accrochage qu'aurait pu causer la résistance interne de la pile quand celle-là augmente avec le vieillissement.

Réalisation.

Nous avons monté notre appareil dans un étui de savonnette en matière plastique. Les dimensions de la platine sont 85 \times 60 mm; la hauteur du bloc est de 30 mm. La place ainsi disponible nous a permis d'utiliser des résistances et un potentiomètre de modèles courants et de monter les transistors sur des supports. Toutefois, nous avons employé des condensateurs chimiques spéciaux pour appareils à transistors, et réalisé nous-même un petit interrupteur.

La platine en bakélite a été percée de trous de 3,5 mm dans lesquels nous



avons posé des œillets faisant office de cosses à souder. La pile est maintenue par deux feuillets élastiques. L'entraînement du potentiomètre de gain se fait par un disque de bakélite œilleté sur une rondelle large et soudé sur l'axe du potentiomètre. Des supports subminiature ont été utilisés pour le branchement des cordons d'entrée et de sortie.

Malgré la compacité du montage et son gain élevé, les accrochages ne sont pratiquement pas à craindre à l'intérieur de l'appareil. Toutefois, ils peuvent se présenter entre les cordons de microphone et d'écouteur quand ceux-ci ne sont pas blindés. Quand on utilise un microphone à impédance élevée, il peut également être avantageux de blinder l'amplificateur entier.

Mise au point.

Au câblage, on a avantage à disposer les résistances de polarisation de façon qu'on puisse les changer facilement. On procède à la mise au point en branchant l'écouteur et en court-circuitant les bornes d'entrée. La résistance de polarisation du premier transistor est à ajuster sur une tension de 1 V entre le collecteur de ce dernier et le — T.A. Pour les deux étages suivants, on règle cette tension à 2 V environ. Un courant de collecteur de 3 mA convient pour l'étage de sortie, à condition que la résistance ohmique de l'écouteur ne dépasse pas 1 k Ω . Dans le cas contraire, on ajuste la polarisation à une différence de potentiel de 3 V environ aux bornes de l'écouteur. Avec un écouteur de faible impédance (500 Ω), on peut aller jusqu'à un courant de collecteur de 5 mA, et on obtient ainsi une puissance plus élevée.

La puissance étant limitée à un niveau maximum par le réglage automatique de dynamique, il peut parfois être nécessaire d'augmenter ce niveau. On y parvient en augmentant à 22 ou 47 k Ω la résistance de 10 k Ω entre la diode et le condensateur de filtrage.

Une adaptation à l'oreille du patient peut devenir nécessaire dans certains cas. Quand ce dernier se plaint d'un « bourdonnement », les graves sont trop fortement amplifiées; et il suffit de diminuer un ou plusieurs condensateurs de liaison. Un excès d'aiguës peut être éliminé en connectant un condensateur de 10 nF ou plus entre collecteur et + T.A. d'un ou plusieurs transistors.

TRANSFORMATEURS A COURANT CONTINU

Principe.

On désigne sous le nom de *transformateurs à courant continu* des dispositifs ne comportant pas de pièces en mouvement et transformant une tension continue donnée en une tension continue plus élevée. Avec des tensions primaires de 100 V et plus, on peut utiliser des tubes électroniques ou à gaz pour une telle conversion; pour des tensions plus faibles, on ne connaissait, avant l'avènement du transistor, que des procédés mécaniques, introduisant des pertes très importantes, soumis à l'usure et bruyants.

Le transistor se contentant de tensions d'alimentation très faibles, on peut s'en servir pour découper une tension de quelques volts en impulsions qu'on peut ensuite transformer, tout comme un courant alternatif. Finalement, on redresse et filtre la tension alternative transformée.

Pour obtenir ce découpage, on fait travailler, le plus souvent, le transistor en oscillateur de relaxation (oscillateur bloqué). On peut également commander un transistor de puissance par un oscillateur séparé. Dans les deux cas, on couple un enroulement à grand nombre de spires avec l'enroulement de collecteur du transistor découpeur, et on redresse la tension alternative obtenue aux bornes de cet enroulement.

Alimentations pour récepteurs portatifs.

Le schéma d'un transformateur de courant continu dont la tension de primaire peut être comprise entre 5 et 10 V est représenté dans la figure 35 [6]. La puissance de sortie est de 1 W; le rendement peut atteindre 80 %. Le transformateur portant les enroulements L_1 à L_4 est un pot de Ferroxcube *Radiotechnique* référence 25/17,5-11,50 3 B1. L'utilisation de ce matériau permet un excellent rendement de transformation et une réduction notable de l'encombrement; toutefois, il nécessite le recours à des fréquences relativement élevées (5 à 15 kHz). Avec un transformateur à tôles au silicium, on peut travailler sur des fréquences plus basses, ce qui simplifie quelque peu le problème de l'antiparasitage. Le transistor utilisé est un modèle de puissance admettant une dissipation de 1 W.

Le courant d'alimentation circule dans l'enroulement de collecteur (L_1); l'entretien des oscillations est assuré par la bobine de réaction L_2 . L'enroulement H.T. (L_3 - L_4) possède une prise médiane et alimente les deux diodes de

redressement montées en doubleuses de tension. L'appareil étant conçu pour une tension secondaire de 100 V, cette disposition permet l'utilisation de diodes au germanium. On remarque que la tension secondaire est entièrement appliquée à l'une des diodes, tandis que l'autre n'en reçoit que la moitié par la prise médiane. Le signal produit par le transistor étant rectangulaire et asymétrique, on obtient, toutefois, des tensions égales aux bornes des condensateurs C_1 et C_2 .

On peut facilement calculer les nombres de tours des enroulements en partant des données suivantes :

L_1 : 4 spires par volt de tension primaire continue, fil 4/10;

L_2 : 25 spires environ, fil 3/10; on s'adapte à la tension primaire en prenant $R = 50 \Omega$ environ par volt;

$L_3 + L_4$: 3 spires environ par volt de tension secondaire, prise médiane, fil 1/10.

Rendement et puissance secondaire sont d'autant plus grands que la tension primaire est plus élevée. Pour des tensions comprises entre 10 et 15 V, on peut éviter le claquage du transistor en connectant à demeure une ampoule au néon

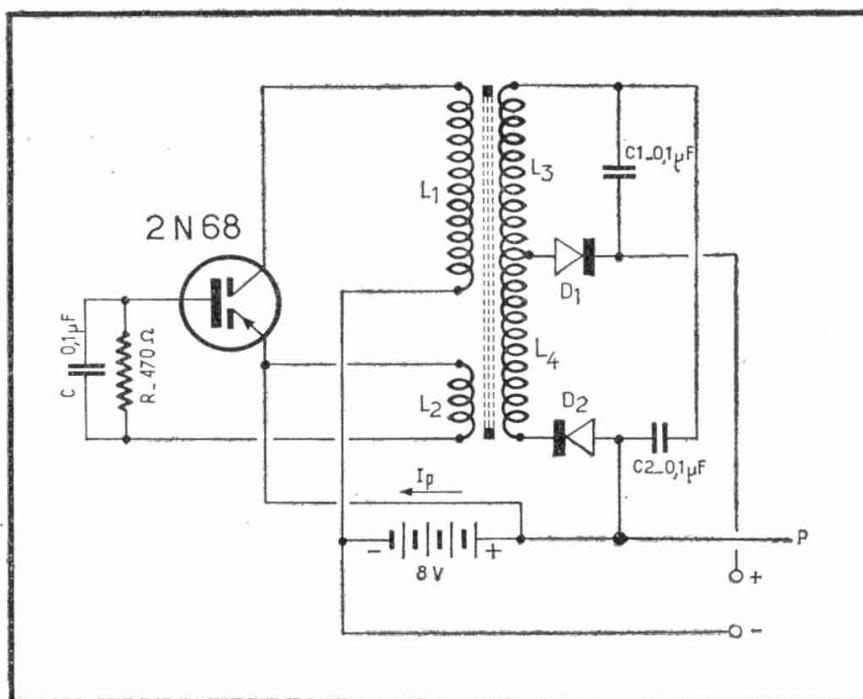


Fig. 35. — Transformateur de courant continu d'une puissance de sortie de 1 W.

sur la sortie; la tension secondaire se trouve ainsi stabilisée. Pour des tensions inférieures à 5 V, le rendement devient mauvais. Toutefois, on obtient encore des oscillations avec une tension d'alimentation de 1 V.

En cas de surcharge, les oscillations du transistor cessent, et son courant de collecteur tombe à quelques milliampères. Les oscillations ne repartent que quand on déconnecte la charge. Si cette dernière est constituée par un condensa-

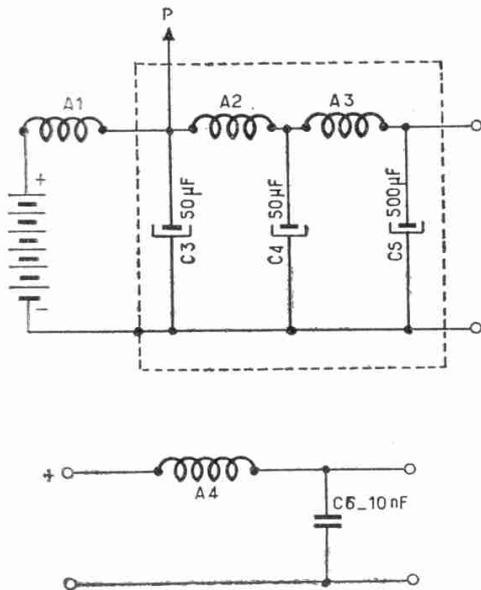


Fig. 36. — Circuits d'antiparasitage d'entrée et de sortie pour le transformateur de courant continu de la figure 35.

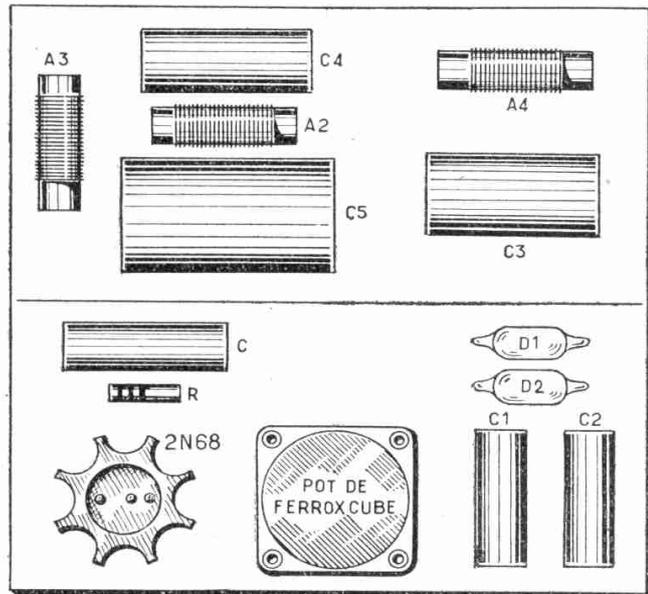


Fig. 37. — Disposition des pièces du montage représenté dans la figure 35.

teur de plusieurs microfarads, tout démarrage direct devient impossible, car, pendant qu'il se charge, ce condensateur constitue un court-circuit. Il faut alors opérer le démarrage en connectant provisoirement une résistance de 10 k Ω environ en série avec la charge; on court-circuite cette résistance au bout de quelques secondes, quand le condensateur a atteint une tension suffisamment élevée. Une telle disposition est nécessaire quand l'appareil à alimenter est un récepteur comportant de forts condensateurs de découplage.

Le signal découpé par le transistor est très riche en harmoniques; celles-ci sont encore perceptibles dans la gamme des petites ondes. Pour éviter toute perturbation de la réception, il faut utiliser un double blindage. Le pot de Ferrocube est logé dans un boîtier de laiton soudé; le dispositif d'alimentation tout entier, avec ses circuits de filtrage, est également blindé par un boîtier en laiton solidement soudé ou vissé.

Les perturbations peuvent également se propager sur les connexions d'entrée et de sortie; elles sont particulièrement dangereuses quand on utilise, dans un récepteur, une même pile pour l'alimentation des filaments et pour le transformateur de courant continu. On peut les éviter par la cellule de filtrage de la figure 36, où les bobines d'arrêt A_2 et A_3 sont placées à l'intérieur du boîtier de blindage, A_1 à l'extérieur. Le schéma d'un circuit de filtrage à intercaler sur la sortie H.T. est également indiqué dans la figure 36. Toutes les bobines d'arrêt sont réalisées sur des noyaux de Ferrocube 3 B 1 4 \times 25 mm. Les enroulements de A_1 et A_2 comportent 100 spires en fil de 4/10, A_3 50 spires en fil 5/10, et A_4 1000 spires en fil de 1/10. Le boîtier (fig. 37) comporte un blindage entre les parties conversion et filtrage.

A une époque où les transistors H.F. n'étaient pas encore couramment dispo-

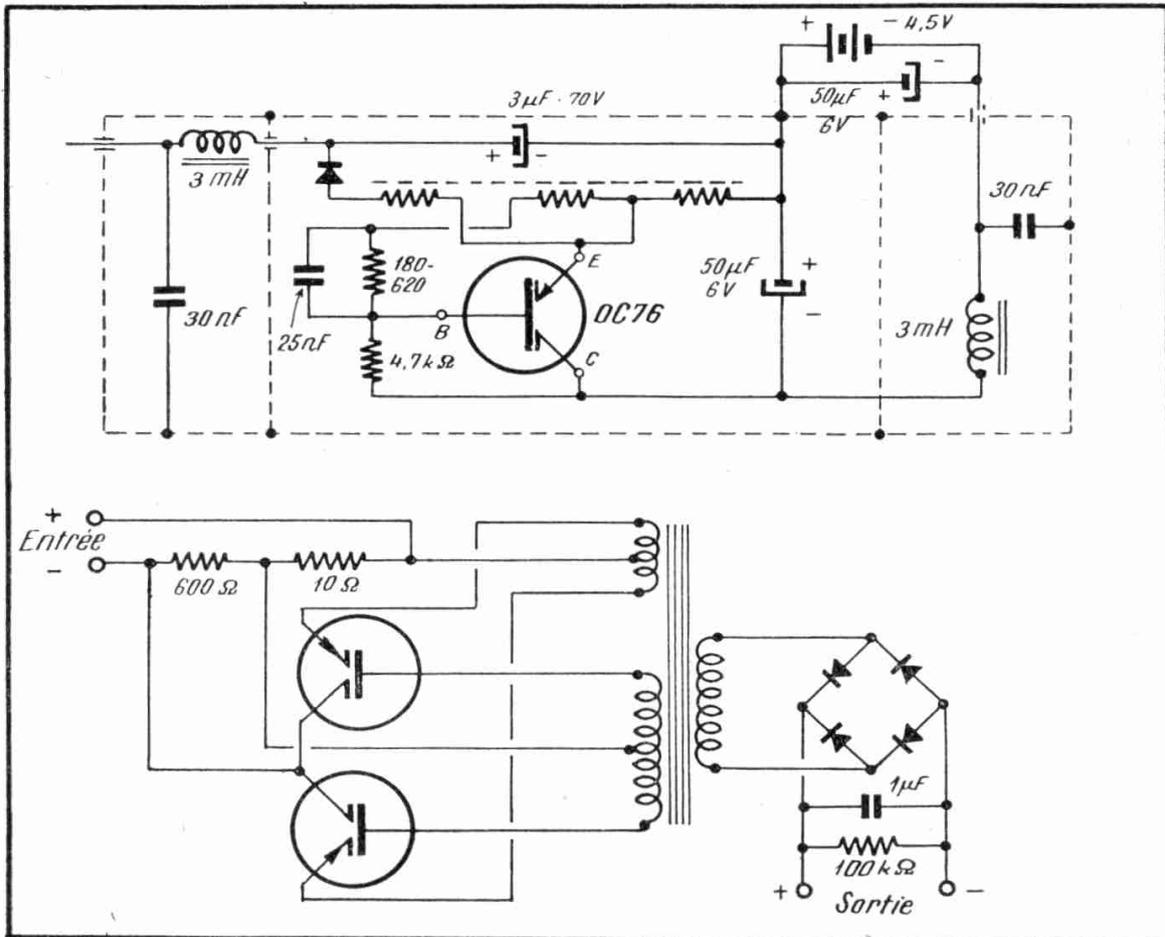


Fig. 38 (en haut). — Transformateur à courant continu pour l'alimentation des étages conversion et M.F. d'un récepteur à lampes.

Fig. 39 (en bas). — L'utilisation de transistors de puissance dans un montage symétrique permet de convertir des puissances dépassant 10 W.

nibles, on a construit des récepteurs comportant deux tubes pour le changement de fréquence ainsi que l'amplification M.F., et des transistors dans les étages B.F. Dans ce cas, un transformateur délivrant un courant continu de 3 mA sous une tension de 45 V est suffisant; on peut le réaliser avec un transistor de 50 ou 100 mW. Un schéma est donné dans la figure 38 [7]. Ici encore, l'appareil est monté dans un boîtier de blindage à trois compartiments, dont deux reçoivent les circuits de filtrage H.F. Dans ce montage, on n'opère qu'une détection monophasée; ainsi, on n'observe pas de difficultés de démarrage.

On peut obtenir des puissances plus grandes en utilisant deux transistors de puissance dans un montage symétrique (fig. 39). Comme ces transistors travaillent par tout ou rien, ils ne dissipent qu'une puissance très faible; c'est ainsi qu'on peut parfaitement obtenir une puissance de sortie de 20 W ou plus avec des transistors de 3 ou 4 W.

AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE

Amplificateur symétrique 200 mW.

Le schéma d'un amplificateur d'électrophone s'adaptant à une tête lectrice à cristal est représenté dans la figure 40 [8]. Une puissance de sortie de 200 mW est obtenue, pour une tension d'entrée de 0,35 V; le gain en puissance de l'amplificateur tout entier est 78 dB.

Les deux premiers étages sont compensés en température et alimentés à travers une cellule de filtrage R_{10} - C_4 . La faible tension d'alimentation (4,5 V) oblige à utiliser un transformateur de liaison d'un rapport unité avec prise médiane au secondaire. Par les résistances R_{11} et R_{12} , les transistors de sortie reçoivent une légère polarisation (courant de collecteur 0,5 mA). On évite ainsi la distorsion de commutation qui apparaît, au cours d'une période, quand l'un des transistors cesse de conduire avant que l'autre ne devienne conducteur. Par la résistance R_{13} , on applique une contre-réaction au collecteur du premier étage. La valeur de R_{13} dépend de l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur utilisé, laquelle définit également le rapport du transformateur de sortie. La correspondance entre ces trois valeurs est indiquée dans le tableau suivant.

IMPEDANCE DE BOBINE MOBILE	RAPPORT DE TRANSFORMATION	R_{13} (k Ω)
3 Ω	7,3/1	39
7,5 Ω	4,6/1	56
10 Ω	4 /1	68
15 Ω	3,3/1	82

Amplificateur 800 mW classe A.

Avec une sensibilité à peu près identique, l'amplificateur de la figure 41 [8] produit une puissance modulée de 0,8 W. Le transformateur de liaison possède un rapport de 19/1; la résistance ohmique de son enroulement primaire ne doit

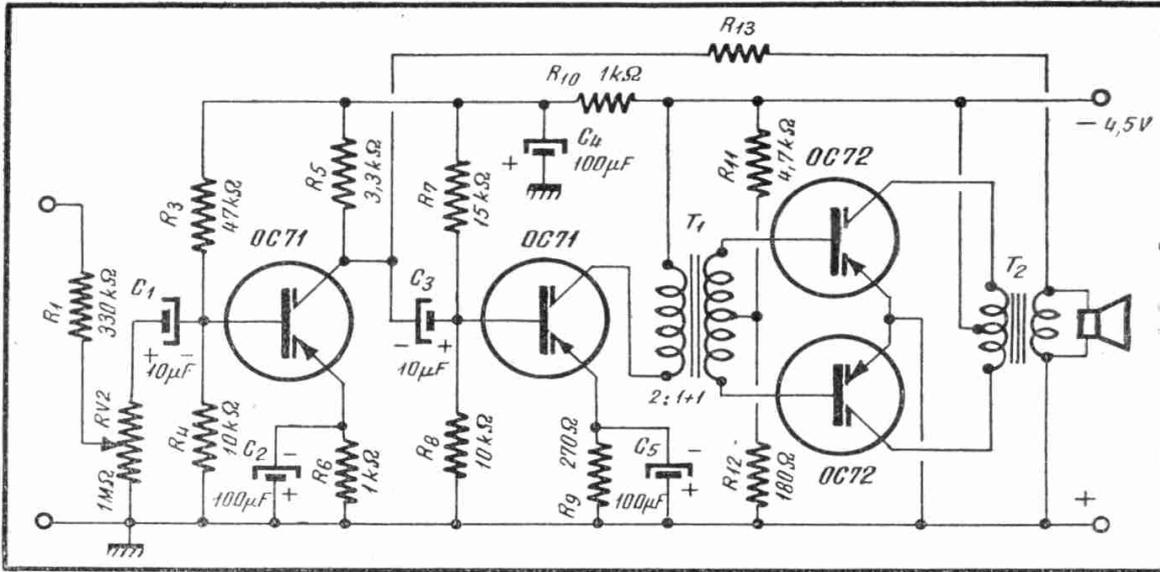


Fig. 40. — Amplificateur phono de 200 mW.

pas dépasser 250 Ω ; celle du secondaire doit être inférieure à 0,65 Ω . Ce transformateur peut posséder un entrefer très réduit car les courants continus de collecteur (primaire) et de polarisation (secondaire) développent des champs magnétiques qui se compensent.

La résistance de charge étant de 20 Ω seulement, on peut connecter directement un haut-parleur dont la bobine mobile possède une impédance correspondante.

Etages de puissance classe B.

Travaillant en classe B, le transistor ne dissipe qu'une partie relativement faible de la puissance totale. Avec une paire de transistors de 2 ou 3 W, on obtient ainsi sans danger des puissances modulées de 5 à 10 W. Un schéma éprouvé est reproduit dans la figure 42 [8]; les rapports du transformateur d'attaque sont indiqués dans le dessin. La bobine mobile, à prise médiane, doit avoir une impédance de 10 Ω .

L'étage final réalisé selon la figure 43 peut recevoir directement un haut-parleur d'une impédance de 5 Ω . Toutefois, il nécessite une tension d'alimentation plus élevée et à prise médiane. Les rapports de transformation sont les mêmes que précédemment. Pour les deux amplificateurs des figures 42 et 43, une puissance d'attaque de 200 à 400 mW est nécessaire.

Amplificateur classe B sans transformateur.

Les transistors se prêtent très bien aux basses impédances de sortie; on peut donc très souvent se passer du transformateur de haut-parleur. Par contre, il est moins facile d'attaquer un transistor classe B en liaison R-C, car à chaque demi-

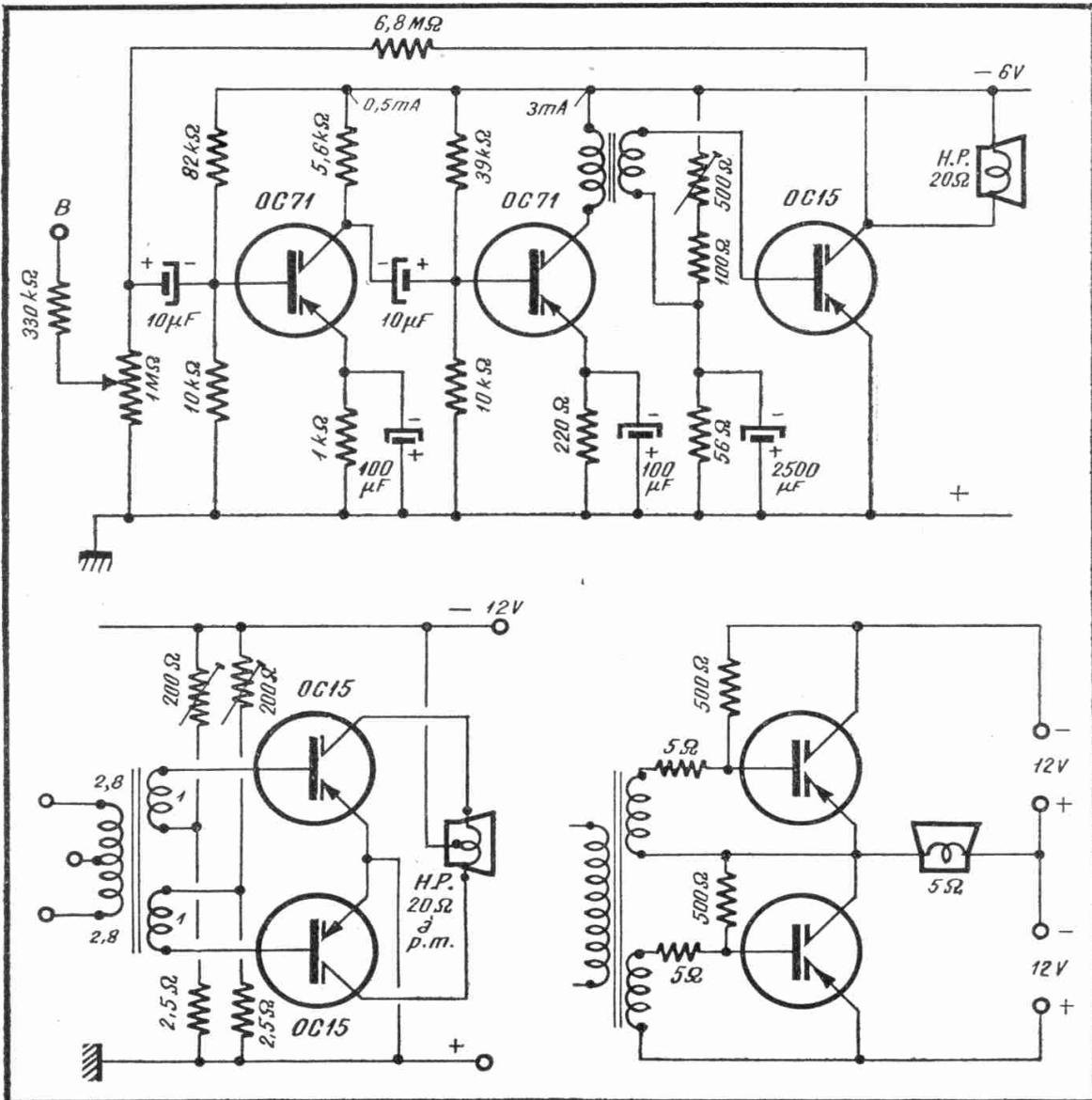


Fig. 41 (en haut). — Amplificateur classe A de 0,8 W.

Fig. 42 (en bas, à gauche). — Etage symétrique 5 à 10 W.

Fig. 43 (en bas, à droite). — Montage symétrique série.

période le condensateur de liaison prend une certaine charge qui finit par bloquer entièrement le passage du signal. Or, on sait qu'il faut éviter autant que possible les transformateurs B.F. si on désire obtenir une amplification à haute fidélité. Cela est possible en connectant, entre base et émetteur, une diode qui devient conductrice pendant les demi-périodes durant lesquelles l'espace base-émetteur est non-conducteur.

Un schéma que nous avons mis au point est reproduit dans la figure 44. L'étage d'entrée est suivi d'un étage déphaseur dont la base est attaquée à travers

une résistance de $33\text{ k}\Omega$ et dont la résistance d'émetteur n'est pas découplée. Ainsi, le gain de cet étage est voisin de l'unité. Sur les collecteurs des deux OC 71 on obtient donc deux signaux d'amplitude égale et en opposition de phase. Ces signaux sont appliqués aux bases de deux transistors OC 72. Un circuit composé d'une diode et de deux résistances de $820\ \Omega$ et de $10\text{ k}\Omega$ est intercalé entre les bases et le + T.A. La résistance de $10\text{ k}\Omega$ sert pour la compensation de température; l'autre et la diode constituent un circuit qui se comporte, aux alternances

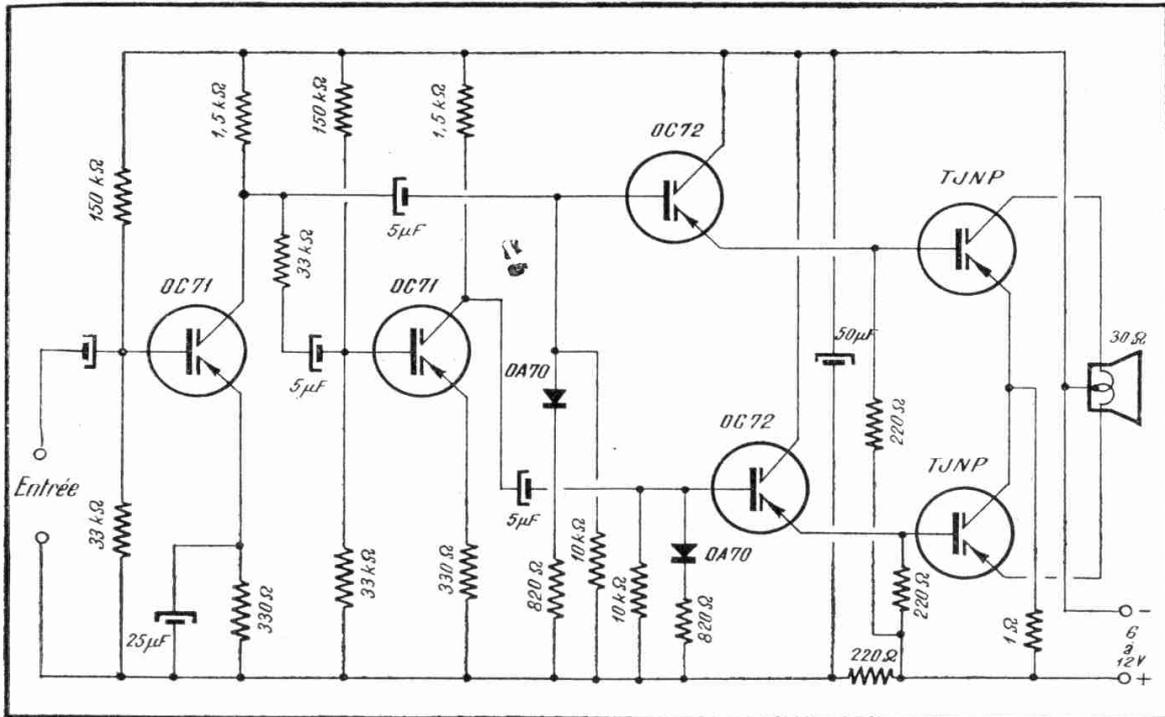


Fig. 44. — Amplificateur classe B sans transformateur.

positives, tout comme l'entrée du transistor se comporte aux alternances négatives. La composante positive redressée par la diode apparaît aux bornes du condensateur de liaison et polarise le transistor, de façon que son courant moyen de collecteur augmente avec l'amplitude du signal.

L'appareil étant destiné à travailler sous des variations de température particulièrement importantes, tous les étages comportent un circuit de stabilisation. Dans l'étage final, ce dernier est constitué par la résistance d'émetteur de $1\ \Omega$ et par les résistances de base de $220\ \Omega$. Pour éviter tout échauffement en fonctionnement, l'impédance de charge a été calculée de façon que la puissance de sortie soit limitée à 1 ou 2 W. La consommation est de l'ordre de 10 mA au repos et peut dépasser 0,5 A en pointe. Malgré les sévères mesures de compensation de température, le rendement reste encore voisin de 50 %. L'amplificateur possède une sensibilité suffisante pour qu'on puisse le connecter directement sur l'étage détecteur d'un récepteur.

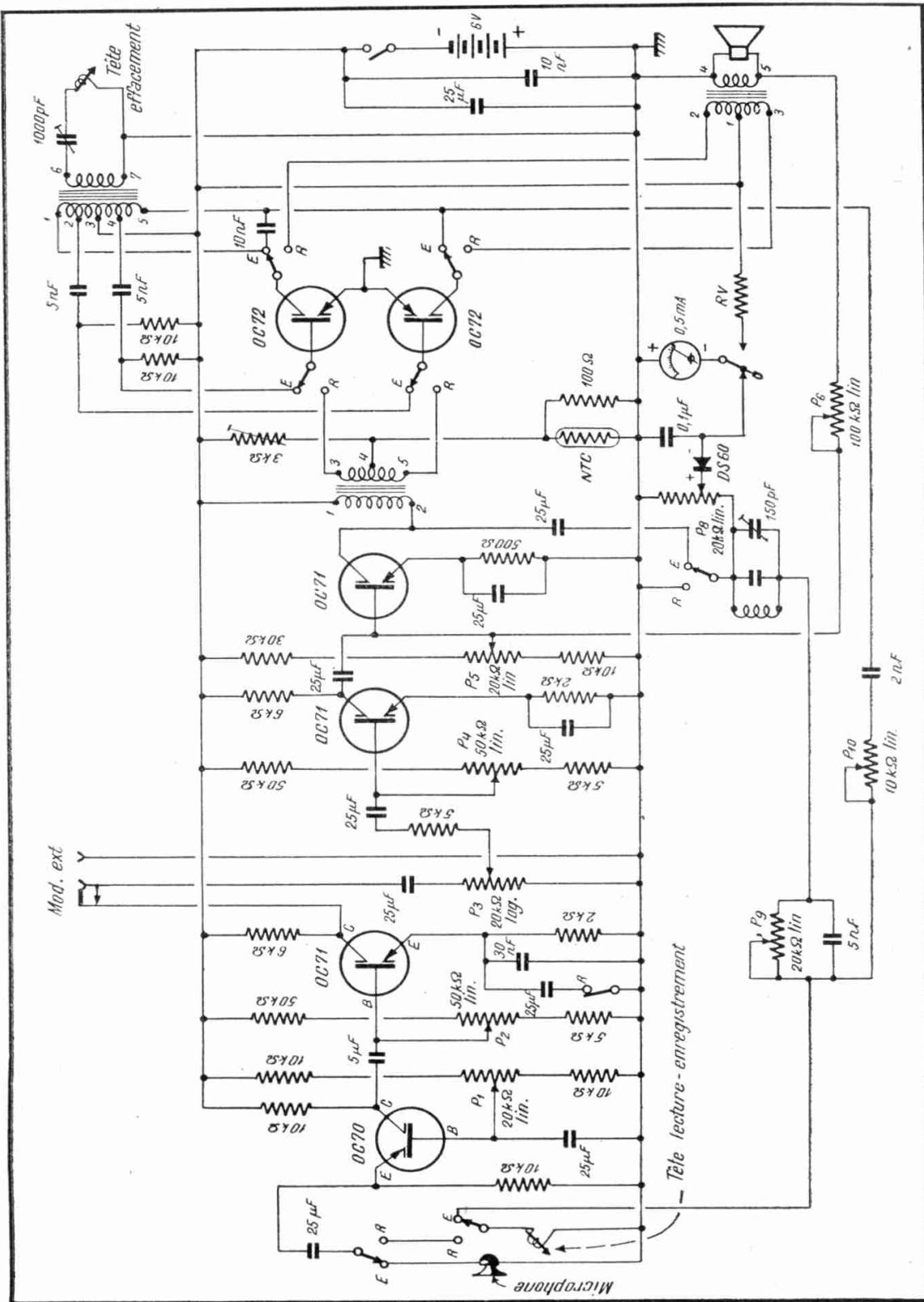


Fig. 45. — Magnétophone à transistors.

Magnétophone.

Les transistors permettent la réalisation de magnétophones portatifs de taille particulièrement réduite, de faible consommation et extrêmement robustes. Un schéma est reproduit dans la figure 45 [9]. L'appareil comporte six transistors; l'étage symétrique attaque le haut-parleur en position « lecture », et sert d'oscillateur H.F. à l'enregistrement.

Suivant la position du commutateur « enregistrement-lecture », l'entrée du premier transistor est connectée au microphone ou à la tête lectrice. L'impédance de ces organes est de 200Ω ; on adapte le premier transistor à cette impédance relativement basse en le faisant travailler en montage B.C. La polarisation de ce transistor est ajustable par P_1 ; de semblables potentiomètres sont disposés dans les autres étages (P_2, P_4, P_5, P_7); tous les étages sont compensés en température, sauf le dernier. A partir du deuxième étage, tous les transistors sont montés en E.C. A la lecture, l'émetteur du second étage n'est découplé que par un condensateur très faible; on obtient ainsi une correction de la courbe de réponse. Une tension extérieure de modulation peut être appliquée à un jack qui coupe les deux premiers étages.

A la reproduction, le quatrième étage attaque le transformateur de liaison vers l'étage final; il a un rapport $3,5/(1 + 1)$. Le primaire de celui-ci sert de bobine d'arrêt à l'enregistrement, où le quatrième étage attaque la tête à travers un circuit-bouchon (accordé sur le signal de polarisation H.F.) et à travers un circuit correcteur. L'impédance du transformateur de sortie est de 300Ω environ de collecteur à collecteur. Grâce à un commutateur, on peut utiliser le galvanomètre de $0,5 \text{ mA}$ soit pour le contrôle de la tension d'alimentation, soit, à l'enregistrement, pour le contrôle de modulation.

La consommation totale de l'appareil est de 100 mA sous une tension de 6 V . La bande passante s'étend de 80 à 8000 Hz ($\pm 3 \text{ dB}$); la distorsion est de 5% à 200 mW . On obtient cette puissance de sortie avec une tension de $0,3 \text{ mV}$ aux bornes du microphone.

Comme transformateur H.F., on peut utiliser un pot de Ferroxcube D 25-16-10 3B1; le primaire comporte 70 spires en fil divisé $20 \times 5/10$ avec prises à 10, 35 et 60 spires; le secondaire possède 15 spires, également en fil divisé. L'oscillateur doit travailler sur 40 kHz environ; on accorde la tête d'effacement par un trimmer de 1000 pF . Le réglage de la correction d'enregistrement est obtenu par P_9 ; le potentiomètre P_{10} permet de régler l'amplitude de la tension H.F. appliquée à la tête d'enregistrement. La contre-réaction peut être modifiée sur P_6 qu'on règle, à la reproduction d'une bande modulée à fond, sur une tension de sortie de 1 V (aux bornes de la bobine mobile du haut-parleur, P_3 étant totalement ouvert). Le circuit-bouchon, dans la connexion appliquant le signal B.F. à la tête d'enregistrement, est à accorder sur un minimum de déviation de l'indicateur de modulation.

RÉCEPTEURS SUPERHÉTÉRODYNES

Récepteur à cinq transistors.

Le schéma d'un récepteur mis au point par la *General Electric Company* [10] est reproduit dans la figure 46. L'appareil comporte cinq transistors, dont un du type *n-p-n*, et reçoit uniquement la gamme P.O.

Un bâtonnet de Ferroxcube sert de collecteur d'ondes; son bobinage et celui de l'oscillateur sont accordés par des condensateurs variables. Le schéma de l'étage de changement de fréquence est dérivé d'un montage qu'on utilise fréquemment dans les récepteurs à modulation de fréquence avec des triodes. Le primaire des transformateurs M.F. est seul accordé; le secondaire ne possède qu'un faible nombre de spires et assure l'adaptation à la faible impédance d'entrée du transistor suivant. Les étages M.F. travaillent sur 455 kHz et en montage E.C. Dans ces conditions, des oscillations spontanées peuvent apparaître, à moins qu'on n'opère un neutrodynage ou un amortissement d'un des circuits. On a préféré ici la dernière solution (résistance de 100 à 500 Ω dans le circuit de base du troisième étage), qui simplifie largement la mise au point sans pouvoir garantir, toutefois, le maximum de sensibilité.

Des solutions très élégantes sont appliquées dans les étages détecteur et final ainsi que pour l'antifading. Un transistor *n-p-n* est utilisé comme détecteur; sa base ne reçoit qu'une polarisation extrêmement faible, et seules les demi-périodes positives donnent lieu à un courant de collecteur. Le courant émetteur moyen est donc proportionnel à l'amplitude du signal reçu. Or, cet émetteur et les étages suivants sont alimentés à travers une résistance de 2700 Ω . La tension d'alimentation de ces étages et leur gain diminuent ainsi avec l'amplitude du signal. Le réglage antifading est particulièrement efficace pour le premier étage M.F. Son émetteur reçoit une polarisation de $-4,5$ V; en cas de signaux très forts, la tension d'alimentation de l'étage peut tomber à une valeur très voisine de $-4,5$ V et le gain diminue très sensiblement. Les courants de signal sont, dans cet étage, encore suffisamment faibles pour qu'aucune distorsion ne soit à craindre.

L'utilisation d'un transistor *n-p-n* en détection permet une liaison directe à l'étage final. La base de ce dernier se trouve donc uniquement polarisée par la composante continue du signal collecteur; c'est-à-dire qu'elle augmente avec l'am-

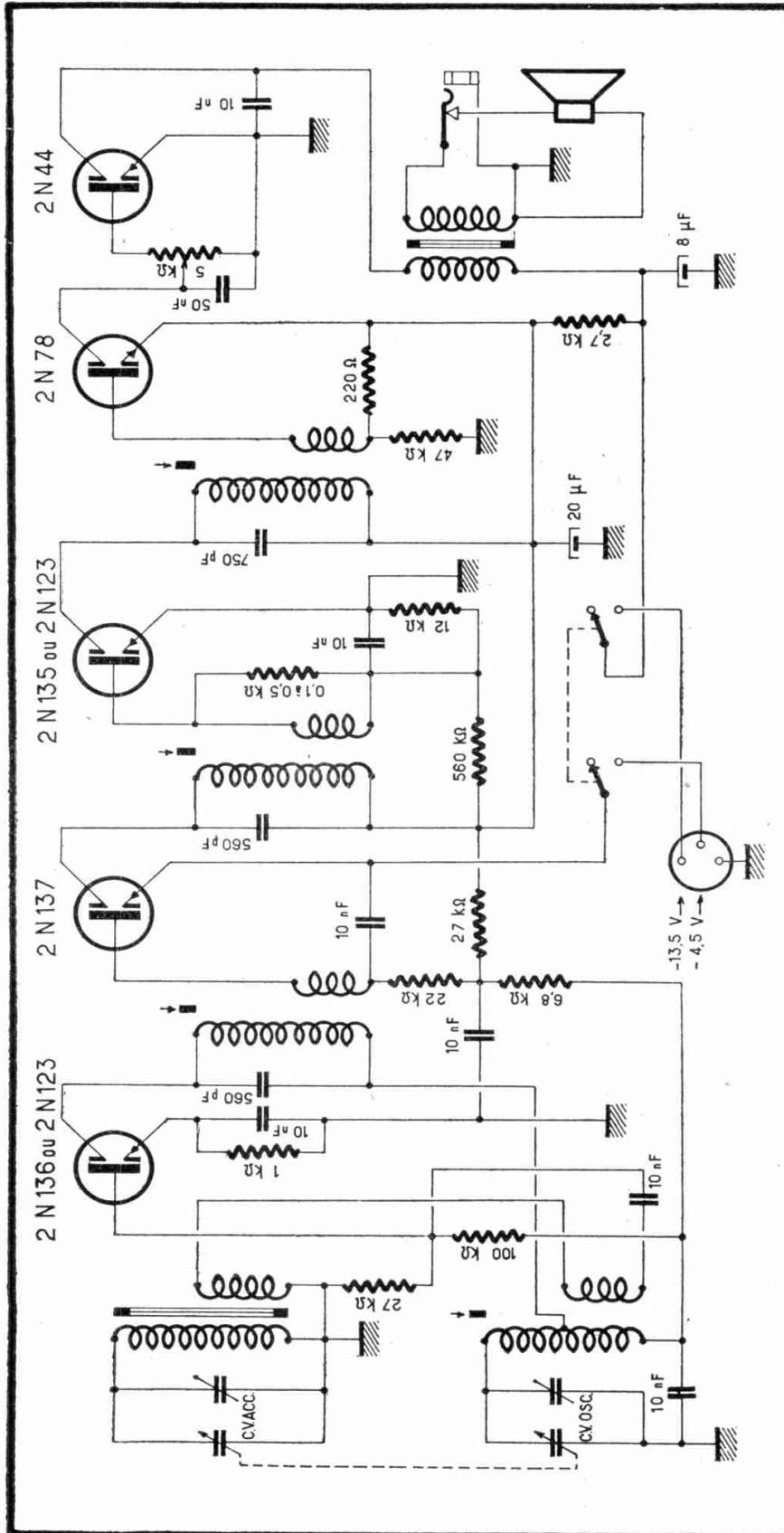


Fig. 46. — Récepteur de poche à 5 transistors. Le premier étage, changement de fréquence auto-oscillateur, est suivi de deux étages M.F. Un transistor n-p-n assume la détection et attaque directement le transistor final.

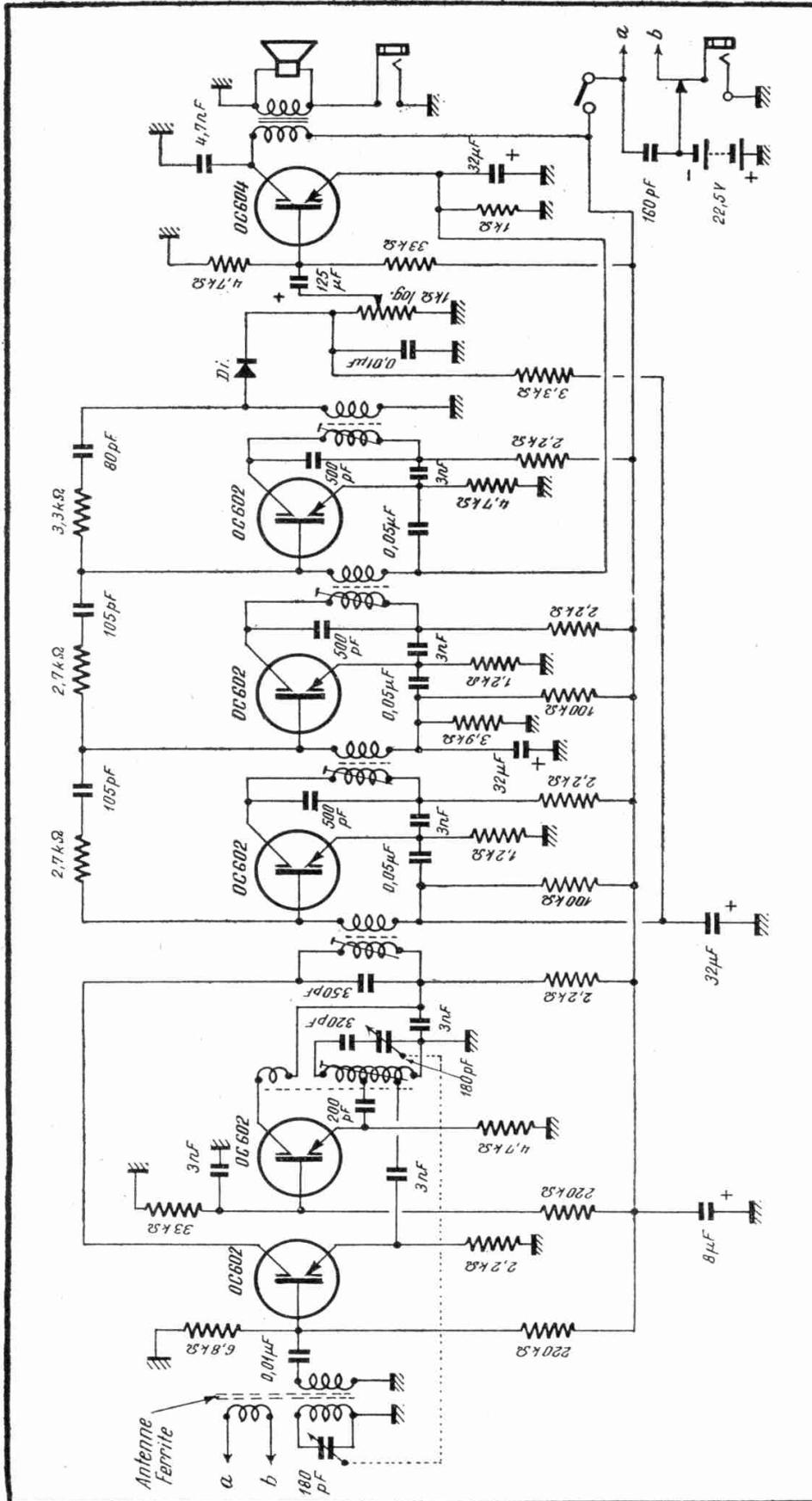


Fig. 47. — Récepteur de poche utilisant des transistors d'une fréquence de coupure de 1 MHz.

plitude. L'étage final ne travaille ainsi avec un fort courant collecteur qu'aux signaux forts, et on obtient une économie très efficace de la puissance d'alimentation. De plus, cette disposition limite au minimum l'échauffement du transistor final.

Récepteur de poche à six transistors.

Le schéma d'un récepteur *Telefunken* [11] est représenté dans la figure 47. On a utilisé ici des transistors dont la fréquence de coupure est de l'ordre de 1 MHz; pour obtenir un plus grand gain M.F., on a choisi une moyenne fréquence de 270 kHz. Le signal capté par le cadre en ferrite est appliqué à la base du premier transistor, qui effectue la conversion. Par un condensateur de 3 nF, son émetteur est couplé au circuit oscillateur entretenu par le second transistor. Le signal M.F. est amplifié dans trois étages neutrodynés. Les enroulements secondaires des transformateurs de liaison sont branchés de façon que le signal sur la base soit en opposition de phase par rapport à celui sur le collecteur du transistor précédent. Pour neutrodynner l'étage, il suffit alors de connecter, entre sa base et celle de l'étage suivant, un circuit composé d'une résistance de 2 à 3 k Ω et d'un condensateur de l'ordre de 100 pF.

Le gain de l'amplificateur M.F. étant de l'ordre de 90 dB, on peut commander l'étage final directement par le signal détecté. On obtient une puissance modulée de 22 mW; le haut-parleur incorporé possède un diamètre de 65 mm. Un réglage d'antifading est appliqué au premier étage M.F.; la tension de commande prélevée sur le circuit de détection est filtrée par un condensateur de 32 μ F et appliquée à la base du transistor régulé.

Pour l'écoute en appartement, on peut connecter un haut-parleur d'un diamètre plus grand et une alimentation sur secteur. On utilise l'effet d'antenne de cette dernière en la connectant à travers un enroulement auxiliaire sur le bâtonnet de ferrite.

Récepteur à huit transistors.

Le récepteur, dont la figure 48 [12] reproduit le schéma, possède des dimensions plus grandes que les modèles précédents et assure une audition plus confortable. Il se contente d'une tension d'alimentation de 6 V; avec un jeu de piles-torches ordinaires, le fonctionnement est assuré pendant 500 heures; si on utilise des piles au mercure, on n'aura à les changer qu'au bout de cinq ans.

Le collecteur d'ondes au ferrite mesure 18 cm de long et porte un enroulement de 70 spires, avec prise au douzième tour en partant de la masse. L'accord se fait ici encore par condensateurs variables; l'oscillateur est séparé, son signal est injecté dans le circuit de base du transistor de conversion. Des transistors H.F. sont utilisés dans les cinq premiers étages; la M.F. est de 455 kHz. Dans ces

au primaire et de $2\text{ k}\Omega$ au secondaire (base à base). Le transformateur de sortie doit être calculé pour une impédance de $500\ \Omega$ de collecteur à collecteur et pour une puissance de 100 mW . A cette puissance, la distorsion est de 5% . La consommation est de 7 mA au repos et de 30 mA en pointe.

Bobinages pour récepteurs.

La fabrication de bobinages pour récepteurs à transistors n'est pas plus difficile que celle des blocs et transformateurs qu'on utilise dans les postes à lampes. Notamment pour les bobinages M.F., on peut souvent utiliser des modèles pour tubes qu'on modifie en apposant un enroulement secondaire, très fortement couplé avec l'enroulement de collecteur. Cet enroulement supplémentaire doit comporter un nombre de tours approximativement égal au dixième du nombre de spires du primaire, soit 15 à 30 spires avec des transformateurs M.F. courants.

Dans les transformateurs M.F. pour récepteurs portatifs à lampes, on cherche souvent à obtenir une forte impédance en utilisant un faible condensateur avec une self-induction relativement grande. Pour les récepteurs à transistors, cette disposition n'est pas très avantageuse, notamment quand on travaille sans prise au primaire (fig. 46 et 47). Il est alors préférable d'utiliser un condensateur d'accord de 200 à 500 pF. Quand on modifie un transformateur M.F., on se rappellera qu'on ne change pas sensiblement la fréquence en doublant le condensateur et en diminuant le nombre des spires aux trois quarts de la valeur initiale.

Afin d'éviter la complication introduite par une commutation, les récepteurs de poche à transistors ne captent, en général, que la gamme des petites ondes. Pour obtenir une économie de place, certains de ces appareils ne possèdent que des condensateurs variables de 150 ou 250 pF; dans ces conditions, on ne peut, évidemment, couvrir entièrement la gamme P.O.

Les bobinages d'entrée ne se distinguent de ceux des récepteurs à tubes que par la prise qu'on peut effectuer au dixième ou au cinquième du nombre total des spires. Dans le premier cas, on obtient une meilleure sélectivité, mais la sensibilité est relativement faible et le souffle important. Un meilleur rendement est possible dans le second cas, quand la sélectivité ne joue pas un rôle très important. Pour les bobinages oscillateur, on peut se baser sur la règle que les enroulements d'entretien, de base ou de couplage comportent environ le cinquième des spires de l'enroulement accordé.

CIRCUITS ÉLECTRONIQUES

Bascule bi-stable.

Dans le montage illustré par la figure 49 [13], également connu sous le nom de *trigger de Schmitt*, le premier transistor est bloqué, en l'absence de signal, quand le second est conducteur. Quand la tension d'entrée dépasse une certaine valeur, le montage « bascule » très rapidement; le premier transistor devient conducteur et le second se trouve bloqué. Le dispositif transforme donc en rectangulaire un signal de forme quelconque; on l'utilise fréquemment dans les montages de comptage électronique.

Si on veut obtenir un travail correct à des fréquences de comptage élevées, il faut utiliser des faibles valeurs pour les résistances de charge et de liaison. Avec les éléments indiqués dans le schéma, la fréquence de comptage peut atteindre

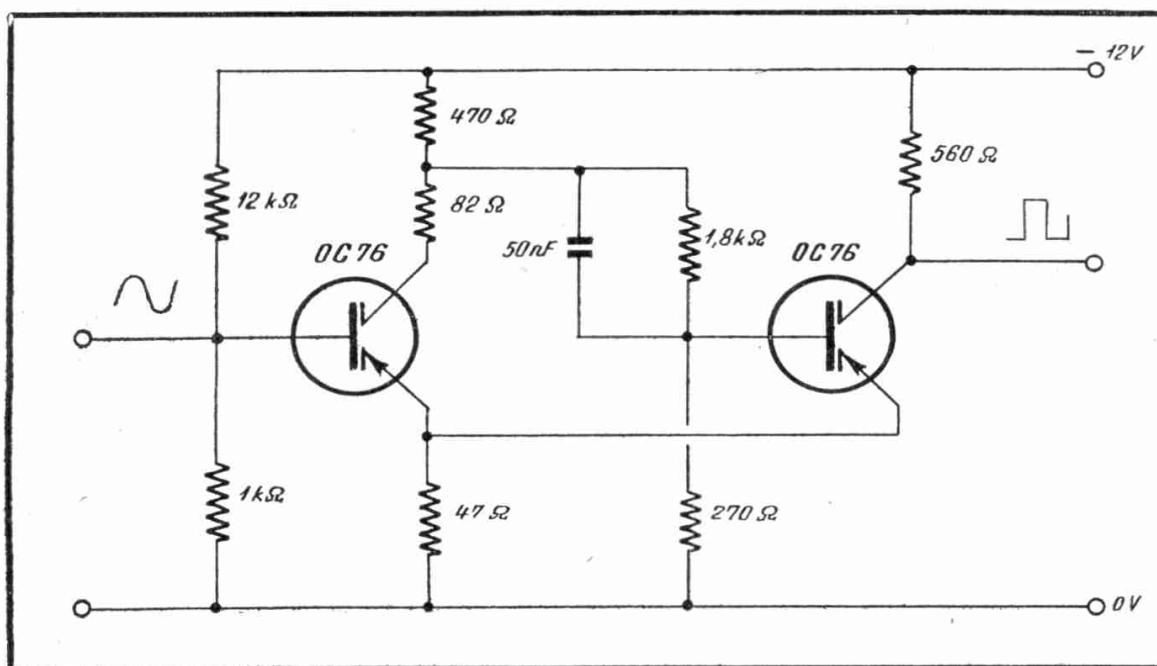


Fig. 49. — Cette bascule bistable transforme en rectangulaires des signaux d'une forme d'onde quelconque.

250 kHz; les temps de montée et de descente sont de 0,6 et 1 μ s respectivement. Le signal de sortie possède une amplitude de 12 V - 20 mA; la consommation est de 25 mA sous 12 V. Une tension d'entrée de 1 à 2 V est suffisante pour commander le déclenchement.

Relais électronique.

Dans le schéma de la figure 50 [13], un montage semblable à celui de la figure 49 a été combiné avec un transistor de moyenne puissance. Il s'agit d'un modèle spécialement mis au point pour ces applications; le courant de collecteur peut atteindre 125 mA si le potentiel de collecteur est à peu près nul. Comme, en l'absence de courant, la tension de collecteur peut atteindre 30 W, le relais

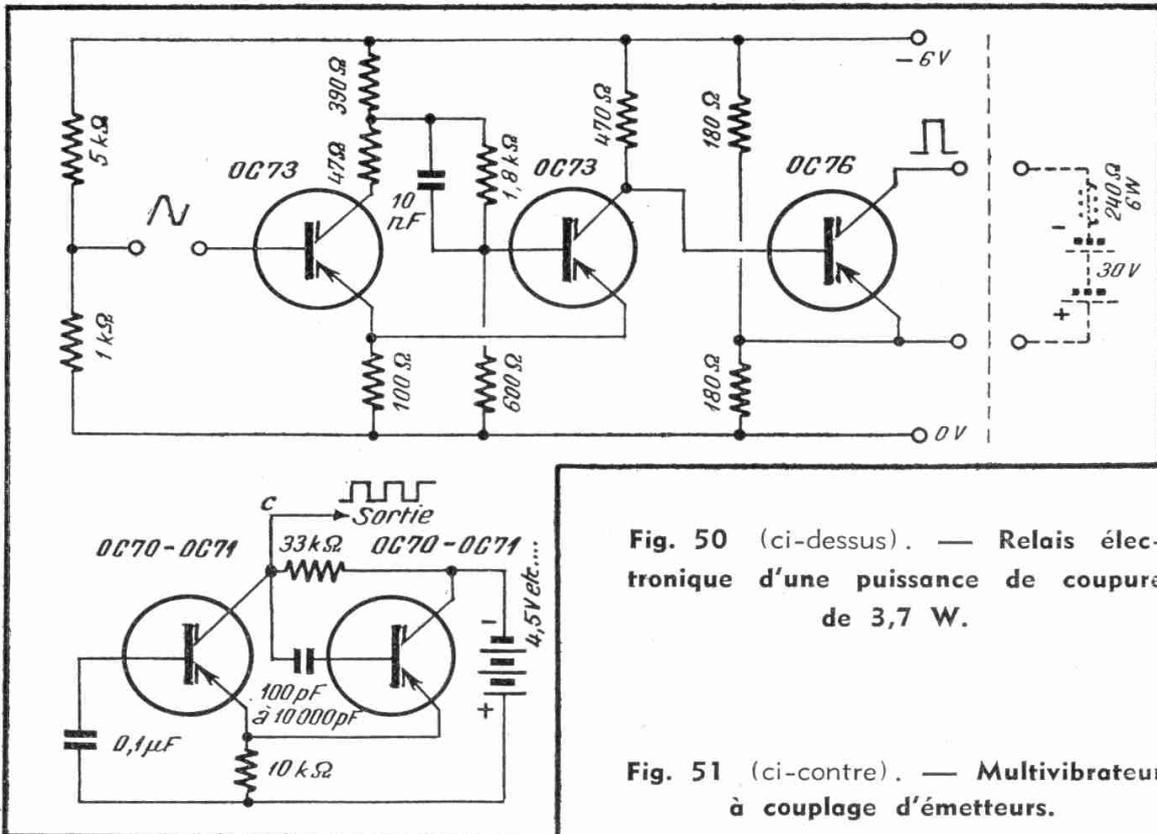


Fig. 50 (ci-dessus). — Relais électronique d'une puissance de coupure de 3,7 W.

Fig. 51 (ci-contre). — Multivibrateur à couplage d'émetteurs.

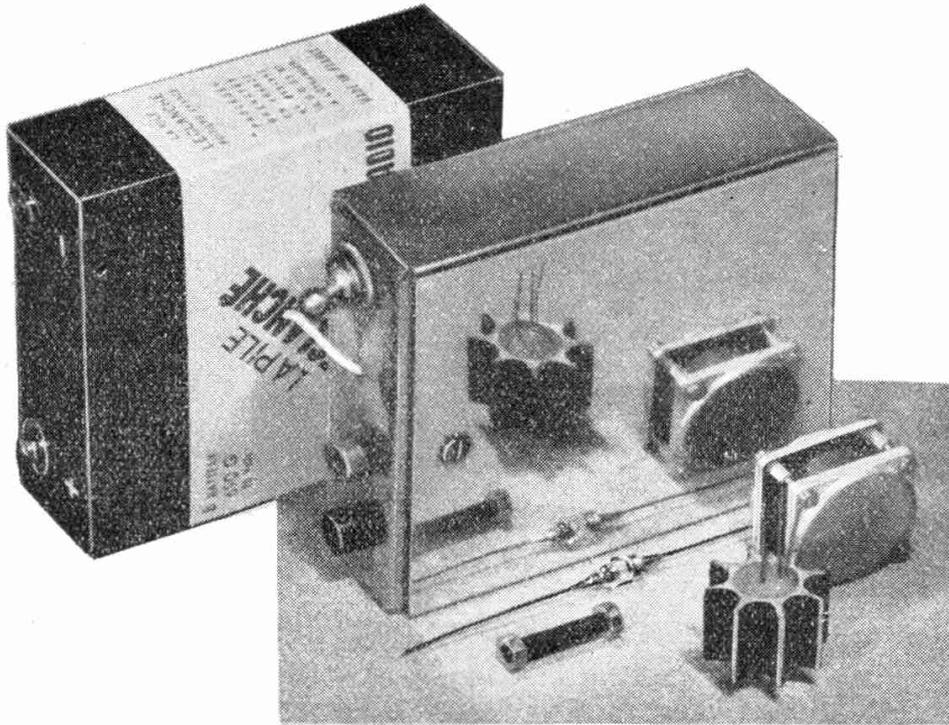
possède une puissance de coupure de 3,7 W, et cela bien que le transistor ne dissipe qu'une cinquantaine de milliwatts. Par le diviseur de tension, composé de deux résistances de 180 Ω , l'émetteur du transistor reçoit une légère polarisation négative réduisant au minimum le courant de repos. Le relais électronique est capable d'actionner 25 000 fois par seconde; le montage entier pèse 7 grammes.

Multivibrateur.

Le schéma d'un multivibrateur engendrant une fréquence acoustique très riche en harmoniques, est indiqué dans la figure 51 [14]. Le premier transistor

travaille en montage B.C., le second en C.C.; la réaction se fait d'une part par la liaison émetteur-base, d'autre part par la résistance commune d'émetteur. Le montage équivaut donc au multivibrateur à couplage cathodique.

La fréquence de relaxation peut être variée en agissant sur la valeur du condensateur de liaison; avec une capacité de 10 000 pF, on obtient une fréquence de l'ordre de 100 Hz; on atteint 7 kHz avec un condensateur de 100 pF. En réduisant les valeurs des résistances, il est possible d'obtenir des fréquences plus élevées.



Le transformateur à courant continu décrit page 57 est logé, avec ses circuits d'antiparasitage, dans un boîtier ayant les dimensions exactes de la pile qu'il remplace. Au premier plan, quelques-unes des pièces requises : transistor de puissance, bâtonnet de ferroxcube, une des diodes de redressement et le pot de ferroxcube.

BIBLIOGRAPHIE

1. — « Technique et applications des transistors », *Editions Radio*.
2. — F. HAAS : « Réalisation et emploi de l'omnimètre », *Editions Radio*; et, du même auteur chez le même éditeur : « Mesures radio ».
3. — F. HAAS : « Voltmètres électroniques », *Editions Radio*.
4. — E. AISBERG : « Méthode dynamique de dépannage et de mise au point », *Editions Radio*.
5. — « Le Multi-Tracer », *Editions Radio*.
6. — « Transformateur de courant continu », *Toute la Radio*, n° 200, p. 361 à 364, Paris.
7. — *Radioschau*, n° 5/56, p. 142, Munich.
8. — Notice « Mullard », National Radio Show, Earls Court, 1955.
9. — E. RABE : *Funkschau*, n° 8/56, p. 301 à 303.
10. — W. MARTIN : *Service*, New-York, octobre 1955.
11. — *Funkschau*, n° 5/56, p. 174 et 175, Munich.
12. — *Electronics*, New-York, mars 1955.
13. — Notice « Valvo », Foire de Hanovre, 1956.
14. — Notice « La Radiotechnique », Paris, 1955.

Autres ouvrages sur les transistors :

- « Principes des circuits à transistors », par R.F. Shea, *Editions Dunod*, Paris.
 - « Transistors », par Coblenz et Owens, *Ed. Mc-Graw Hill*, New York.
 - « Transistor Audio Amplifiers », par R.F. Shea, *Ed. Wiley*, New York.
 - « Transistors Handbook », par W.D. Bevitt, *Ed. P. Hall*, New York.
-

TRANSISTORS FRANÇAIS

TYPES p-n-p B.F. FAIBLE PUISSANCE

	Radiotechnique			C.S.F.				Thomson-Houston		
	OC70	OC71	OC72	SF T.101	SF T.102	SF T.103	SF T.104	2 N 186 A	2 N 187 A	2 N 188 A
Tension collecteur (V)	-4,5	-4,5	-6	-6	-6	-6	-6	-12	-12	-12
Courant émetteur (mA)	10	14	10					10	10	10
Gain de courant	30	47	50	30	50	80	80			
Gain max. en puissance pour $W = 50 \text{ mW}$ (dB)								30	32	34

Les types OC 72 et SF T.104 peuvent être utilisés en montage symétrique classe B et fournir une puissance de sortie de 300 à 350 mW. Les types 2 N 186 A à 2 N 188 A fournissent dans les mêmes conditions une puissance maximum de 750 mW.

THOMSON-HOUSTON

	2 N 186	2 N 187	2 N 188	2 N 189	2 N 190	2 N 191	2 N 192
Tension collecteur (V)	-12	-12	-12	-12	-12	-12	-12
Courant émetteur (mA)	1	1	1	1	1	1	1
Gain de courant	28	30	32	30	36	41	75

TYPES p-n-p H.F. ET M.F.

	Radiotechnique			Thomson-Houston		C.S.F.		
	2 N 135	2 N 136	2 N 137	OC 44	OC 45	SF T.106	SF T.107	SF T.108
Tension collecteur (V)	-5	-5	-5	-6	-6	-6	-6	-6
Courant émetteur (mA)	1	1	1	1	1	1	1	1
Gain de courant β	20	40	60	100	50	30	50	80
Fréquence de coupure moyen- ne f_{α} (MHz)	3	5	7	15	6	3	6	10

TYPES n-p-n H.F. et M.F.

	Radiotechnique			Thomson-Houston		C.S.F.					
	OC 139	OC 140	OC 141	THP 35	THP 36	TJP 21	TJP 22	TJP 41	TJP 42	TJP 62	TJP 63
Tension collecteur (V).	5	5	5	4,5	4,5	6	6	6	6	6	6
Courant émetteur (mA).				-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
Gain de courant β ...	20	50	100			75	150	75	150	150	250
Fréquence de coupure moyenne $f\alpha$ (MHz) .	3,5	4,5	9	3	5	2	2	4	4	>5	>5

TYPES p-n-p DE PUISSANCE-ETAGE FINAL B.F.

	C.S.F.		Thomson-Houston					
	SF T.113	SF T.114	THP 50	THP 51	THP 52	THP 45	THP 46	THP 47
Puissance collecteur max. à 25° C (W)	4	4	5	5	5	12	12	12
Tension collecteur max. (V).	-30	-30	-15	-30	-60	-15	-30	-60
Courant collecteur crête max. (A)	5	5	2,5	2,5	2,5	>20	>20	>20
Gain de courant β	16	16	40	40	40	>20	>20	>20

Tous ces transistors doivent être fixés sur une ailette de refroidissement.

TYPE p-n-p OC 16 RADIOTECHNIQUE POUR ETAGE FINAL B.F.

	1 transistor classe A		2 transistors montage symétrique classe B			
Tension d'alimentation collecteur (V)	7	14	7	7	14	14
Courant collecteur (A) .	0,95	0,44	0,32	0,64	0,32	0,48
Courant collecteur crête (A)			1	2	1	1,5
Résistance d'émetteur (Ω)	0,8	3	0	0	0,8	0,8
Résistance entre retour de base et —alim. (Ω)	50 max.	100 max.	200	200	300	300
Résistance entre retour de base et +alim. (Ω)	6	12	4	4	4	4
Condensateur shunt émetteur (μF)	500	500				
Condensateur entre émetteur et retour de base (μF)	1 000	250				
Impédance de charge (Ω)	5,5	26	26	13	50	33
Distorsion totale (%) ..	10	7	10	10	10	10
Puissance max. dans la charge (W)	2,2	2,5	3,2	6,4	6,3	9

TABLE DES MATIERES

Symboles et unités	4
Préface	5
Le fonctionnement du transistor	7
Les semi-conducteurs	7
Constitution du transistor à jonctions	8
Tube et transistor	9
Les caractéristiques des transistors	11
L'amplification de courant	12
La polarisation	12
La résistance d'entrée	15
Résistances de sortie et de charge	16
L'échauffement	16
Le souffle	17
Les trois montages fondamentaux	18
Comparaison des caractéristiques	19
Appareils à transistors	21
Générateur B.F. à points fixes	22
Principe	22
Réalisation	26
Mise au point	26
Générateur B.F. à fréquence variable	27
Principe	27
Réalisation	29
Mise au point	30
Hétérodyne modulée	32
Principe	32
Réalisation	33
Les bobinages	36
Mise au point	36
Contrôleur électronique	37
Principe	37
Réalisation	38
Mise au point	39
Vers le contrôleur universel	40
Buzzer électronique	43
Principe	43
Fonctionnement	44
Mise au point	46
Réalisation	46

Récepteur à réaction P.O.-G.O.	47
Principe	47
Les bobinages	48
Réalisation	48
Mise au point	50
Appareil de surdité	52
La surdité	52
Le schéma	53
Réalisation	54
Mise au point	56
Transformateurs à courant continu	57
Principe	57
Alimentations pour récepteurs portatifs	57
Amplificateurs basse fréquence	61
Amplificateur symétrique 200 mW	61
Amplificateur 800 mW classe A	62
Etages de puissance classe B	62
Amplificateur classe B sans transformateur	62
Magnétophone	66
Récepteurs superhétérodynes	67
Récepteur à cinq transistors	67
Récepteur de poche à six transistors	70
Récepteur à huit transistors	70
Bobinages pour récepteurs	72
Circuits �lectroniques	73
Bascule bi-stable	73
Relais �lectronique	74
Multivibrateur	74
Bibliographie	76

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

- 40 ABAQUES DE RADIO**, par **A. de Gouvenain**. — Recueil d'abaques pour la solution rapide de nombreux problèmes de radioélectricité.
40 planches 24×32 cm accompagnées d'une brochure de 72 pages contenant les notions de théorie, le mode d'utilisation et de nombreux exemples numériques **1.200 fr.**
- AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSISTORS**, par **R. Besson**. — Toutes les puissances, toutes les applications.
32 pages, format 21×27 **450 fr.**
- BASES DU DEPANNAGE**, par **W. Sorokine**. — Tout ce qu'un dépanneur doit savoir sur l'alimentation et l'amplification B.F.
Vol. I — Alimentation et amplification B.F.,
328 pages, format 16×24 **1.080 fr.**
Vol. II. — Détection, amplification H.F. et M.F., changement de fréquence, 288 pages, format 16×24 **1.080 fr.**
- CIRCUITS ELECTRONIQUES**, par **J.-P. Cehmichen**. — La solution de tous les problèmes électroniques. Etude des signaux : production, transformation, mesure et utilisation.
256 pages, format 16×24 **1.200 fr.**
- COURS FONDAMENTAL DE RADIOELECTRICITE PRATIQUE**, publié sous la direction de **W.-L. Everitt**. — Ouvrage de chevet de l'étudiant spécialisé en radio, et du technicien qui veut compléter la lecture de « La Radio!... Mais c'est très simple ».
366 pages, format 16×24 **1.080 fr.**
- FORMULAIRE DE LA RADIO**, par **W. Sorokine**. — Un ouvrage à avoir toujours sous la main.
96 pages, format 13×22 **450 fr.**
- LABORATOIRE MODERNE RADIO**, par **F. Haas**. — Théorie des mesures, sources de tension, voltmètres électroniques. Oscillographe. Réalisation et emploi des divers appareils de mesure.
200 pages, format 16×24 **1.080 fr.**
- LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO**, par **L. Gaudillat**. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
88 pages, format 13×22 **360 fr.**
- MATHEMATIQUES POUR TECHNICIENS**, par **E. Aisberg**. — Cours complet d'arithmétique et algèbre destiné aux techniciens. Nombreux problèmes avec leurs solutions.
288 pages, format 16×24 **660 fr.**
- MESURES RADIO**, par **F. Haas**. — Suite logique du « Laboratoire Radio », ce livre décrit les méthodes d'emploi des appareils de mesure.
200 pages, format 13×21 **450 fr.**
- L'OSCILLOGRAPHIE AU TRAVAIL**, par **F. Haas**. — Méthodes de mesures et interprétation de 252 oscillogrammes originaux relevés par l'auteur.
252 pages, format 13×21 **750 fr.**
- LA PRATIQUE DE LA CONSTRUCTION RADIO**, par **E. Frechet**. — L'ouvrage des jeunes techniciens; étude des pièces; construction, câblage et alignement d'un récepteur.
80 pages, format 13×22 **360 fr.**
- PRODUCTION ET APPLICATIONS DE L'ENERGIE ATOMIQUE**, par **H. Piraux**. — Physique nucléaire, isotopes, réacteurs, le présent et l'avenir de l'énergie atomique.
128 pages, format 16×24 **600 fr.**
- PRATIQUE ELECTRONIQUE**, par **J.P. Cehmichen**. — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.
304 pages, format 16×24 **1.350 fr.**
- RADIO-TUBES**, par **E. Aisberg, L. Gaudillat et R. de Schepper**. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
184 pages, format 13×22 **600 fr.**
- REPRODUCTION SONORE A HAUTE FIDELITE**, par **G.-A. Briggs**. — Tous les secrets de la réussite en basse fréquence dévoilés par le grand spécialiste anglais.
368 pages, format 16×24 **1.800 fr.**
- SCHEMAS DE RECEPTEURS POUR MODULATION DE FREQUENCE**, par **R. de Schepper**. — Théorie et pratique de la F.M. avec 9 schémas détaillés de récepteurs.
40 pages, format 21×27 **360 fr.**
- TECHNIQUE DE LA MODULATION DE FREQUENCE**, par **H. Schreiber**. — Principes de la F.M. Analyse des divers montages. Récepteur F.M. et combinés A.M./F.M. Antennes spéciales.
176 pages, format 16×24 **900 fr.**
- TECHNIQUE DE LA RADIOCOMMANDE**, par **P. Bignon**. — Réalisation des modèles réduits de bateaux et d'avions télécommandés.
176 pages, format 16×24 **1.200 fr.**
- TECHNIQUE DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Propriétés, fonctionnement technologie, contrôle, mesures et utilisation des transistors à jonction.
196 pages, format 16×24 **1.350 fr.**
- LA TELEVISION?... MAIS C'EST TRES SIMPLE!** par **E. Aisberg**. — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable; indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18×23 **600 fr.**
- TELE-TUBES**, par **R. de Schepper**. — Album contenant 340 schémas-types d'utilisation en télévision de tubes cathodiques et électroniques et des diodes au germanium avec leurs culots et caractéristiques de service.
160 pages, format 21×13, reliure spirale plastique **900 fr.**

Ajouter 10 % pour frais d'envoi (minimum 50 fr.)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS-VI^e

C. P. 1164-34

Voici un ouvrage essentiellement pratique. Il relate, en effet, la vaste expérience de l'auteur en matière de montages à transistors en décrivant les réalisations variées que celui-ci a conçues et mises au point.

Après avoir brièvement exposé le fonctionnement et les caractéristiques des transistors à jonctions, l'auteur décrit en détail la construction de nombreux montages :

APPAREILS DE MESURE. – Hétérodyne B.F. à points fixes et une autre à fréquence variable, hétérodyne modulée, contrôleur électronique, buzzer.

AMPLIFICATEURS. – Modèle pour prothèse auditive; divers types de puissances variées et notamment pour magnétophones.

RECEPTEURS. – A réaction et superhétérodynes (avec indications pour l'exécution des bobinages).

MONTAGES ELECTRONIQUES DIVERS. – Bascule bi-stable, relais électronique, multivibrateur.

TRANSFORMATEUR A COURANT CONTINU. – Pour alimentation des récepteurs portatifs.

L'auteur met le lecteur en garde contre les embûches qu'il risque de rencontrer et lui facilite la mise au point des montages grâce aux tours de main pratiques qu'il préconise.

Les nombreuses illustrations aideront dans sa tâche celui qui voudra reproduire les modèles décrits.

Dans cette nouvelle édition, on trouvera, à la fin, des tableaux des principaux transistors disponibles.