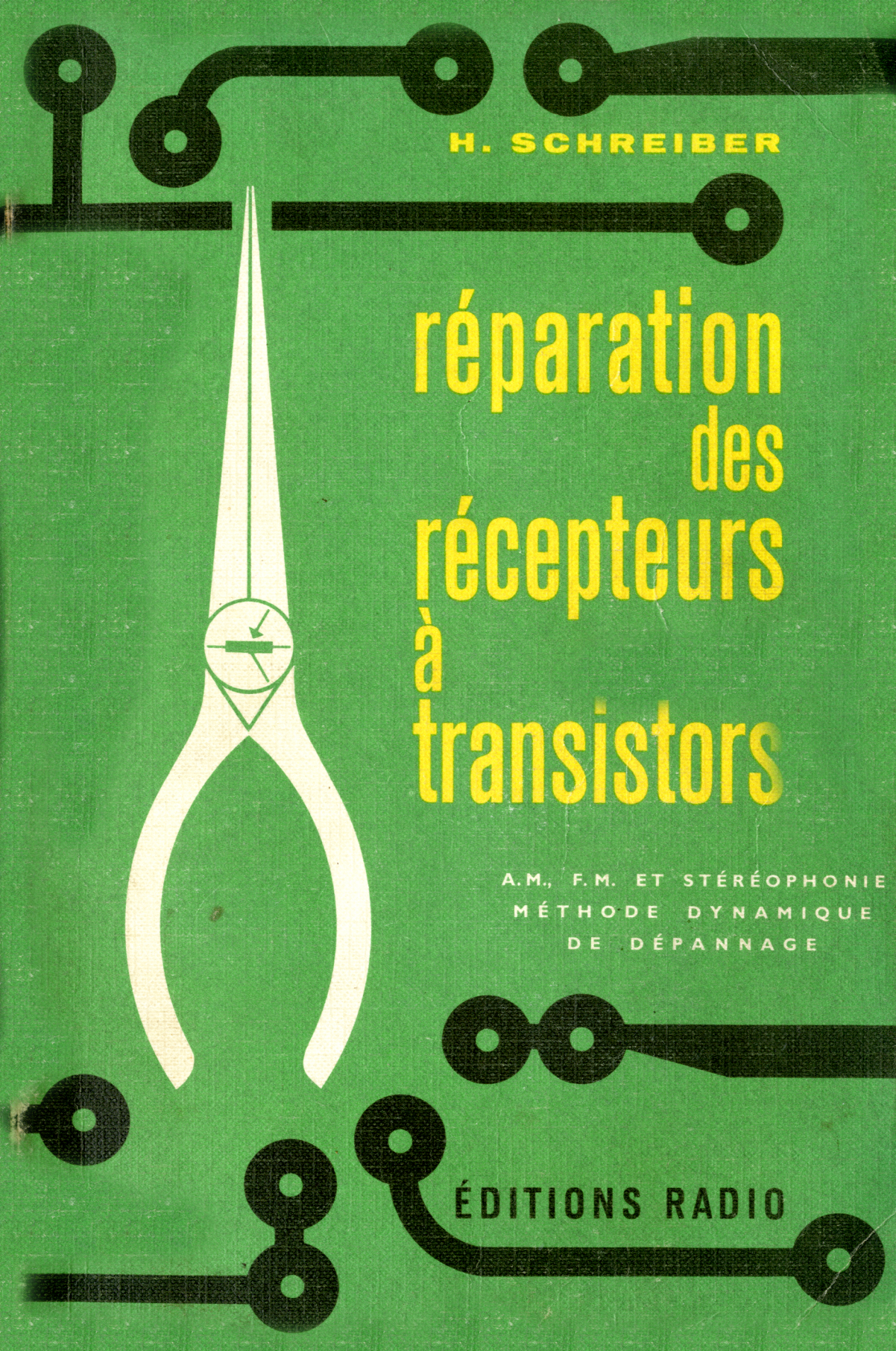




H. SCHREIBER

réparation des récepteurs à transistors

A.M., F.M. ET STÉRÉOPHONIE
MÉTHODE DYNAMIQUE
DE DÉPANNAGE

ÉDITIONS RADIO



grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande.

Toute l'Electronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934 (11 numéros par an). Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

électronique
pour vous INTERNATIONAL

Revue mensuelle fondée en 1972 et consacrée à l'électronique « Grand Public » (11 numéros par an). En plus de la Hi-Fi et de ses bancs d'essais authentiques et rigoureux, des articles de synthèse sur les grands thèmes modernes d'actualité technique, des réalisations pratiques dans les domaines de la photo, la sonorisation, l'auto, la maison, le bateau, la télécommande, les modèles réduits, etc., et bien sûr des critiques de disques, des classiques aux plus pop.

Electronique
& microélectronique
industrielles

Revue fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie (16 numéros par an).

electronique
actualites

Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

automatique
& informatique
industrielles

Revue mensuelle fondée en 1972 (11 numéros par an). Seule revue en France spécialisée dans les techniques et applications industrielles de l'automatisation.

REVUE DU
SON
LES ARTS SONORES ET LES
TECHNIQUES AUDIOVISUELLES

Première revue d'électroacoustique et de haute fidélité en langue française, fondée en 1953. Contenu des rubriques : acoustique, banc d'essai, restitution sonore, circuits, sonorisation, enregistrement, panorama audio, Hi-Fi téléx, documents techniques, mesures, techniques audiovisuelles, musique électronique, arts sonores.



ÉDITIONS RADIO

9, RUE JACOB, 75006 PARIS - TÉL. : 033.13.65

Réparation des récepteurs à transistors

Du même auteur aux Editions Radio

- *Technique et applications des transistors.*
 - *Appareils à transistors.*
 - *Guide Mondial des transistors.*
 - *Initiation à la pratique des récepteurs à transistors.*
 - *Radio-TV-Transistors.*
 - *Le transistor au laboratoire et dans l'industrie.*
-

H. SCHREIBER



Réparation des récepteurs à transistors

MÉTHODE
DYNAMIQUE
DE
DÉPANNAGE

3^e ÉDITION



ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, Paris 6^e

© Editions Radio - Paris, 1968.

Tous droits de reproduction réservés.
Microfilms et reproductions photographiques, mêmes partielles, interdits.

Imprimé en France

Imprimerie DALEX, 92120 Montrouge

Dépôt légal 4^e trimestre 1972

Editeur n° 558 — Imprimeur n° 1010

INTRODUCTION

Si le dépannage des récepteurs de radio n'était pas une science si rationnelle et matérielle, un esprit poétique serait, depuis longtemps déjà, arrivé à résumer ce métier en disant : Dépanner, c'est savoir où. En effet, dès qu'on a trouvé l'endroit exact où s'est produit la panne, souvent tout le reste n'est plus qu'un jeu d'enfant. Pour dépanner d'une façon rationnelle, il faut donc savoir localiser la panne le plus rapidement possible.

Le récepteur n'étant rien d'autre qu'une succession d'étages, on se trouve alors ramené, en gros, au problème du câble défectueux en un endroit impossible à déterminer sans effectuer des coupures. Si, néanmoins, on veut récupérer la plus grande partie de ce câble, et cela sous forme de morceaux aussi grands que possible, on coupe le câble dans son milieu, on détermine la moitié mauvaise qu'on coupe à son tour en deux morceaux égaux, on cherche encore celui qui est défectueux, etc. On est ainsi assuré de tomber sur la panne en un minimum de temps.

La méthode de dépannage sur laquelle est basé ce livre consiste également à « couper », au départ, le récepteur en deux parties à peu près égales. L'endroit où s'effectue cette coupure, toute imaginaire d'ailleurs, et ne nécessitant ni fer à souder ni pince coupante, c'est le potentiomètre de puissance, — donc un point très facile à repérer sur un récepteur, même très compact. Si, en tournant le condensateur variable du récepteur, on trouve un signal B.F. sur ce potentiomètre, ce sont les étages B.F. qui sont à incriminer; dans le cas contraire, la panne doit se trouver dans les étages de conversion, de moyenne fréquence ou de détection. Dans la première hypothèse, on établira encore une coupure imaginaire entre les étages de préamplification et de sortie; puis, de la même manière, et en laissant toujours de côté ce qui est bon, on poursuit la panne jusqu'aux dernières ramifications du circuit.

Ce procédé étant rationnel et simple, seulement la quatrième et dernière partie du livre y a été effectivement consacrée. Sept tableaux de dépannage le résument en outre, le premier étant réservé à la recherche de l'étage défaillant, les autres traitant en détail des divers étages et de leurs variantes.

Mais on conçoit facilement que l'application d'une méthode de dépannage, quelle qu'elle soit d'ailleurs, nécessite un certain nombre de connaissances de base. On en trouvera l'exposé dans les deux premières parties du livre, consacrées au transistor ainsi qu'à la technique des récepteurs à transistors. De cet exposé, toute théorie inutile au travail du dépanneur a été exclue; on y trouve, en revanche, de nombreuses indications pratiques se rapportant directement à ce travail, et qu'on chercherait en vain dans une étude générale du transistor.

Pour effectuer correctement un dépannage il faut non seulement procéder avec méthode, mais aussi être outillé. L'outillage fera donc l'objet de la troisième partie du livre. Le signal-tracer, appareil sans lequel aucun dépannage rationnel n'est possible, en constituera la pièce maîtresse. En outre, on trouvera la description d'un transistormètre et d'une alimentation stabilisée qui, étant à tension et résistance interne variables, permet de simuler le vieillissement des piles. Enfin, on découvrira quelques dispositifs permettant de vérifier le comportement en température d'un récepteur par échauffement individuel (et contrôlé) des transistors qui l'équipent.

Ces exposés se trouvent illustrés par de nombreux schémas où les transistors sont indiqués par leurs codes d'appellation, ainsi que par leurs caractéristiques. La raison en est que ces appellations diffèrent d'un fabricant à l'autre, pour des transistors sensiblement identiques, contrairement à ce qui se passe dans le cas des tubes électroniques. De plus, on a l'impression que les fabricants n'aiment pas conserver longtemps ces appellations; ils préfèrent sortir quelque chose de « nouveau » de temps en temps, même si la nouveauté ne réside que dans la forme du boîtier.

Mais le dépanneur, qui a besoin de toute façon d'un recueil de caractéristiques, n'est pas handicapé pour autant, car il a à sa disposition deux ouvrages de documentation : Radio-Transistors (caractéristiques et schémas d'application) et Guide Mondial des Transistors (caractéristiques détaillées, classement par fonctions et tableaux de remplacement). C'est dans le classement par fonctions de ce dernier livre qu'il pourra toujours trouver des types correspondant aux caractéristiques indiquées dans le présent ouvrage. En outre, il est bien évident que, dans un schéma, on n'a besoin d'une indication de type de transistor que si on a l'intention de recopier servilement et sans réfléchir le circuit tracé sur le papier. Or, si ce livre n'invite pas à une telle façon de procéder, c'est parce qu'il s'adresse exclusivement aux dépanneurs dignes de ce nom, et à ceux qui veulent le devenir.

H.S.

I. - LE TRANSISTOR

Ne pouvant ni réparer, ni modifier les éléments semiconducteurs d'un récepteur, le dépanneur n'a pas besoin d'en approfondir les théories de fonctionnement. En revanche, il doit savoir exactement comment un transistor se comporte normalement dans un circuit électrique, c'est-à-dire à l'intérieur d'un étage d'amplification. C'est donc essentiellement à cet aspect pratique que sera consacré l'exposé qui suit; on y trouvera des renseignements sur les caractéristiques du transistor et sur ses formes technologiques, ainsi que quelques calculs élémentaires.

1.1. — LE FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR

Les semiconducteurs

Dans la grande famille des éléments semiconducteurs, comprenant les thermistances, les résistances variant avec la tension appliquée, les thyratrons solides, etc, il existe certains types dont le fonctionnement dépend de la *polarité* sous laquelle on leur applique une tension électrique. C'est notamment le cas des *diodes*, laissant passer le courant dans un sens, mais non dans l'autre.

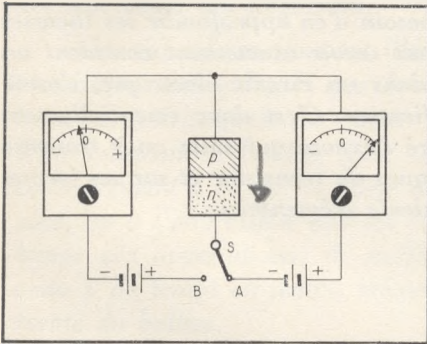


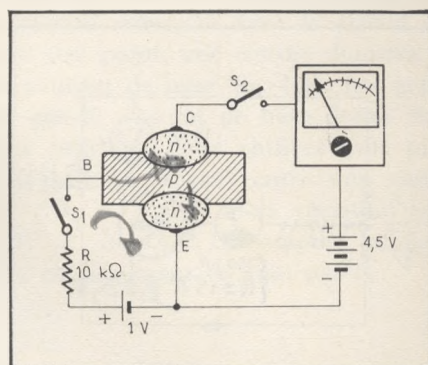
Fig. 1-1. — Fonctionnement d'une diode semi-conductrice à jonction.

Ces éléments sont souvent réalisés sous forme de *diodes à jonction*. Schématisée au centre de la figure 1-1, une telle diode consiste essentiellement en un bloc de matériau semiconducteur (germanium ou silicium) dont les deux moitiés sont traitées différemment. C'est par adjonction de traces d'éléments autres que le germanium ou le silicium, qu'on arrive à y créer une zone *p* et une zone *n*, la limite entre les deux zones étant appelée *jonction*. Si, comme dans la figure 1-1 (inverseur *S* à droite), on applique une tension électrique avec le positif sur la zone *p* et avec le négatif sur la zone *n*, la diode sera en état de *conduction* et l'appareil de mesure correspondant accusera un courant intense. Par contre, avec la polarisation inverse (inverseur *S* à gauche, positif sur le *n* et négatif sur le *p*), la diode se trouve *bloquée*. L'appareil de mesure correspondant n'accuse plus qu'un très léger *courant de fuite*, pouvant être plusieurs milliers de fois plus faible que le *courant direct* qu'on observe en état de conduction.

L'effet d'amplification du transistor

Comme le montre la figure 1-2, le transistor n'est, en réalité, rien d'autre qu'un assemblage de deux diodes ayant, en commun, une partie qu'on appelle la *base* (B). Les deux autres électrodes, l'*émetteur* (E) et le *collecteur* (C), paraissent symétriques sur le dessin. En pratique,

Fig. 1-2. — Dans le transistor, c'est par le courant de base que les porteurs de charge (électrons) sont appelés à quitter l'émetteur, mais c'est finalement le collecteur, se trouvant à une tension bien plus élevée, qui les capte en majeure partie.



elles se distinguent par certaines différences technologiques et par leur taille. Mais cela n'empêche qu'un transistor peut effectivement fonctionner lorsqu'on intervertit émetteur et collecteur; évidemment, il fonctionne mieux s'il est correctement utilisé.

La diode constituée par base et émetteur (fig. 1-2) se trouve alimentée par une source de 1 V, et connectée en série avec une *résistance de protection* R. Cette résistance fait que, d'après la loi d'Ohm, le courant dans la base ne peut être supérieur à 1 V divisé par 10 kΩ, soit 0,1 mA. En la remplaçant par un court-circuit, il ne resterait, S₁ étant fermé, que la diode émetteur-base qui, en sens de conduction, constitue également presque un court-circuit. Le courant très intense qui prend alors naissance provoque un échauffement absolument prohibitif pour le transistor. On s'explique ainsi que le *branchement direct d'une source d'alimentation sur une jonction mène à la destruction immédiate du semi-conducteur*.

Ce conseil de prudence étant donné, on pourra revenir à l'expérience de la figure 1-2 où, comme on l'a vu, la fermeture du seul interrupteur S₁ ne provoque qu'un *courant de base*, et cela du fait que la diode base-émetteur se trouve polarisée dans le sens de conduction. En revanche, en laissant S₁ ouvert et en fermant S₂, la diode base-collecteur se trouve polarisée à l'envers, c'est-à-dire qu'elle est bloquée, et le courant de collecteur se trouve réduit à un très léger *courant de fuite*.

Pour comprendre ce qui se passe quand les deux interrupteurs sont simultanément fermés, il faut d'abord se rappeler que le transport de l'énergie électrique entre émetteur et base est effectué par les élec-

$$\begin{aligned}
 U &= RI \\
 I &= \frac{U}{R} \\
 &= \frac{1}{10 \text{ k}\Omega} \\
 &= 0,1 \text{ mA}
 \end{aligned}$$

trons (négatifs) qui se trouvent attirés par la base (positive). A cause de la résistance R , la différence de tension qui s'établit entre base et émetteur est seulement de l'ordre de 0,1 V, et cela est suffisant pour que les électrons traversent la jonction. Mais, une fois arrivés dans la base, les électrons seront attirés par le collecteur, car ce dernier se trouve à une tension positive (4,5 V) bien plus grande et, puisque la base est en fait très mince, à une distance très réduite. Ne pouvant résister à

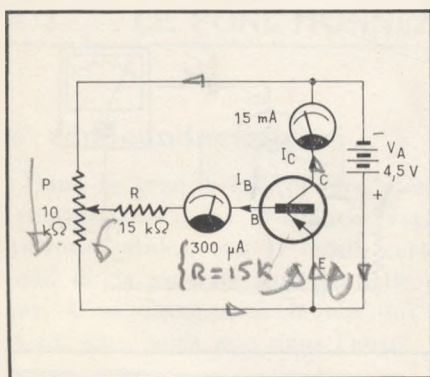


Fig. 1-3. — Expérience mettant en évidence le phénomène de l'amplification de courant. Pour effectuer cette expérience, on utilisera un transistor B.F. (p-n-p au germanium) de moyenne puissance (tableaux 33, 34, 35 du Guide mondial des Transistors).

cette tentation, ils se rendront effectivement en majeure partie (plus de 95 %) sur le collecteur. Ce pourcentage étant à peu près indépendant du courant de base pour un transistor donné, on voit qu'il y a effectivement *amplification* dans le transistor car, en faisant varier le courant de base, on provoque une variation beaucoup plus forte du courant de collecteur. On trouve là cette notion du *gain en courant* qui sera traitée plus en détail dans les pages suivantes.

Auparavant, il convient de faire une remarque technologique sur la suite des polarités d'électrodes, qui est *n-p-n* dans le cas de la figure 1-2. Ce n'est pas, évidemment, la seule possibilité; il existe également des transistors *p-n-p* dont le fonctionnement est analogue à celui des *n-p-n*. Pour l'expliquer, on part généralement des charges positives que laissent derrière eux les électrons quittant un endroit donné, et qui semblent se déplacer en sens contraire. En pratique, il importe surtout de se rappeler que les transistors *p-n-p* demandent, pour la base et pour le collecteur, des *tensions de polarisation négatives par rapport à l'émetteur*.

L'amplification de courant

Le fait qu'un transistor peut *amplifier un courant* peut être mis en évidence par le circuit expérimental de la figure 1-3, dont la tension d'alimentation est négative puisqu'on utilise un transistor *p-n-p*. Ce fait est caractérisé, dans le symbole du transistor, par la direction de la flèche distinguant l'émetteur (E) du collecteur (C). Quand cette flèche se trouve pointée vers le trait épais représentant la base (B), il s'agit

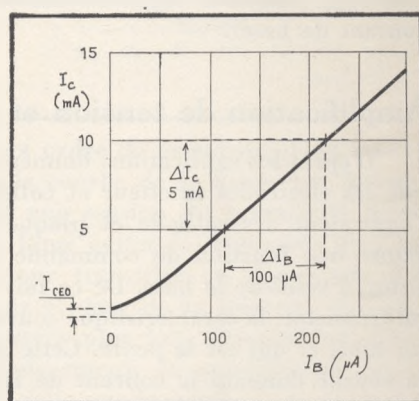
d'un *p-n-p*; cette flèche est orientée dans l'autre sens dans le cas d'un *n-p-n*. (Il existe d'autres symboles graphiques pour le transistor; mais comme ils ne se distinguent de celui utilisé ici que par l'orientation des éléments constitutants, on les reconnaîtra facilement.)

Dans le circuit de la figure 1-3, le transistor reçoit un courant de base de $300\text{ }\mu\text{A}$ (mesuré par un galvanomètre) et dont la valeur dépend uniquement, la résistance R étant fixe, de la position du potentiomètre P . Un second appareil de mesure se trouvant connecté dans le circuit de collecteur, on peut ainsi relever, point par point, une courbe donnant le courant de collecteur en fonction du courant de base (fig. 1-4). Les grandeurs indiquées montrent nettement que le courant de base donne lieu à un courant de collecteur fortement amplifié. Pour chiffrer avec précision cette amplification, on peut établir le rapport entre une variation donnée du courant de collecteur ($\Delta I_C = 5\text{ mA}$) et la variation correspondante du courant de base ($\Delta I_B = 10\text{ }\mu\text{A}$). Ce rapport est égal au *gain en courant* du transistor, soit, en désignant ce gain par β ,

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

Dans le cas de la figure 1-4, ce gain est défini pour un courant de collecteur variant entre 5 et 10 mA, soit, pour un courant *moyen* de

Fig. 1-4. — Relation entre les courants de base et de collecteur. Le courant résiduel I_{CE0} est pratiquement seul dans le cas des transistors au silicium.



collecteur, de $7,5\text{ mA}$. L'allure de la courbe montre que, par un courant moyen de 1 mA (entre $0,5$ et $1,5\text{ mA}$, par exemple), le gain en courant serait légèrement plus faible. Si on veut qu'une indication de β soit très précise, il faut donc l'accompagner de la valeur du courant de collecteur à laquelle elle correspond

Dans le circuit de la figure 1-3, la source d'alimentation V_A , polarisant le collecteur et la base, n'a un pôle *commun* qu'avec l'émetteur. De ce fait, on dit que ce circuit travaille en *émetteur commun*, le gain en courant étant également celui en *émetteur commun*. Comme le transistor possède encore deux autres électrodes, il existe également deux autres « circuits fondamentaux », collecteur commun et base commune. Sur ces

circuits, rarement utilisés en radio, on trouvera les notions essentielles dans le chapitre 1.4.

A propos de la figure 1-4, il convient encore de remarquer que, pour $I_B = 0$, le courant de collecteur ne s'annule pas tout à fait. Il reste, en effet, ce léger courant de fuite déjà signalé, qu'on appelle également

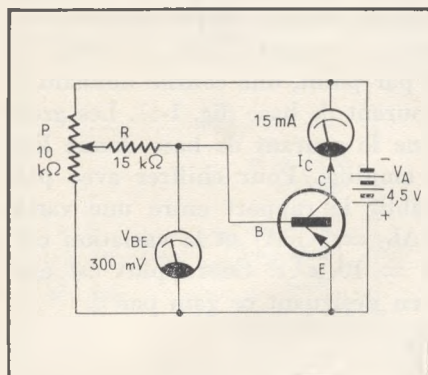


Fig. 1-5. — Circuit permettant de mesurer la pente d'un transistor (même type de transistor que dans le cas de la figure 1-3).

La tension V_{BE} sera de 0,7 V environ dans le cas d'un transistor au silicium.

courant résiduel ou *initial*, et qu'on désigne généralement par la notation I_{CEO} (intensité collecteur-émetteur à base ouverte, c'est-à-dire sans courant de base).

Amplification de tension et pente

D'après les explications données à propos de la figure 1-2, on conçoit que les électrodes émetteur et collecteur d'un transistor sont à peu près l'équivalent des cathode et plaque d'un tube électronique où la grille assure une fonction de commande qui correspond, dans le cas du transistor, à celui de la base. De ce fait, il doit être possible de définir, pour un transistor, la caractéristique souvent considérée comme essentielle pour un tube, et qui est la *pente*. Cette pente étant plus précisément celle de la courbe donnant le courant de la plaque en fonction de la tension de grille, on doit pouvoir la définir pour un transistor si on relève une courbe donnant le courant de collecteur en fonction de la tension entre émetteur et base.

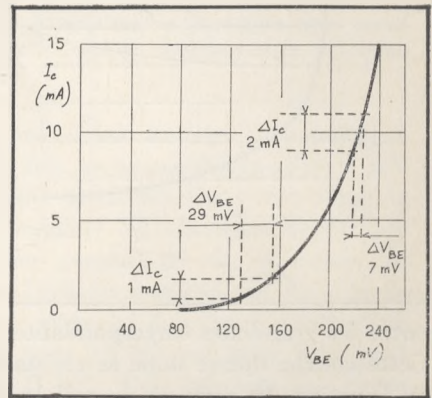
Un circuit permettant un tel relevé est reproduit dans la figure 1-5, et la courbe correspondante dans la figure 1-6. On voit que cette courbe est bien moins linéaire que celle dont on déduit β ; le transistor est donc un élément amplificateur à pente variable. Cette pente s étant définie par

$$s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$$

on la trouve égale à 35 mA/V et 290 mA/V respectivement (fig. 1-6) pour des courants moyens de collecteur de 1 et de 10 mA.

Comme on l'a vu, le gain en courant d'un transistor est à peu près indépendant du courant de collecteur. Par contre, il diffère d'un transistor à l'autre, pouvant être compris entre 20 et 200 environ. Dans le cas de la pente, c'est tout le contraire; elle est approximativement proportionnelle au courant de collecteur; en revanche, sous un même courant de collecteur, elle est à 20 % près la même pour n'importe quel transistor, qu'il soit au germanium ou au silicium, *n-p-n* ou *p-n-p*, H.F., B.F. ou de puissance. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle les fabricants de transistors n'indiquent jamais les pentes de leurs produits; il importe donc que l'utilisateur sache que cette pente est toujours de 35 mA/V environ pour un courant de collecteur de 1 mA, et qu'elle augmente, presque proportionnellement, quand ce courant augmente.

Fig. 1-6. — Relation entre courant de collecteur et tension émetteur-base



S'il est intéressant de connaître cet ordre de grandeur, il est encore plus important de savoir que, d'après la courbe de la figure 1-6, le transistor ne peut amplifier linéairement une tension de commande qu'on lui applique entre base et émetteur. Pour éviter la distorsion dans un étage d'amplification, on s'arrange pour travailler en commande par courant, c'est-à-dire de façon à pouvoir profiter de la linéarité que présente la courbe de la figure 1-4. On verra plus loin comment on opère en pratique; pour l'instant, il suffit de retenir la non-linéarité caractéristique de la commande par tension, telle que la courbe de la figure 1-6 l'exprime.

La résistance d'entrée

Pour déterminer le gain en courant et la pente, on avait fait appel aux variations du courant de base (ΔI_B) et de la tension émetteur-base (ΔV_{BE}). La résistance d'entrée, c'est-à-dire la résistance interne que présente le transistor entre base et émetteur, pourra maintenant être déterminée en appliquant la loi d'Ohm à ces deux grandeurs. En appelant r cette résistance d'entrée, on trouvera ainsi

$$r = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}$$

Or, puisque $\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$, et $s = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}$
on peut également écrire

$$r = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \times \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{\beta}{s},$$

ce qui fait qu'on peut calculer la résistance d'entrée quand on connaît le gain en courant et la pente. La courbe de la figure 1-7 a ainsi été obtenue par le calcul, et cela en faisant, pour chaque valeur de I_C , le rapport

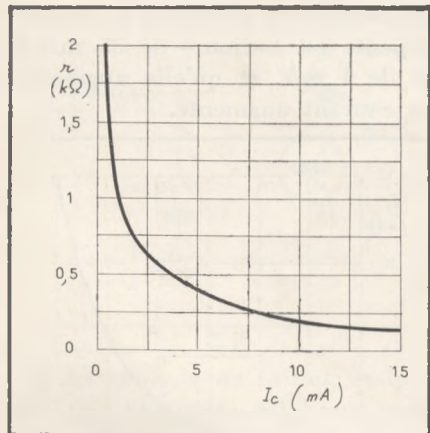


Fig. 1-7. — Résistance d'entrée en fonction du courant de collecteur.

entre les grandeurs correspondantes β et s , déduites des figures 1-4 et 1-6. Cette courbe donne donc la résistance d'entrée du transistor expérimenté en fonction du courant de collecteur. On constate qu'elle est loin d'être linéaire, et que la résistance d'entrée diminue quand le courant de collecteur augmente. Il n'est donc pas rare qu'un transistor de puissance travaille avec une résistance d'entrée de quelques ohms seulement.

L'effet de température

Pour comprendre l'action des circuits de stabilisation de température que comporte tout étage d'amplification à transistor, il est important de savoir de quelle façon se manifeste l'effet de température qu'accusent les semiconducteurs.

Il se traduit essentiellement par le fait que le *courant de collecteur augmente avec la température*. Pour approfondir ce point, il convient de distinguer le cas où le transistor travaille à courant de base constant, et celui où on considère comme fixe la tension émetteur-base. Dans le premier cas, le *courant de fuite I_{CBO} double chaque fois que la température augmente de 8 °C environ*. Ce courant étant de 0,3 mA, dans le cas de la figure 1-4 (valable pour une température ambiante de 25 °C et pour un transistor au germanium) il passera à 0,6 mA pour 33 °C, à 1,2 mA pour 41 °C, à 2,4 mA pour 49 °C, etc. Cela signifie que toute la courbe de la figure 1-4 se déplace verticalement de la quantité correspondante.

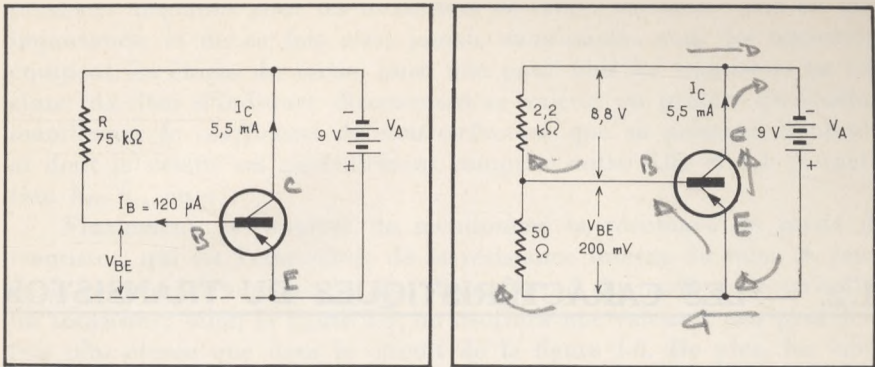


Fig. 1-8 et 1-9. — L'effet de température d'un transistor se manifeste bien moins à courant de base constant (à gauche) qu'à tension émetteur-base constante (à droite).

En revanche, si on considère le cas d'une tension base-émetteur constante, la courbe correspondante (fig. 1-6) se trouve *déplacée de 2 mV à gauche chaque fois que la température augmente de 1 °C*. Dans la figure 1-6, valable pour 25 °C, on a un courant de collecteur de 5,5 mA pour $V_{BE} = 200$ mV. Si la température passe à 35 °C, la courbe se déplace de 2×10 mV à gauche (ou l'échelle horizontale V_{BE} de la même quantité à droite), si bien que le nouveau courant de collecteur sera de 9 mA. La variation (de 3,5 mA pour 10 °C) est donc bien plus forte que précédemment (2,1 mA pour 24 °C). Cela montre que l'effet de température dépend bien moins du transistor utilisé que du circuit qui l'entoure.

Ainsi, dans la figure 1-8, le courant de base I_B est à peu près indépendant de V_{BE} , puisque cette grandeur est faible devant V_A . Si elle varie de 0,1 à 0,2 V (c'est-à-dire du simple au double), la chute de tension sur R ne varie que de 8,9 à 8,8 V, soit moins de 1,5 %, et il en sera de même pour le courant I_B . L'effet de température de ce montage sera donc relativement faible, et on pourra encore le réduire par un circuit de stabilisation tel qu'il sera décrit dans le chapitre consacré à l'amplification.

Par contre, le circuit de la figure 1-9 possède un effet de température bien plus important, puisque la tension émetteur-base y a été maintenue par un diviseur de tension; un tel circuit est quelquefois même dangereux pour la vie du transistor. En effet, ce dernier s'échauffe par le courant qui le traverse, c'est-à-dire qu'il subit une augmentation de température qui implique une augmentation du courant. Cela ne pouvant se faire sans nouvel échauffement, d'où nouvel accroissement de l'intensité, on conçoit que le transistor puisse *s'emballer* de cette façon, d'où destruction rapide du semiconducteur.

1.2. — LES CARACTÉRISTIQUES DU TRANSISTOR

Caractéristiques de fonctionnement

Comme il n'est guère possible d'expliquer le fonctionnement du transistor sans en mentionner les principales caractéristiques, le lecteur aura déjà fait connaissance, dans ce qui précède, de la signification des grandeurs : *gain en courant*, *pente* et *résistance d'entrée*. Il reste à noter que tous les fabricants n'utilisent pas, sur leurs notices, les mêmes notations pour ces grandeurs. C'est ainsi qu'on trouve β , h_{21e} , h_{fe} , et plus rarement α' , h_{21}' , pour le gain en courant en émetteur commun. Sur certaines notices anciennes on trouve même seulement le gain de courant en base commune (α , h_{21b}), grandeur qui est sans intérêt pratique mais qui permet, par

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

de calculer le gain en émetteur commun. La *résistance d'entrée* est souvent indiquée par h_{11e} ou h_{ie} , la *pente* ne l'est pratiquement jamais (puisque tout le monde peut la calculer, par $s = \beta/r_i$ à partir du gain β et de la résistance d'entrée r_i). Ce n'est que pour certains transistors H.F. qu'on fait mention d'une pente, notée alors par y_{21e} .

En dehors de ces trois caractéristiques principales de fonctionnement, il en existe d'autres auxquelles le dépanneur n'aura, cependant, pratiquement pas affaire. Ce n'est qu'en remplaçant, éventuellement, par un type plus récent, un transistor ne se trouvant plus dans le commerce, qu'il pourra être amené à comparer ces caractéristiques, mais il est rare qu'une variation du simple au triple puisse affecter le fonctionnement d'un récepteur.

La première de ces caractéristiques traduit le fait que, dans le transistor, la *résistance interne entre collecteur et base* n'est pas infinie. Cette résistance joue le même rôle que celle qu'on introduit quelquefois, pour provoquer une contre-réaction, entre grille et plaque d'un tube amplificateur. Elle s'appelle, de ce fait, *résistance interne de contre-réaction* (notation r_{bc}). Sa valeur peut être comprise entre 100 k Ω et

plusieurs mégohms pour les transistors de faible puissance; elle est sans importance, et de ce fait n'est jamais mentionnée, pour les transistors équipant les étages de sortie, ainsi que pour tous les transistors au silicium. Au lieu d'indiquer directement sa valeur, on préfère quelquefois mentionner le *coefficient de contre-réaction* que sa présence implique, et dont la valeur est généralement comprise entre 0,01 et 0,1 % (notation h_{12} h_{re} ou μ).

Finalement, il convient de mentionner la *résistance de sortie* du transistor, qui est l'équivalent de la résistance interne du tube. A cause de la contre-réaction interne, sa valeur dépend du mode de polarisation du transistor; selon la figure 1-9, on trouvera une valeur à peu près deux fois plus élevée que dans le circuit de la figure 1-8. De plus, les fabricants n'indiquent généralement pas cette grandeur en tant que résistance, mais en tant que *conductance*, ce qui est l'inverse d'une résistance. On l'indique ainsi en « ohms inverses »; certains utilisent pour cela des notations telles que mmho ou μ mho (le mot « ohm » à l'envers, précédé des préfixes « milli » ou « micro »); d'autres écrivent le symbole « Ω » à l'envers, ou utilisent la lettre S (siemens). Comme notation, on utilise h_{22e} ou h_{oe} pour la conductance de sortie à courant de base constant, et y_{22e} pour le cas de la tension de base constante. Cette distinction étant sans importance pour la pratique du dépannage, ces deux grandeurs ont été confondues dans le tableau ci-après, résumant les caractéristiques étudiées.

Les caractéristiques statiques

Contrairement aux caractéristiques de fonctionnement, toujours définies par la *variation* (Δ) que subit une grandeur en fonction d'une variation qu'on effectue sur une autre, les caractéristiques statiques sont de simples grandeurs, ou des rapports entre de telles grandeurs.

Une caractéristique statique a déjà été mentionnée précédemment; il s'agit du courant résiduel (ou de fuite) I_{CEO} , c'est-à-dire le courant qu'on mesure quand le transistor se trouve alimenté entre émetteur et collecteur, la base ne recevant pas de courant. Souvent inférieur au microampère pour les transistors au silicium, ce courant résiduel s'établit à des valeurs comprises entre 50 et 500 μ A pour un transistor au germanium de faible puissance, et peut atteindre plusieurs milliampères pour les transistors capables de dissiper plus de 1 W. Comme on l'a vu, il dépend fortement de la température; de plus, il augmente rapidement quand la tension de collecteur s'approche de la valeur maximale que le transistor peut supporter.

Puisqu'il peut arriver à un transistor de recevoir un signal de base nul, la caractéristique I_{CEO} possède une signification pratique bien réelle. Il n'en est pas de même du courant I_{CBO} (courant collecteur base à émetteur ouvert), et cela du fait que personne n'utilise un transistor

sans connecter l'émetteur. Cependant, il est possible de déterminer approximativement I_{CEO} en partant de I_{CBO} , et cela en multipliant cette dernière grandeur par le gain en courant β . De plus, on indique quelquefois un courant résiduel I_{CES} , mesuré en reliant la base à l'émetteur, et important pour les transistors de puissance qu'on utilise souvent avec des résistances externes relativement faibles entre émetteur et base.

Considérées comme rapports entre de simples grandeurs, les caractéristiques de fonctionnement peuvent également devenir des caractéristiques statiques. Ainsi, il faut distinguer entre

$$\beta = h_{21e} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B},$$

grandeur dynamique, et

$$\beta_S = h_{21E} = \frac{I_C}{I_B},$$

grandeur statique. En général, la différence entre ces deux grandeurs n'est pas très importante. Dans l'exemple de la figure 1-4, correspondant à un gain dynamique (déterminé par variations) de 50 sous un courant de collecteur de 7,5 mA, on trouve, à la même valeur de courant, un gain statique de 47. On pourrait, de même, déduire une pente statique I_C/V_{BE} de la figure 1-6; la forte courbure fera apparaître une différence assez grande avec la valeur de s .

Caractéristiques en haute fréquence

Les transistors utilisables seulement aux fréquences sonores sont ceux dont la fabrication est la plus facile; mais un récepteur comporte toujours des types spéciaux pour les étages de conversion et de moyenne fréquence. Pour ces transistors, des recueils de caractéristiques tels que le *Guide mondial des Transistors* ou *Radio-Transistors* contiennent toujours l'indication de la fréquence maximale que le transistor peut encore amplifier de façon rationnelle.

De semblables mentions sont généralement aussi données dans les notices des fabricants de transistors. De plus, on y trouve souvent une fréquence de coupure ou de transition notée f_a , f_1 , f_{b1} , f_{b-1} , f_t , fréquence à laquelle le gain en courant émetteur commun devient égal à l'unité. Cette fréquence étant habituellement *bien plus élevée* que la fréquence normale d'utilisation, il faut donc éviter toute confusion. Servant au calcul du circuit entourant le transistor, elle n'est pas directement utile au dépanneur qui, en principe, trouve ce circuit tout réalisé. Le lecteur ne trouvera donc pas ici d'indications plus précises sur cette fréquence, ni sur les autres paramètres H.F. d'un transistor; si, cependant, la question l'intéresse, il pourra se rapporter au livre *Technique et Applications des Transistors* (Editions Radio).

PRINCIPALES CARACTÉRISTIQUES DE FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR

CARACTÉRISTIQUE	NOTATIONS COUCHANTES	ORDRES DE GRANDEUR	PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES	EN CAS DE REMPLACEMENT D'UN TRANSISTOR
Gain en courant émetteur commun	β, h_{21e}, h_{fe}	20...200	Ne varie que peu avec le courant et la tension de collecteur.	Prendre égal à 30 % près.
Gain en courant base com- mune	α, h_{21e}, h_{fb}	0,98	Sans signification pratique.	Ne pas s'en occuper.
Résistance d'entrée	r_i, h_{11e}, h_{ie}	10 Ω à 10 k Ω	Diminue quand le courant de col- lecteur augmente, d'autant plus fort que β plus grand.	Ne pas s'en occuper.
Pente	s, y_{21e}, y_{fe}	35 mA/V à $I_C = 1$ mA	A peu près proportionnelle au cou- rant de collecteur, par ailleurs même valeur pour tout transistor.	Ne pas s'en occuper.
Résistance de contre-réac- tion interne	r_{be}	0,1 à 5 M Ω	Diminue, quand le courant de collec- teur augmente.	Prendre égale ou plus grande.
Coefficient de contre-réac- tion interne	μ, h_{12e}, h_{re}	0,01 à 0,1 %	Augmente avec le courant de collec- teur.	Prendre égal ou plus faible.
Résistance de sortie	r_o, h_{22e}, h_{oe}	10 k Ω à 1 M Ω 1 à 100 μ ho à $I_C = 1$ mA	Augmente quand la tension de collec- teur augmente et quand le courant de collecteur diminue.	Prendre une conductance à peu près égale ou inférieure.
Capacité de réaction	$c_e, c_{be}, c_{bc}, c_{bo}$	0,2 à 200 pF	N'est importante que dans les étages H.F. ou M.F.	Respecter étroitement.

Les caractéristiques limites

Comme tout autre élément d'un montage électronique, le transistor peut être détruit par une surcharge. Pour éviter un tel accident, le fabricant fixe des limites d'utilisation, et il appartient évidemment au dépanneur de respecter ces limites lorsqu'il procède au remplacement d'un modèle qu'il ne trouve pas directement dans le commerce (ce qui arrive très souvent).

Les principales grandeurs limites sont : la tension maximale de collecteur, le courant maximal de collecteur, la puissance maximale de dissipation, et la température maximale de la jonction collecteur-base.

La première de ces grandeurs est généralement indiquée sous forme de la tension maximale entre émetteur et collecteur, V_{CEM} ou V_{CEmax} . Certains fabricants distinguent entre des tensions V_{CEO} , V_{CER} et V_{CES} , valables respectivement à base ouverte, avec une résistance (de valeur précisée) entre émetteur et base, et avec un court-circuit entre base et émetteur. C'est V_{CER} qui correspond le plus aux conditions de fonctionnement d'un transistor dans un récepteur. Cette tension maximale émetteur-collecteur doit être, dans un étage H.F., M.F. ou de préamplification B.F., au moins égale à la tension d'alimentation du récepteur et supérieure au double de cette tension dans tout étage B.F. comportant un transformateur dans le circuit de collecteur.

Le courant maximal de collecteur est une grandeur qui, le plus souvent, n'a une signification que pour les circuits électroniques de commutation; dans les récepteurs, on reste toujours très loin en dessous de cette limite. En effet, il est rare que la consommation d'un étage H.F., M.F. ou de préamplification B.F. atteigne 3 mA; on y utilise néanmoins souvent des transistors admettant 100 mA et plus. Dans les étages de sortie, la consommation est évidemment plus grande; on en trouvera des ordres de grandeur plus loin, dans la deuxième partie du livre, consacrée au récepteur à transistors.

La puissance maximale de dissipation est toujours largement inférieure au produit qu'on obtient en multipliant la tension maximale de collecteur avec le courant maximal correspondant. Pour les transistors de faible et de moyenne puissances, cette limite de dissipation est généralement valable à une température ambiante de 25 °C. En revanche, pour les transistors destinés à être montés sur un radiateur, elle correspond souvent à une température de boîtier de 25 °C. En pratique, il est évidemment impossible de refroidir à tel point un transistor de puissance; il convient donc de retrancher au moins la moitié de cette valeur, pour obtenir un ordre de grandeur valable en pratique. Cet ordre de grandeur reste néanmoins très vague, car c'est essentiellement de la surface et de la disposition du radiateur que dépend, en fin de compte, la puissance qu'un tel transistor peut dissiper.

Si on doit remplacer un transistor qui se trouve monté sur un radiateur, il ne faut pas nécessairement choisir un type pour lequel le fabricant indique la même puissance de dissipation que pour l'ancien, car ces indications peuvent être valables pour des températures différentes. Il faut plutôt se référer à la résistance thermique (résistance qui s'oppose, à l'intérieur du transistor, à l'écoulement de la chaleur de la jonction vers le fond du boîtier). Dans le cas des transistors devant fonctionner sans radiateur, cette résistance thermique, notée K_t , est définie entre la jonction et l'air ambiant. Les recueils de caractéristiques indiquent généralement la température maximale de jonction T_{JM} , ainsi que la puissance maximale de dissipation, P_{dM} , définie à une certaine température de boîtier T_b ou ambiante T_a . Suivant le cas, la résistance thermique peut ainsi être calculée par

$$K_t = \frac{T_{JM} - T_b}{P_{dM}} \text{ ou } K_t = \frac{T_{JM} - T_a}{P_{dM}}.$$

Inversement, on peut calculer la puissance maximale de dissipation d'un transistor par

$$P_{dM} = \frac{T_{JM} - T_b}{K_t} \text{ ou } P_{dM} = \frac{T_{JM} - T_a}{K_t}.$$

Pour un radiateur et une valeur de K_t donnés, un transistor dissipera une puissance d'autant plus grande que T_{JM} est plus forte. Sur le calcul des radiateurs, on trouve des indications détaillées dans le livre *Technique et Applications des Transistors*.

Dans le tableau ci-après, on trouvera un résumé des ordres de grandeurs courantes dans le domaine des caractéristiques limites, et cela pour diverses catégories de transistors utilisés en radio, les types industriels étant exclus.

Plus loin (fig. 1-10), figure un tableau surtout utile quand il s'agit de remplacer un transistor dont on ne connaît pas la puissance dissipée ou la résistance thermique, et cela parce qu'on ne le trouve dans aucun recueil, ou parce qu'il ne comporte plus d'inscription. La puissance dissipée dépendant essentiellement de la surface et de la forme du boîtier, on peut facilement l'estimer à partir de cette dernière. Comportant les formes les plus courantes de transistors, classées par puissances grandissantes (ou par résistances thermiques de plus en plus faibles), ce second tableau donne, par la même occasion, l'ordre des connexions (B = base, C = collecteur, E = émetteur, S = blindage ou connexion au boîtier). Dans tous les transistors comportant une connexion S, le boîtier du transistor se trouve isolé des trois électrodes. Dans le cas de transistors de

puissance, par contre, le boîtier est généralement relié au collecteur. Certains transistors de faible puissance possèdent une telle connexion entre boîtier et base.

Catégories technologiques

En plus des caractéristiques d'un transistor, on indique généralement sa catégorie technologique ou son procédé de fabrication. Les transistors les plus courants en radio sont ceux obtenus par *alliage*. Très grossièrement, cela signifie que collecteur et émetteur sont apportés par des soudures sur la plaquette de semiconducteur qui constitue la base. Tous les transistors B.F. de faible, moyenne et grande puissances sont fabriqués suivant ce principe, de même certains transistors équipant les étages de conversion et de moyenne fréquence, à condition que le récepteur ne comporte pas une gamme complète d'ondes courtes.

Pour atteindre des fréquences plus élevées, on fait appel à des transistors à *base inhomogène*. Ainsi, on peut *diffuser* une vapeur métallique dans une plaquette de semiconducteur servant de base, et cela de façon que cette vapeur pénètre d'un côté plus que de l'autre. La base devient ainsi inhomogène, ce qui fait que les porteurs de charge qui la traversent subissent une accélération. En procédant comme plus haut avec une base ainsi diffusée, on obtient un transistor à *diffusion et alliage*, qu'on nomme également « *drift* ». Il existe également des transistors à *tirage et diffusion*; les zones émetteur, base et collecteur y sont formées pendant que le matériau semiconducteur est en fusion. De plus, comme il est intéressant d'avoir de faibles capacités internes dans le cas d'un transistor H.F., on peut chercher à réduire les surfaces des jonctions par une attaque d'acide. Pour pouvoir subir un tel traitement, un transistor doit avoir une forme assez particulière; c'est cette forme qui lui a donné le nom de « *mesa* ». D'autres transistors H.F., plus rares, sont les « *barrières de surface* » ou « *micro-jonction* » (MADT, micro-alloy-junction-transistor) où, par un jet d'acide, on creuse des alvéoles dans la plaquette de semiconducteur avant d'y loger l'émetteur et le collecteur.

Lors d'un remplacement, on a toujours avantage à utiliser un transistor de même type technologique que l'ancien. Néanmoins, il est généralement possible de remplacer un transistor à *alliage* par un transistor à *base inhomogène* (à base diffusée, drift, mesa); l'opération inverse, en revanche, n'est pas recommandée.

Les transistors au *silicium* équipant les récepteurs sont généralement du type *planar*, et ils sont souvent présentés sous enrobage plastique. En cas de remplacement, il convient de bien respecter la valeur de la capacité de réaction.

ORDRES DE GRANDEUR DES CARACTERISTIQUES LIMITES

CARACTÉRISTIQUE	TRANSISTORS DE		
	FAIBLE PUISSANCE	MOYENNE PUISSANCE	PUISSANCE
Tension maximale de collecteur	6 à 30 V	12 à 50 V	30 à 100 V
Courant maximal de collecteur	5 à 300 mA	0,1 à 2 A	0,5 à 15 A
Puissance max. de dissipation	30 à 150 mW	0,15 à 1 W	1 à 50 W
Température max. de jonction (germanium)	60 à 90 °C	70 à 100 °C	80 à 110 °C
Température max. de jonction (silicium)	100 à 180 °C	150 à 200 °C	180 à 220 °C

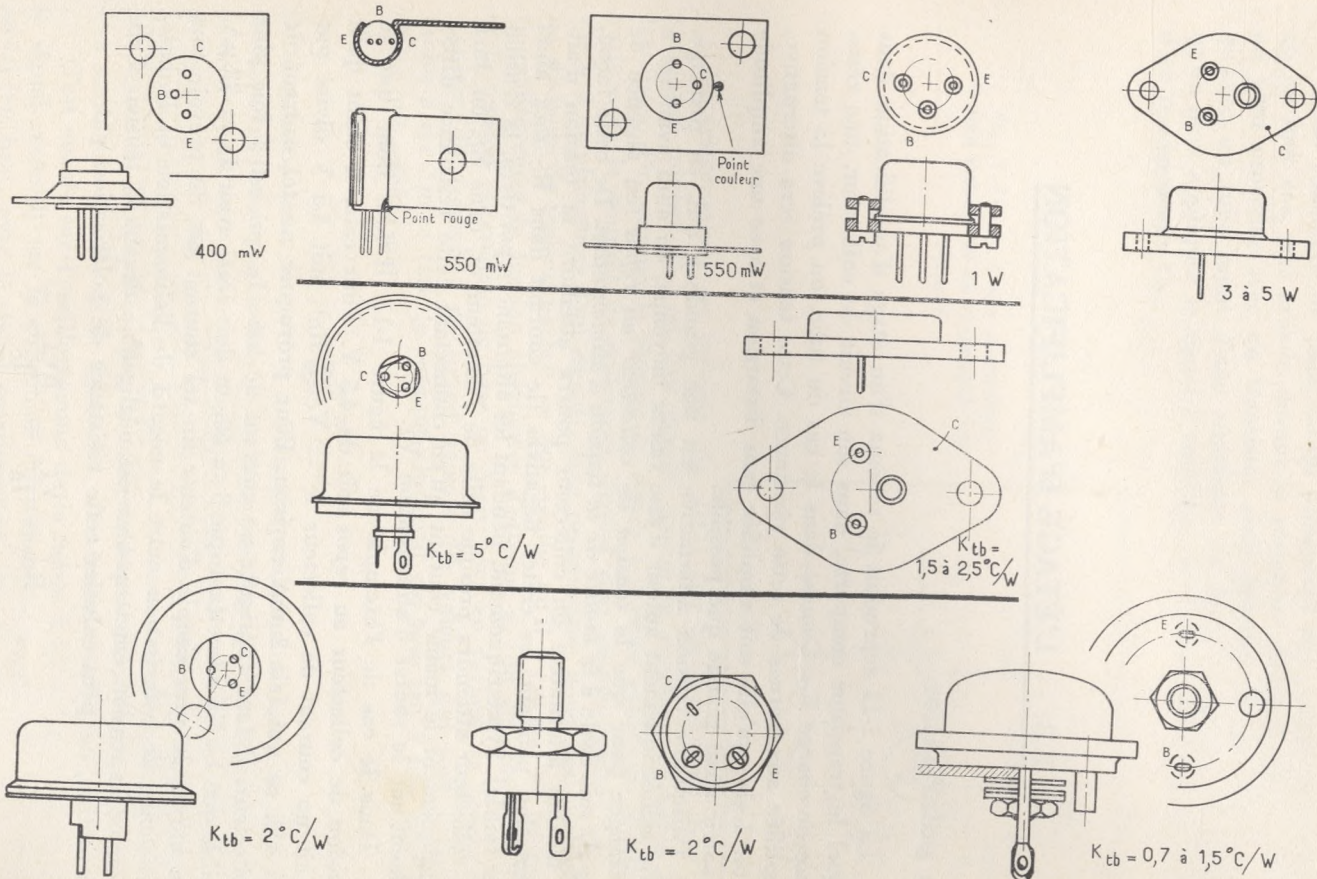
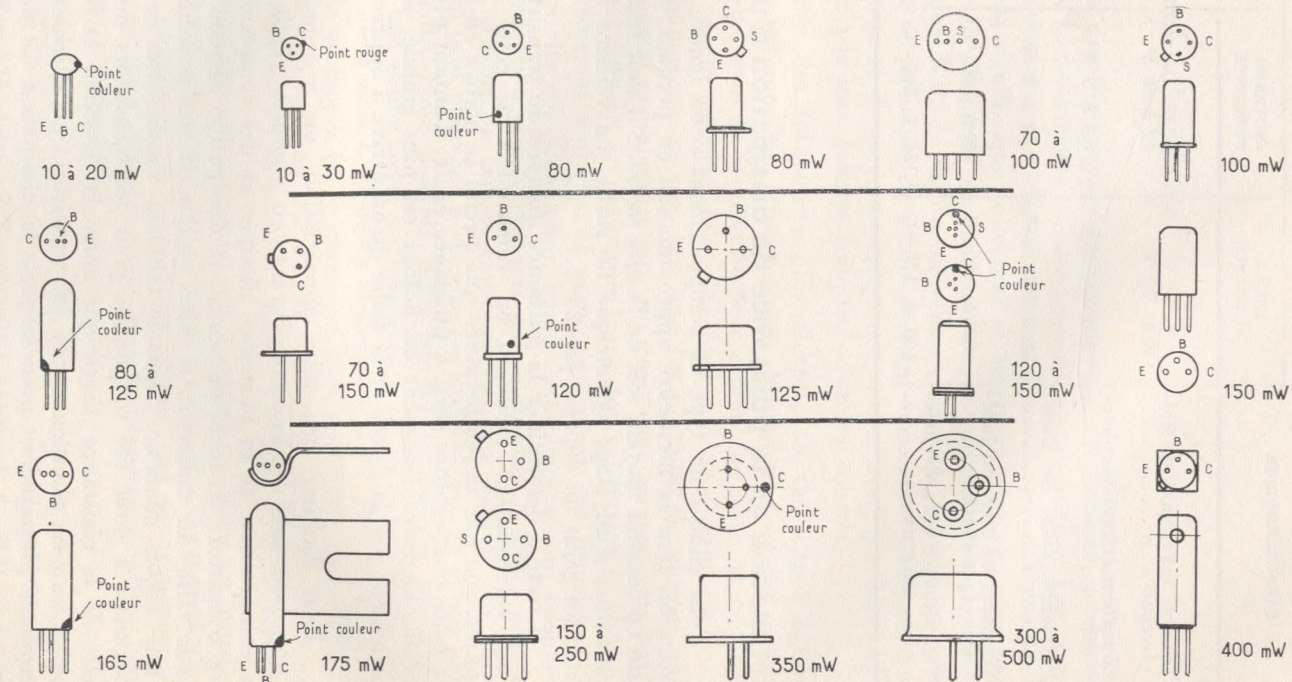
Estimation de la puissance de dissipation d'un transistor

Pour choisir un type de remplacement si on ignore tout d'un transistor, on fera la meilleure approximation en prenant un transistor de gain en courant moyen, soit de l'ordre de 50. S'il faut remplacer les deux transistors d'un étage symétrique de sortie, on veillera à ce que l'écart entre les gains ne dépasse pas 25 %.

Il reste à déterminer la *puissance dissipée* du transistor à remplacer. C'est relativement facile, si on remarque que cette puissance n'est limitée que par la température que prend le boîtier en fonctionnement. Or cette température sera, à puissance égale, d'autant plus faible que la surface de refroidissement du boîtier est plus grande, si bien que c'est finalement par la *forme et la taille* qu'on arrive à apprécier la *puissance dissipée*.

Pour faciliter une telle appréciation, on a représenté, dans la figure 1-10, tous les boîtiers courants en *grandeur réelle* (à 10 % près), avec indication de la puissance dissipée et des connexions. Dans le cas des transistors de forte puissance, la dissipation dépend essentiellement de la taille du radiateur, si bien qu'il n'est pas possible de l'indiquer d'une façon générale. Dans le tableau, l'indication de la dissipation maximale a donc été remplacée, pour les transistors de puissance, par celle de la résistance thermique entre la jonction et le boîtier (K_{tb}). Le tableau ne mentionne pas les transistors au silicium présentés sous enrobage plastique, et pour lesquels la dissipation est de 200 mW pour les types H.F. et de préamplification B.F., et de 300 mW pour ceux de sortie.

Fig. 1-10. — Lorsqu'on doit remplacer un transistor inconnu, il est important de trouver un type admettant une même dissipation. Pour estimer cette dissipation, il suffit de prendre les dimensions du boîtier comme critère. Dans le tableau ci-dessous, représentant en grandeur naturelle (à 10 % près) toutes les formes courantes de boîtiers, l'indication de la dissipation, valable pour des transistors au germanium, est à multiplier par trois environ pour ceux au silicium.



1.3. — L'ÉTAGE D'AMPLIFICATION

La polarisation

La figure 1-11 reproduit le schéma d'un étage d'amplification dans lequel le transistor comporte, dans son circuit de collecteur, une *résistance de charge* R_C . Comme dans le cas du tube, on prélève la tension amplifiée aux bornes de cette résistance. Cette tension sera alternative, et on désire qu'elle soit amplifiée sans distorsion et avec une amplitude de sortie aussi grande que possible.

Puisqu'une tension alternative est une grandeur qui, en principe, varie symétriquement autour d'une valeur moyenne, on aura avantage à s'arranger pour que la *tension de collecteur au repos* (en absence de signal) soit égale à la *moitié de la tension d'alimentation*. De cette façon, la tension alternative du collecteur pourra atteindre la tension d'alimentation pendant les crêtes négatives (le courant dans R_C sera alors très faible). Symétriquement, pendant les alternances positives, la tension de collecteur atteindra presque celle de l'émetteur et, dans R_C , on aura pratiquement le même courant qu'en connectant cette résistance directement sur la source d'alimentation V_A .

Dans le cas de l'exemple de la figure 1-11, il faut donc que la tension de collecteur au repos soit de 4,5 V. Pour cela, il suffit qu'il y ait un courant de collecteur $I_C = V_C / (2 R_C)$, soit 4,5 V divisé par 2,2 k Ω , ce qui fait 2 mA environ. Pour provoquer un tel courant de collecteur, il faut appliquer un courant de base I_B qui est β fois plus faible que I_C . En admettant que $\beta = 60$, on doit ainsi avoir $I_B = 33 \mu A$. Le moyen le plus simple d'obtenir un tel courant est de prévoir une *résistance de polarisation* entre le négatif de l'alimentation et la base. Comme la tension émetteur-base est négligeable devant la tension d'alimentation, on peut calculer cette résistance de polarisation par

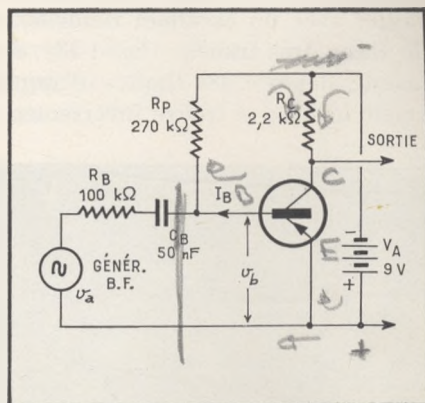
$$R_P = \frac{V_A}{I_B} = \frac{\beta V_A}{I_C},$$

soit 270 k Ω dans le cas de l'exemple de la figure 1-11.

Commande par courant

Cette résistance de polarisation présentant une valeur assez élevée et, en tout cas, très grande devant la résistance d'entrée du transistor, on peut procéder avec un transistor ainsi polarisé de la même façon qu'avec un tube muni d'une résistance de fuite de grille, c'est-à-dire qu'on peut appliquer le signal à amplifier sur la base par l'intermédiaire d'un condensateur C_B .

Fig. 1-11. — Etage d'amplification travaillant en commande par courant.



Ce condensateur est précédé (fig. 1-11) par un générateur dont la résistance interne, R_B , est très grande devant la résistance d'entrée du transistor. Or, comme le montre la figure 1-7, cette résistance d'entrée varie avec le courant de collecteur (lequel doit nécessairement varier, s'il y a amplification d'un signal). Elle ne constitue donc pas, avec R_B , un diviseur de tension parfait, ce qui signifie qu'il n'y a pas de proportionnalité entre la tension alternative d'attaque v_a (du générateur B.F.) et la tension alternative de base v_b . Mais, tout en variant, la résistance d'entrée du transistor ne prend jamais des valeurs qui sont comparables à R_B . De ce fait, le courant alternatif de base est, à très peu de chose près, défini par

$$i_b = \frac{v_a}{R_B}.$$

Cette relation montre qu'il y a bien proportionnalité entre la tension d'attaque et le courant de base. C'est pourquoi l'on dit d'un étage d'amplification ayant une *résistance d'attaque* (résistance interne de la source de commande) *plus grande que la résistance d'entrée* du transistor, qu'il travaille en *commande par courant*. Comme c'est alors uniquement le courant de base qui compte, la caractéristique d'un tel amplificateur sera semblable à celle de la figure 1-4, c'est-à-dire très linéaire.

C'est visible sur l'oscillogramme de la figure 1-12, où on a comparé le signal recueilli sur le collecteur du transistor, et qui est bien sinusoïdal (en bas), avec le signal émetteur-base qui, du fait des variations de la résistance d'entrée, se trouve fortement distordu. Pour un dépan-

neur qui est amené de faire des mesures à l'oscilloscope sur un amplificateur à transistor, il est très important de savoir qu'une telle distorsion est parfaitement normale et que, aux fortes amplitudes, le signal de collecteur ne peut être *sinusoidal* que si le signal de base ne l'est pas.

Cette linéarité reste, d'ailleurs, conservée pour des amplitudes relativement fortes de la tension alternative de collecteur; ainsi la figure 1-12 correspond à une amplitude crête à crête de 8,5 V, et cela sous une tension d'alimentation de 9 V. On voit ainsi que le transistor peut travailler avec un excellent rendement. Evidemment, la distorsion apparaît de façon très franche (fig. 1-13) dès que l'amplitude du signal de commande dépasse les limites d'amplification, c'est-à-dire quand la diode émetteur-base se trouve inversement polarisée pendant les crêtes positives

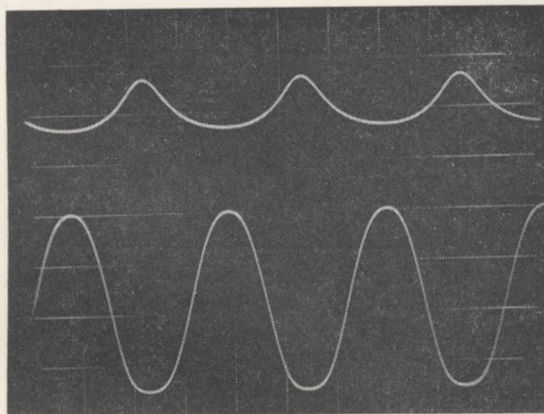
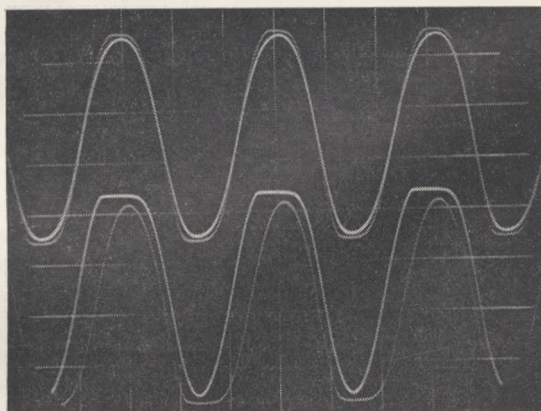


Fig. 1-12. — Dans le cas d'un transistor travaillant avec une forte amplitude d'attaque, le signal de base (en haut) doit paraître fortement distordu par rapport à celui de collecteur.

Fig. 1-13. — En haut (trace épaisse), signal de collecteur correspondant à la limite de distorsion. En augmentant de 10 % l'amplitude d'attaque, on observe (trace fine) une limitation des crêtes. Dans le bas de la photo, la trace épaisse représente, dans le cas d'un transistor p-n-p, une distorsion due à un courant de polarisation trop fort; cette polarisation est trop faible dans le cas de la trace fine.



de la tension de commande, ou encore quand il y a saturation aux crêtes négatives. Lors d'une telle saturation, le produit βI_B devient plus grand que le courant V_A/R_C que la source d'alimentation peut fournir dans la résistance de charge.

Commande par tension

Dans le schéma de la figure 1-14, les résistances de charge et de polarisation sont les mêmes que précédemment; seul change le circuit d'attaque. La résistance R_B ayant été supprimée, le générateur B.F., qu'on suppose de faible résistance interne, se trouve connecté directement entre émetteur et base par le condensateur de liaison C_B . Il est évident, dans ces conditions, que les tensions du générateur et d'entrée du transistor doivent être proportionnelles et que, par opposition avec le circuit précédemment étudié, on parle maintenant de *commande par tension*. Comme la résistance d'entrée du transistor varie sous l'influence du signal, on conçoit que le courant de base ne peut pas être proportionnel

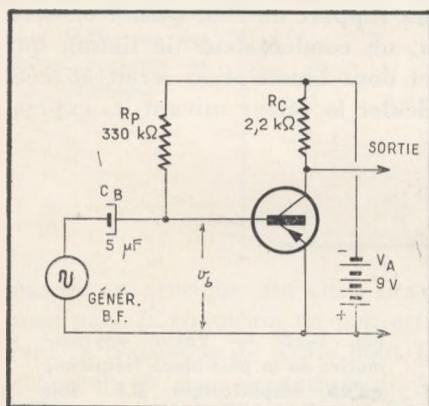
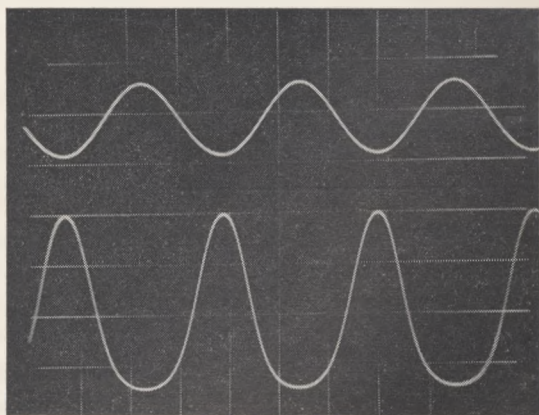


Fig. 1-14. — Etage d'amplification travaillant en commande par tension.

Fig. 1-15. — Dans le cas de la commande par tension, la tension de base (en haut) est sinusoïdale, celle de collecteur (en bas) doit donc apparaître distordue.



à la tension d'attaque. De ce fait, seule une caractéristique du type de la figure 1-6 peut être appliquée à un tel amplificateur. Comme le montre l'oscillogramme de la figure 1-15, le fonctionnement est très peu linéaire.

En comparant les schémas des figures 1-11 et 1-14, on peut être surpris de la différence existant entre les valeurs respectivement données au condensateur de liaison C_B . Or la réactance de ce condensateur devant, à la plus basse fréquence à transmettre (f_m), être *faible devant la résistance* s'y trouvant en *série*, on doit prendre, dans le cas de la figure 1-11,

$$C_B > \frac{1}{2\pi f_m (R_B + r)},$$

et

$$C_B > \frac{1}{2\pi f_m r}$$

dans celui de la figure 1-14. Comme R_B est à peu près cent fois plus grande que la résistance d'entrée r , on voit que les deux valeurs de C_B doivent parfaitement se trouver dans un rapport de 100. Quand on sera amené à remplacer, dans un récepteur, un condensateur de liaison qui présenterait, par exemple, une fuite, et dont l'inscription serait effacée, il deviendra souvent nécessaire d'en calculer la valeur suivant les expres-

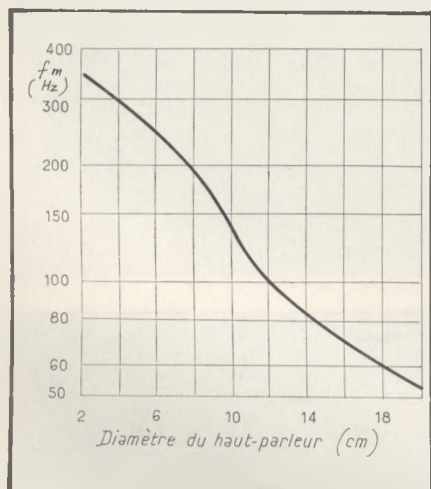


Fig. 1-16. — Valeur approximative de la plus basse fréquence qu'un amplificateur B.F. doit transmettre, en fonction du diamètre du haut-parleur.

sions précédentes. A la place de R_B , on prendra alors la valeur de la résistance de charge de l'étage précédent. Si le condensateur de liaison à remplacer se trouve attaqué par un potentiomètre, le cas $R_B = 0$ est possible; il faut donc le respecter dans le calcul. La résistance d'entrée d'un transistor peut être déterminée, quand on en connaît le gain en courant β et le courant moyen de collecteur I_C , par la relation

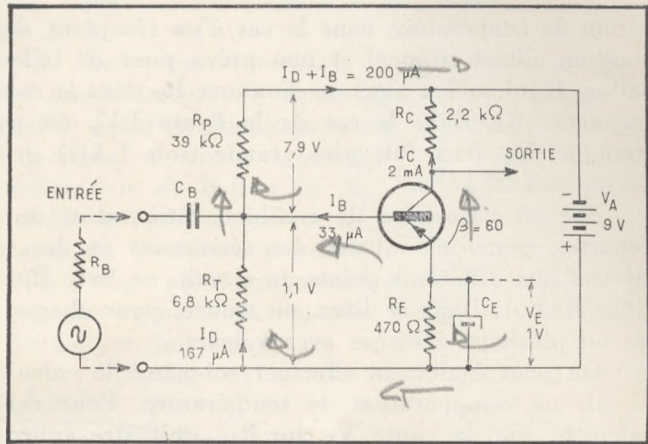
$$\left\{ r = \frac{\beta}{35 I_C} \right\}$$

Cette relation, dérivée de l'expression $r = \beta/s$, tient compte du fait que, dans un transistor, la pente dépend uniquement du courant de collecteur. La plus basse fréquence à transmettre pourra finalement être

estimée, à l'aide de la figure 1-16, en fonction du diamètre du haut-parleur que possède le récepteur à dépanner.

Comparant les montages des figures 1-11 et 1-14 en fonctionnement, on constate que le gain en tension (entre générateur B.F. et collecteur) est bien plus élevé dans le second cas que dans le premier. Il ne faut pas pour autant en conclure que la commande par courant est moins avan-

Fig. 1-17. — Circuit de compensation de température, avec indication des divers courants et tensions.



tageuse en pratique. En effet, l'expérience de la figure 1-14 a été entreprise dans la condition un peu artificielle d'un générateur de commande dont la résistance de sortie était faible devant la résistance d'entrée du transistor. Or, dans la pratique de l'amplification B.F., la résistance interne de la source de commande est constituée par la résistance de charge de l'étage précédent. Cette résistance étant toujours plus élevée que la résistance d'entrée du transistor commandé, on se trouve automatiquement en commande par courant.

De plus, il faut bien considérer que la notion du gain en tension n'est pas essentielle dans le cas d'un amplificateur. Il peut même y avoir un gain en *puissance* (et une puissance suffisante dans le haut-parleur) avec seulement un gain en *courant*, le gain en tension pouvant être inférieur à l'unité.

La compensation de l'effet de température

Comme on a pu le voir dans le chapitre précédent, l'effet de température du transistor se manifeste essentiellement par une augmentation du courant de collecteur avec la température. Pour réduire cette augmentation, on utilise le plus fréquemment un circuit du genre de celui de la figure 1-17. La tension de polarisation de base du transistor y est maintenue par un diviseur de tension R_P - R_T . De plus, on a prévu une résistance d'émetteur R_E . Lors d'une augmentation du courant de

collecteur (qui est pratiquement égal au courant d'émetteur), la chute V_E sur cette résistance a tendance à croître. Cela fait que la différence de tension entre base et émetteur tend à diminuer. Or, comme cela implique une réduction du courant de collecteur, on conçoit que l'augmentation initiale de ce dernier se trouve, en fin de compte, très largement compensée.

Le dépanneur pourra être amené à modifier un circuit de compensation de température dans le cas d'un récepteur destiné à fonctionner sous un climat tropical et non prévu pour de telles conditions d'utilisation. Il lui suffira alors de *diminuer R_P dans la même proportion qu'il augmente R_E* . Dans le cas de la figure 1-17, on pourra prendre, par exemple, R_E deux fois plus grande (soit 1 k Ω) et R_P deux fois plus petite (soit 22 k Ω).

S'il est nécessaire de recâbler entièrement un étage, on peut se reporter, pour les valeurs des résistances et des tensions qu'on doit trouver aux différents points du circuit, au livre *Radio-Transistors* (Editions Radio). Dans ce livre, on trouve, pour chaque type de transistor, un ou plusieurs schémas avec valeurs.

On peut également effectuer soi-même le calcul des éléments d'un circuit de compensation de température. Pour cela, on admet généralement que la chute V_E (sur R_E) doit être approximativement égale au dixième de la tension d'alimentation V_A . En connaissant le courant de collecteur I_C ou la résistance ohmique de charge R_C sous laquelle le transistor doit travailler, on peut calculer la résistance d'émetteur par

$$R_E = \frac{V_A}{10 I_C} = \frac{R_C}{5}.$$

Dans le diviseur de tension constitué par R_P - R_T , on admettra un courant environ cinq fois plus élevé que le courant de polarisation I_B du transistor. Puisque I_B traverse R_P , on doit ainsi avoir, dans cette résistance, un courant six fois plus grand que I_B . En admettant égale à 0,1 V la différence de tension entre émetteur et base, on trouve ainsi

$$R_P = \frac{\beta (0,9 V_A - 0,1 \text{ volt})}{6 I_C}$$

et

$$R_T = \frac{\beta (0,1 V_A + 0,1 \text{ volt})}{5 I_C}.$$

Dans le cas d'un transistor au silicium, la tension émetteur-base est de 0,7 V environ.

Si on ignore la valeur de I_C , on peut remplacer ce terme par $V_A/(2 R_C)$. Du fait de l'effet d'autorégulation qui lui est propre, le circuit travaille d'une façon correcte même si les valeurs qui ont été

utilisées diffèrent de 25 % de celles calculées. Le courant I_D , dans le diviseur de tension de base, peut être égal au triple du courant de base I_B , quand on n'a pas besoin d'une compensation de température très importante.

Si, par contre la puissance dissipée dans le transistor dépasse le tiers de la valeur maximale autorisée par le fabricant, l'échauffement dû à cette dissipation devient suffisamment important pour qu'il soit avantageux de prendre $I_D = 10 I_B$.

Le condensateur de découplage d'émetteur, C_E , est à prévoir pour que la contre-réaction introduite par R_E agisse uniquement en courant continu (pour stabiliser le point de fonctionnement, comme nous l'avons vu), et non pas sur le signal alternatif à amplifier. Sa valeur dépend, comme celle du condensateur de liaison C_B (fig. 1-11 et 1-14), de la résistance d'attaque. Dans le cas d'un circuit de compensation de température, cette résistance est constituée par la mise en parallèle de la résistance de charge de l'étage précédent avec les éléments R_P et R_T . Désignant par r_a cette mise en parallèle, on peut montrer que la capacité de découplage d'émetteur doit être

$$C_E \geq \frac{1}{2\pi f_m \left(\frac{1}{35 I_C} + \frac{r_a}{\beta} \right)},$$

f_m étant la plus basse fréquence à transmettre. Etant donné qu'on observe toujours une certaine proportionnalité entre les valeurs entrant dans cette expression, on ne commet pas une grande erreur en posant simplement

$$C_E \text{ (en } \mu\text{F)} \geq \frac{1\,000 I_C \text{ (en mA)}}{f_m \text{ (en hertz)}}$$

dans le cas d'un étage travaillant, à l'entrée, en liaison résistance-capacité, et

$$C_E \text{ (en } \mu\text{F)} \geq \frac{5\,000 I_C \text{ (en mA)}}{f_m \text{ (en hertz)}}$$

dans celui d'une attaque par transformateur.

1.4. — LES TROIS CIRCUITS FONDAMENTAUX

Emetteur commun

Déjà mentionnés dans le chapitre 1.1, les circuits émetteur commun, collecteur commun et base commune sont « fondamentaux » en ce qui concerne le mode d'utilisation du transistor. Cela n'empêche qu'ils diffèrent, tout aussi fondamentalement, quant à leur importance pratique. C'est, en effet, le circuit *émetteur commun* qui est de loin le *plus fréquemment utilisé* dans les récepteurs et amplificateurs. On ne s'étonnera

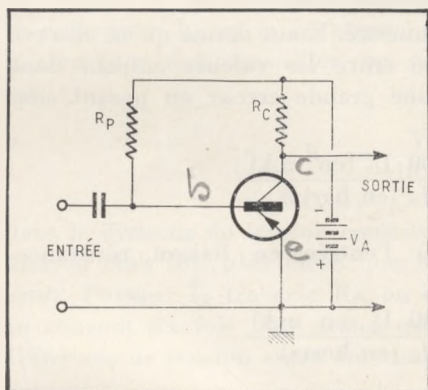


Fig. 1-18. — L'électrode commune d'un circuit d'amplification est celle où aboutissent ensemble les tensions d'entrée et de sortie.

donc pas de ne trouver, après les chapitres précédents et essentiellement consacrés à ce circuit, qu'un exposé assez succinct sur les deux autres.

Auparavant, pour faciliter la comparaison, il convient de rappeler, par la figure 1-18, que l'expression *émetteur commun* exprime le fait que l'émetteur est, dans ce circuit, l'électrode *commune* pour les tensions d'entrée et de sortie. Quand, dans un tel circuit, la base devient *plus négative*, le courant de collecteur croît et la chute sur R_C augmente, si bien que le collecteur (la sortie) devient *moins négatif*. Le circuit émetteur commun travaille donc *avec inversion de phase*.

Le terme « émetteur commun » ne signifie pas, d'ailleurs, que ce soit obligatoirement l'émetteur qui se trouve à la *masse* du montage.

La figure 1-19 montre que cela peut être aussi bien le collecteur qui se trouve relié à la masse, et que l'émetteur peut constituer l'électrode de sortie. Comme, par l'intermédiaire du transformateur de liaison, les tensions d'entrée et de sortie ont bien l'émetteur comme point commun, les propriétés de ce circuit ne diffèrent en rien du circuit de la figure 1-18. La disposition particulière a été uniquement choisie pour que

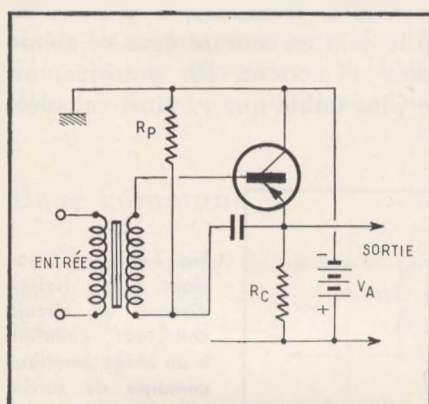


Fig. 1-19. — L'électrode commune n'est pas nécessairement celle qui se trouve à la masse.

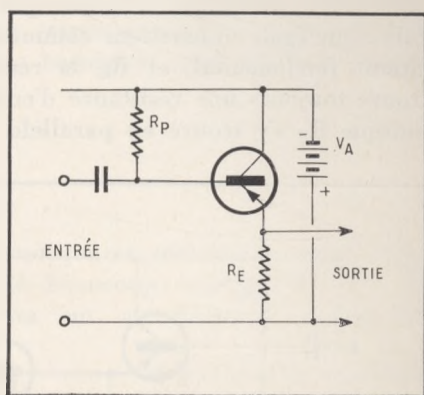


Fig. 1-20. — Schéma de principe d'un circuit collecteur commun.

le boîtier du transistor, auquel le collecteur se trouve électriquement relié dans les transistors de puissance, puisse être refroidi par une fixation directe sur le châssis de l'appareil. Des exemples pratiques de ce circuit seront donnés dans le chapitre 2.3.

Collecteur commun

Le schéma de principe d'un étage travaillant en collecteur commun est représenté dans la figure 1-20. On voit que c'est, en fait, le positif de la source d'alimentation qui sert de point commun aux signaux d'entrée et de sortie, mais comme cette source possède une impédance négligeable, elle se comporte, pour les tensions alternatives, comme un court-circuit. Quand la base devient *plus négative*, le courant de collecteur et la chute sur R_E augmentent, si bien que l'émetteur devient également *plus négatif*. Il n'y a donc *pas d'inversion de phase* dans le cas du circuit collecteur commun qui ressemble étroitement, sur ce point et sur d'autres, à l'amplificateur cathodique à tube.

Comme ce dernier, il se distingue par un *gain en tension* qui est toujours légèrement *inférieur à l'unité*, à cause de la contre-réaction due à la résistance d'émetteur. En revanche, le *gain en courant* est d'une unité plus grande qu'en émetteur commun, et cela parce que le courant

de sortie (courant d'émetteur) représente la somme des courants de base et de collecteur. En pratique, on peut négliger cette unité et admettre que le gain en courant est le même qu'en émetteur commun.

De plus, le circuit collecteur commun possède une *résistance d'entrée* relativement élevée. Cette résistance peut être calculée par l'expression

$$r_c = r + \beta R_E$$

où r est la résistance d'entrée que possède le transistor, à courant de collecteur égal, en émetteur commun, β le gain en courant dans ce même circuit fondamental, et R_E la résistance d'émetteur. En pratique, on trouve toujours une résistance d'entrée plus faible que r_c ainsi calculée, puisque R_P s'y trouve en parallèle.

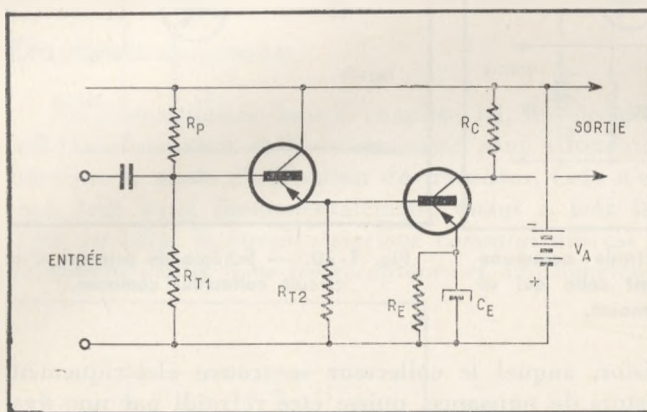


Fig. 1-21. — Associant, en liaison directe, un circuit collecteur commun à un étage émetteur commun de sortie, ce montage permet une compensation de température englobant deux étages.

La *résistance de sortie* peut être souvent beaucoup *plus faible* que la résistance matérielle R_E se trouvant connectée aux bornes de sortie. En parallèle à cette dernière on trouve, en effet, une résistance apparente ou interne, due au transistor, et approximativement donnée par l'expression

$$r_c = \frac{r + R_a}{\beta}$$

où on trouve, en plus des notations précédemment utilisées, la résistance d'attaque R_a (résistance interne de la source alternative fournissant le signal d'entrée).

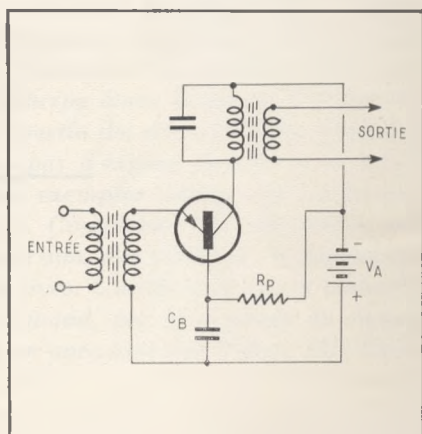
Cependant, il n'est pas rationnel, sauf cas absolument exceptionnel, d'utiliser le circuit collecteur commun, à cause de ses impédances particulières d'entrée et de sortie. A gain égal, on arrive à une résistance d'entrée au moins aussi élevée en dotant un émetteur commun d'une résistance connectée en série avec la base. De même, on obtient, toujours à gain égal, une résistance de sortie au moins aussi basse (et, de plus, indépendante de la résistance d'attaque) en dotant simplement un émetteur commun d'une résistance de charge suffisamment faible.

En pratique, le circuit *collecteur commun* n'est ainsi utilisé que quand il permet de simplifier un montage. Un exemple est donné dans la figure 1-21, où un collecteur commun précède un émetteur commun en liaison directe. Comme le premier n'introduit pas d'inversion de phase, il devient possible d'effectuer la *compensation de température* simultanément sur les deux étages. Un calcul détaillé pourrait montrer que, à linéarité égale, on obtient sensiblement le même gain qu'en utilisant les mêmes transistors dans deux étages émetteur commun. Cependant, dans ce dernier cas, on aurait eu besoin de deux résistances et de deux condensateurs supplémentaires.

Base commune

A une époque lointaine et préhistorique en matière de semiconducteurs, le circuit base commune a été beaucoup expérimenté avec les transistors à pointes. Ces transistors ont actuellement disparu du

Fig. 1-22. — Schéma de principe d'un circuit base commune, utilisé dans un amplificateur accordé.



commerce, mais il n'en est pas de même de certains livres qui, pour ces raisons historiques, traitent toujours le montage base commune comme le plus important des trois circuits fondamentaux. En fait, c'est précisément le circuit qu'on utilise le moins souvent dans la pratique.

Comme ce n'est que dans des étages d'amplification H.F. ou M.F. que ce circuit trouve ses rares applications, l'impédance de charge a été représentée, dans l'exemple de la figure 1-22, par un circuit oscillant. C'est en considérant C_B et V_A comme court-circuits pour le signal amplifié qu'on arrive à voir que c'est effectivement la base qui constitue le point commun pour les tensions d'entrée et de sortie.

S'apparentant étroitement au circuit « grille à la masse », connu dans le domaine du tube, le montage base commune amplifie *sans*

inversion de phase. Son gain en courant est pratiquement égal à l'unité et son gain en tension est le même qu'en émetteur commun. Il présente une *résistance d'entrée* égale à l'inverse de la pente, donc bien *plus faible* qu'en émetteur commun. En revanche, la *résistance de sortie* est sensiblement *plus grande*. De ce fait, il amortit assez peu le circuit oscillant de charge; on évite ainsi la prise sur le bobinage, généralement nécessaire en émetteur commun (voir chapitre 2.2).

Comme le gain en puissance du circuit base commune est relativement faible, il ne présente pas de grands dangers d'accrochage; son utilisation conduit ainsi à des amplificateurs M.F. faciles à mettre au point. En outre, il est parfois utilisé à des fréquences de 100 MHz et plus. Comme il n'introduit pas d'inversion de phase, il peut alors y avoir une certaine augmentation du gain apparent, du fait de la fraction de signal passant sans être amplifiée dans le transistor, et s'ajoutant à la tension amplifiée de sortie. Comme ce phénomène parasite de « passage direct », dû aux capacités et résistances parasites, aura un effet contraire en émetteur commun, on constate que le circuit base commune peut être plus avantageux, lorsqu'on a affaire à un transistor dont le gain propre est très faible à la fréquence de travail envisagée.

2. - LE RÉCEPTEUR A TRANSISTORS

Le principe de la réception superhétérodyne est utilisé d'une manière très générale dans les récepteurs à transistors, les appareils du type « jouet » faisant seuls exception. Ce principe étant le même que dans le cas des récepteurs à tubes, il doit faire partie des connaissances générales d'un dépanneur; on ne trouvera donc pas d'exposé détaillé à ce sujet. En revanche, on trouvera de multiples exemples concernant les formes des circuits utilisés dans les récepteurs. Complétant les indications sur l'alignement des étages M.F. et de conversion, des tableaux de dépannage systématique seront donnés à la fin du livre. L'utilisation de ces tableaux deviendra particulièrement rationnelle quand, par la méthode du signal-tracing, dont il sera question plus loin, on aura identifié l'étage défaillant.

2.1. — L'ÉTAGE DE CONVERSION

Principe de fonctionnement

Dans les récepteurs superhétérodynes (ou à changement de fréquence), le premier étage, dit de conversion, sert à transposer la fréquence incidente, comprise dans les gammes couvertes par le récepteur, en une autre qui est indépendante du réglage du récepteur. Cette « moyenne fréquence » (ou « fréquence intermédiaire ») peut ensuite être amplifiée très facilement, puisque l'amplificateur correspondant n'a plus besoin de réglage manuel de fréquence.

Pour obtenir une telle transposition ou *conversion*, on applique, à l'entrée d'un étage d'amplification, la fréquence incidente en même temps que celle d'un *oscillateur local*, c'est-à-dire d'un tout petit émetteur se trouvant dans le boîtier du récepteur. En asservissant mécaniquement (par la *monocommande*, deux condensateurs variables sur un même axe) le réglage de fréquence de cet oscillateur à celui de l'accord (circuit

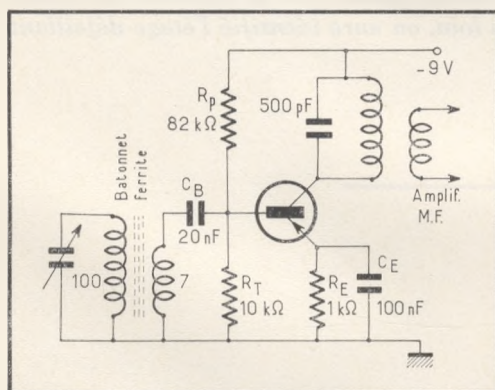


Fig. 2-1. — Etage d'amplification pouvant effectuer un changement de fréquence quand on lui applique le signal de l'oscillateur local sur l'émetteur ou sur la base.

sélectif accordé sur la fréquence de la station captée), on s'arrange pour que la *différence de fréquence* entre station reçue et oscillateur local ait toujours une même valeur, quel que soit le réglage du récepteur. Par le phénomène physique du battement se produisant dans l'étage

d'amplification, cette différence de fréquence devient précisément égale à la *moyenne fréquence* qu'on amplifie ultérieurement.

Le schéma d'un étage d'amplification, pouvant assurer cette fonction de conversion, est reproduit dans la figure 2-1. Cet étage comporte les éléments R_F , R_T , R_E , C_B et C_E dont la fonction a été exposée dans le chapitre précédent. La source de commande est constituée par un bâtonnet de ferrite, servant d'antenne ou de cadre, et qu'un condensateur

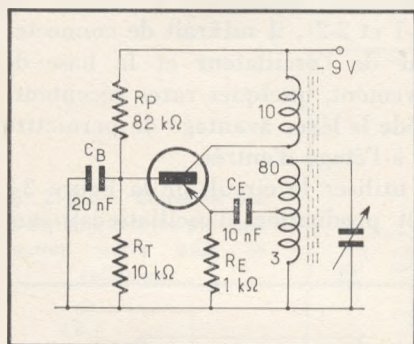
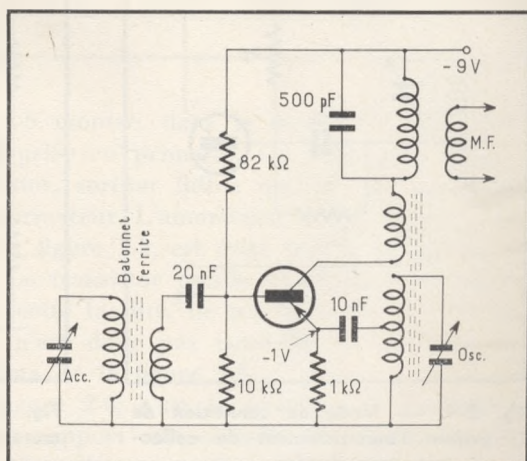


Fig. 2-2. — Schéma d'un oscillateur local basé sur une réaction entre les circuits d'émetteur et de collecteur.

Fig. 2-3. — La combinaison des deux schémas précédents donne un convertisseur auto-oscillant.



variable permet d'accorder sur l'émission désirée; les chiffres inscrits à côté des enroulements donnent un ordre de grandeur du nombre de spires, pour la gamme des petites ondes (P.O., 500 à 1 600 kHz). La charge de l'étage est constituée par un transformateur M.F., circuit oscillant accordé sur la moyenne fréquence et doté d'un enroulement de couplage conduisant vers l'étage suivant.

Pour qu'un tel étage d'amplification fonctionne comme convertisseur, il faut lui appliquer, soit sur la base, soit sur l'émetteur, un signal provenant de l'*oscillateur local*. Le schéma d'un tel oscillateur a été représenté dans la figure 2-2 avec des éléments R et C identiques au précédent. De plus, on trouve un enroulement accordé par un condensateur variable

et muni d'une prise qui est connectée, par C_E , sur l'émetteur du transistor. La base de celui-ci étant mise à la masse par C_B , c'est bien entre base et émetteur que le transistor reçoit son signal de commande. Ce signal ne pouvant provenir que de l'enroulement de collecteur, le transistor amplifie et il y a constante réinjection de l'impulsion due à sa mise sous tension. Si les caractéristiques des bobinages sont correctement choisies, il produira une oscillation sinusoïdale dont la fréquence sera réglable par le condensateur variable.

Pour réunir les deux circuits (fig. 2-1 et 2-2), il suffirait de connecter une faible capacité entre le collecteur de l'oscillateur et la base de l'étage d'amplification. Il existe, effectivement, quelques rares récepteurs travaillant suivant ce principe qui possède le léger avantage de permettre l'application d'une tension d'antifading à l'étage d'entrée.

En général, cependant, on préfère utiliser le circuit de la figure 2-3 où les deux fonctions (amplification et production d'oscillations) sont

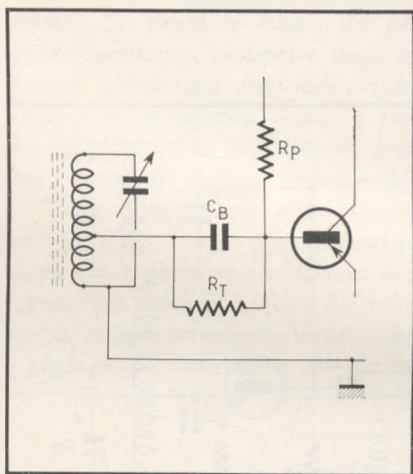


Fig. 2-4. — Mode de connexion de R_T évitant l'amortissement du collecteur d'ondes.

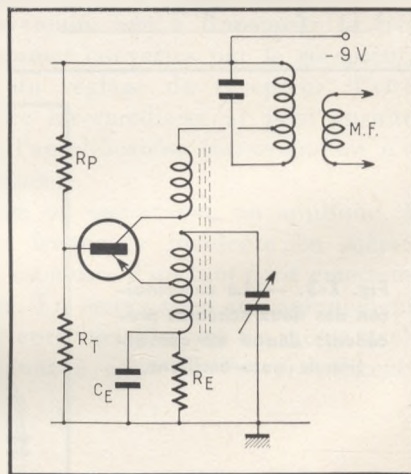


Fig. 2-5. — Utilisation d'un transformateur M.F. avec prise au primaire.

assurées par un même transistor. En comparant ce schéma avec les deux précédents, on voit que, un grand nombre d'éléments s'y trouvant en commun, il a suffi d'ajouter au circuit oscillateur (fig. 2-2) le bâtonnet de ferrite et le transformateur M.F. de l'amplificateur (fig. 2-1).

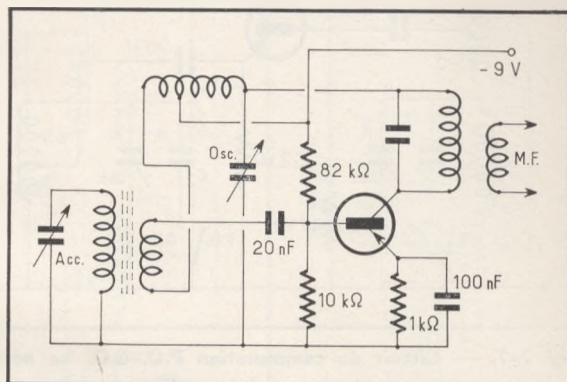
Variantes

De ce schéma de conversion, il existe d'innombrables variantes. Quelques-unes seulement pourront être reproduites ici, et cela essentiel-

lement à titre d'exercice, afin qu'on puisse comprendre rapidement le mécanisme de celles qu'on risque de rencontrer par ailleurs.

Dans le cas de la figure 2-4, l'adaptation du cadre à la faible résistance d'entrée du transistor n'est pas faite par un enroulement distinct, mais par une prise sur l'enroulement principal. De plus, la résistance R_T se trouve ramenée à la masse par l'intermédiaire de cet enroulement. De ce fait, comme R_T n'amortit pas le circuit, on peut donc la prendre assez faible, si une bonne compensation en température est désirée.

Fig. 2-6. — Entretien des oscillations locales par une réaction entre base et collecteur.



L'exemple de la figure 2-5 montre, dans le circuit de collecteur, un transformateur M.F. avec prise au primaire. On évite ainsi que la résistance de sortie du transistor, surtout faible dans le cas des types à alliage, n'amortisse ce transformateur. L'amortissement du circuit oscillateur, produit par R_E dans la figure 2-3, est évité par le branchement de l'émetteur sur une prise. Le transistor oscille ainsi plus facilement, mais risque aussi, à cause de cette facilité, de produire des oscillations parasites (super-réaction). Il n'est donc pas conseillé de modifier un récepteur câblé selon le schéma de la figure 2-5.

Dans le schéma de la figure 2-6, c'est le principe de l'entretien des oscillations qui diffère par rapport aux circuits précédents. On n'y trouve, en effet, aucun circuit dans l'émetteur, l'entretien des oscillations locales étant assuré par une réaction entre collecteur et base. Le circuit oscillateur comporte une prise qui se trouve connectée sur le négatif de l'alimentation et où, de ce fait, le potentiel H.F. est nul. De ce principe, il existe au moins autant de variantes que du précédent; on en verra une à la fin du paragraphe suivant.

La commutation des gammes d'ondes

Dans le cas d'un récepteur ne comportant que les gammes P.O. (500 à 1600 kHz environ) et G.O. (150 à 300 kHz environ), la commu-

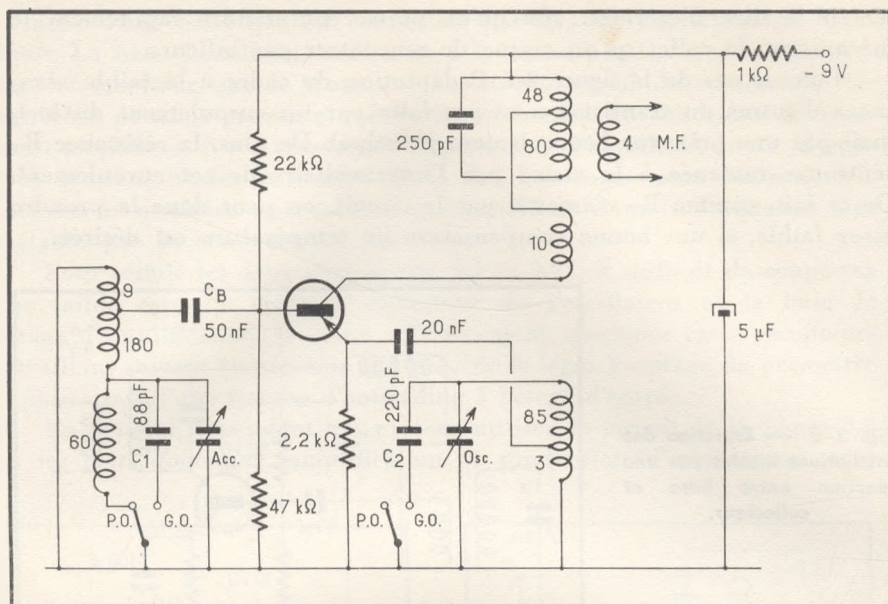


Fig. 2-7. — Circuit de commutation P.O.-G.O. ne nécessitant que deux inverseurs.

tation des gammes peut être relativement simple. En effet, les gammes couvertes par l'oscillateur étant de 1050 à 2150 et de 650 à 850 kHz, pour une moyenne fréquence de 450 kHz, on peut les couvrir *avec un même bobinage*. Un tel cas est donné par la figure 2-7 où, en G.O., on connecte simplement un condensateur C_2 aux bornes de la cage « oscillateur » du condensateur variable. Cette cage possède une variation de capacité plus faible que celle de l'accord et, de plus, une coupe de plaques spéciale, assurant une variation convenable de la fréquence. Du côté accord, on connecte, en P.O., les deux enroulements (9 + 180 et 60 spires) en parallèle, celui de 180 + 9 spires étant utilisé, en G.O., avec un condensateur d'appoint C_1 .

Un principe semblable est utilisé dans le schéma de la figure 2-8 où, cependant, on utilise un commutateur d'un type différent, réalisant, en P.O., le court-circuit de l'enroulement G.O. inutilisé. En outre, la liaison entre collecteur et bobinage oscillateur se fait par l'intermédiaire du transformateur M.F., et les valeurs de C_1 et C_2 diffèrent de celles précédemment utilisées du fait d'une capacité moindre des condensateurs variables.

Même si on prévoit des trimmers permettant d'ajuster les valeurs de C_1 et de C_2 suivant le procédé de l'alignement qui sera exposé plus loin, c'est tout au plus en deux points de la gamme qu'on pourra faire en sorte que la différence entre les fréquences d'accord et d'oscillateur soit *exactement* égale à la moyenne fréquence. Et même avec un choix

soigneux de ces *points de concordance* ou *points d'alignement*, l'écart restera relativement grand sur le reste de la gamme G.O.

Pour améliorer cette concordance, certains fabricants utilisent, dans le circuit oscillateur, la commutation représentée dans la figure 2-9. On ne voit pas encore de bobinages oscillateurs distincts pour les deux gammes, mais seulement une partie d'enroulement qui, en G.O., se trouve

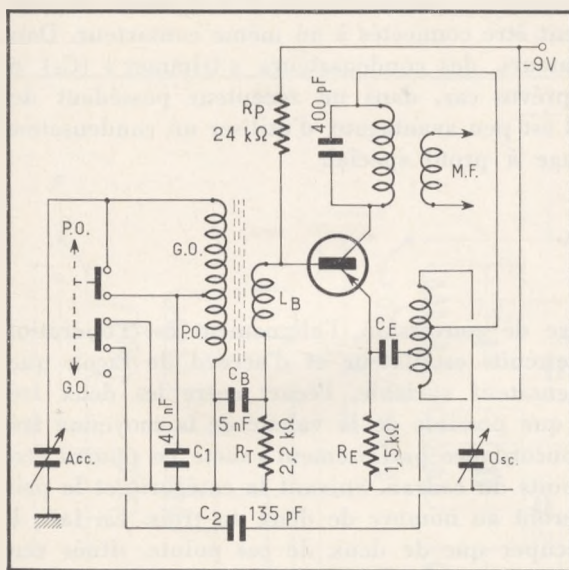
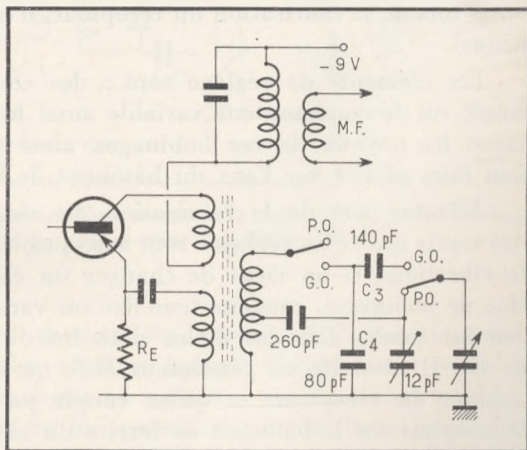


Fig. 2-8. — Variante du circuit précédent, utilisant un contacteur à glissière.

Fig. 2-9. — Circuit de commutation oscillateur permettant une meilleure concordance accord-oscillateur sur la gamme G.O.



ajoutée au bobinage utilisé en P.O. De plus, on ajoute, en G.O., les capacités C_3 et C_4 , nommés « *padder* » et « *trimmer* » en jargon technique. Par un choix convenable de ces condensateurs, on arrive à maintenir assez exactement égale à la moyenne fréquence, la différence entre les fréquences d'accord et d'oscillation locale.

Dans le cas d'un récepteur comportant une ou plusieurs gammes d'ondes courtes, on utilise généralement un bobinage oscillateur distinct pour chaque gamme. Un schéma de principe (simplifié, car normalement on prévoit le court-circuit des bobinages non utilisés) a été reproduit dans la figure 2-10. On y utilise un principe dérivé de celui de la figure 2-6, et permettant une commutation relativement simple. Il n'y a, en effet, aucun circuit d'émetteur à commuter; les deux circuits de base, se trouvant en série, peuvent être connectés à un même contacteur. Dans chacun des circuits oscillateurs, des condensateurs « trimmer » (C_4) et « padder » (C_3) ont été prévus car, dans un récepteur possédant des gammes d'ondes courtes, il est peu avantageux d'utiliser un condensateur variable possédant une cage à profil spécial.

L'alignement

Dans le cas d'un étage de conversion, l'alignement est l'opération qui consiste à régler les circuits oscillateur et d'accord de façon que, sur tout réglage du condensateur variable, l'écart entre les deux fréquences soit aussi proche que possible de la valeur de la moyenne fréquence. Cependant, une concordance parfaitement exacte ne pourra être obtenue qu'en quelques points du cadran. Suivant la catégorie et le prix du récepteur, ces points seront au nombre de deux ou trois. En fait, le dépanneur n'a à se préoccuper que de deux de ces points, situés vers les deux extrémités du cadran. Le troisième point, réglé une fois pour toutes lors de la fabrication du récepteur, n'est pas accessible à un réglage manuel.

Les éléments de réglage sont : des condensateurs ajustables qu'on trouve sur le condensateur variable aussi bien que sur le bloc de bobinages, les noyaux de ces bobinages, ainsi que les enroulements qu'on peut faire glisser sur l'axe du bâtonnet de ferrite.

Effectué lors de la fabrication du récepteur, l'alignement ne doit être repris que si les réglages sont susceptibles de s'être déplacés par suite de vibrations, si on vient de changer un élément du circuit (transistor, bloc de bobinages, condensateur fixe ou variable), ou encore si le récepteur est tombé dans les mains d'un bricoleur entêté à resserrer toutes les vis. Il nécessite un générateur H.F. ou une hétérodyne couvrant les gammes du récepteur, et qu'on couple par un enroulement d'une ou deux spires sur le bâtonnet de ferrite du récepteur. Certains générateurs H.F. sont fournis avec des « boucles de couplage » qu'il suffit de glisser sur une extrémité du bâtonnet de ferrite. Les récepteurs munis d'une commutation « antenne-cadre » possèdent quelquefois, pour le fonctionnement sur l'antenne, un bobinage ou un jeu de bobinages à part. Il convient alors d'aligner séparément ces circuits, en connectant le générateur sur la borne d'antenne du récepteur. Cette connexion pourra être

directe dans le cas d'un récepteur d'appartement prévu pour une antenne longue. En revanche, s'il s'agit d'une petite antenne télescopique, il convient d'insérer un condensateur de 20 pF environ entre la sortie du générateur et la borne d'antenne, la masse du générateur étant, comme précédemment, réunie à celle du récepteur. Avant d'entreprendre l'alignement de l'étage de conversion, on a intérêt à s'assurer si celui de l'amplificateur M.F. est correct.

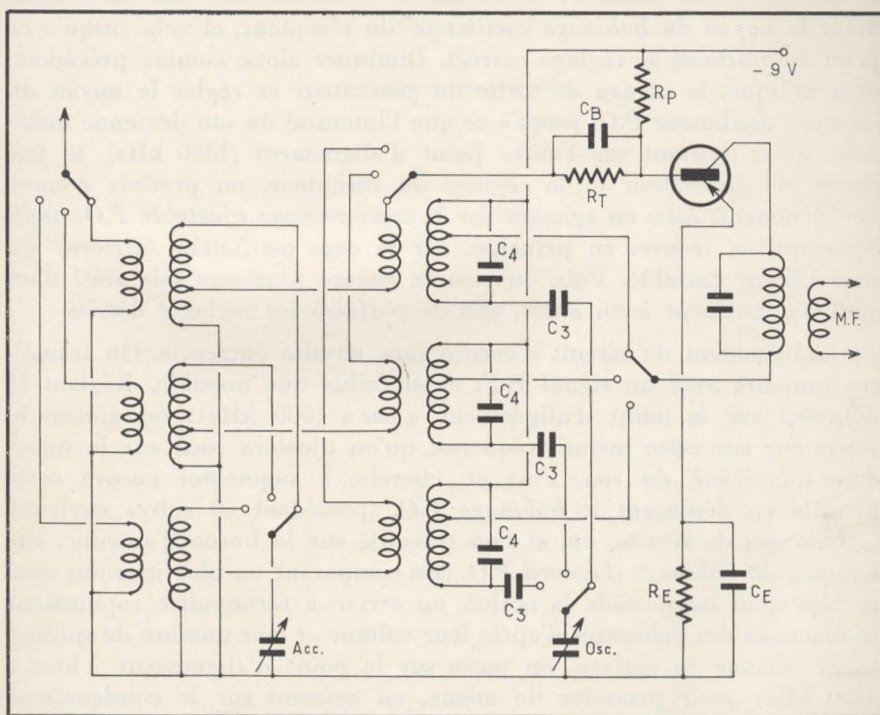


Fig. 2-10. — Circuit de commutation d'un récepteur à plusieurs gammes, chacune possédant un bobinage séparé pour l'oscillateur local.

On commence toujours l'alignement sur la gamme P.O. Les fréquences auxquelles il faut effectuer les réglages (points d'alignement) sont, en principe, indiquées par le fabricant ou repérées par de petites marques sur le cadran du récepteur. Si on les ignore, on prendra deux fréquences écartées de 10 % environ des limites de la gamme, soit 600 et 1400 kHz environ, dans le cas d'une gamme P.O. normale. Il peut se faire qu'une de ces fréquences soit occupée par une émission locale qu'on entend alors, pendant l'opération d'alignement, du moins sur un récepteur à cadre de ferrite. Dans un tel cas, on peut sans danger s'écarter légèrement de la fréquence d'alignement prévue.

On commence par régler l'oscillateur. En premier lieu, on ajuste l'amplitude de sortie du générateur H.F. sur le maximum, la fréquence sur le point d'alignement le plus bas (600 kHz), et la fonction sur « modulation interne » ou « H.F. modulée », le récepteur étant réglé sur le point d'alignement correspondant, potentiomètre de puissance au maximum. Si on entend déjà le son du générateur H.F., diminuer l'amplitude de sortie de ce dernier, jusqu'à ce que ce son reste à peine audible. Sinon, déplacer le réglage de fréquence du générateur jusqu'à ce qu'il devienne audible; agir ensuite simultanément sur ce réglage et sur le noyau du *bobinage oscillateur* du récepteur, et cela jusqu'à ce qu'on ait retrouvé le réglage correct. Diminuer alors, comme précédemment indiqué, le niveau de sortie du générateur et régler le noyau du bobinage oscillateur P.O. jusqu'à ce que l'intensité du son devienne maximale. Puis, ajustant sur l'autre point d'alignement (1400 kHz) la fréquence du générateur et le réglage du récepteur, on procède comme précédemment, mais en agissant sur le *condensateur ajustable P.O. oscillateur* qui se trouve, en principe, sur la cage oscillateur (arrière) du condensateur variable. Puis, on passera encore plusieurs fois ainsi d'un point d'alignement à un autre, afin de parfaire les réglages décrits.

L'alignement du circuit d'accord sera ensuite entrepris. On travaillera toujours avec un signal H.F. aussi faible que possible. Régulant le récepteur sur le point d'alignement « bas » (600 kHz), on amène le générateur sur cette même fréquence qu'on ajustera bien sur le maximum d'intensité du son. Puis on cherche à augmenter encore cette intensité en déplaçant le *bobinage P.O.* (possédant 60 spires environ) du *bâtonnet* de ferrite, ou, si l'on travaille sur la borne d'antenne, sur le noyau du *bobinage d'accord P.O.* (En comparant un bloc inconnu avec un bloc dont on possède la notice, on arrive à reconnaître rapidement les fonctions des bobinages d'après leur volume et leur nombre de spires.) Ayant effectué ce réglage, on passe sur le point d'alignement « haut » (1400 kHz) pour procéder de même, en agissant sur le *condensateur ajustable d'accord P.O.* (autre cage du condensateur variable). Cette opération ayant été reprise jusqu'à ce qu'il n'y ait plus rien à retoucher, l'alignement de la gamme P.O. est terminé.

Si, pour l'alignement de la gamme G.O., le bloc de bobinages ne possède aucun réglage, il suffit de chercher vers le milieu de la gamme (200 kHz environ) l'intensité maximale de réception en agissant sur la position de l'enroulement G.O. du *bâtonnet de ferrite*. Si on trouve un *condensateur ajustable oscillateur G.O.* (tel que C_2 , fig. 2-7), on pourra s'en servir pour faire coïncider les indications du cadran avec la fréquence du générateur H.F. à l'extrémité supérieure (en fréquence) de la gamme. De plus, un condensateur ajustable d'accord tel que C_1 de la figure 2-7, permettra d'effectuer, comme dans le cas de la gamme P.O., l'alignement accord en deux points. Dans le cas d'un circuit comme celui de la figure 2-9, l'oscillateur peut être aligné en deux points, si C_3 et

C_4 sont réglables. On agira sur le premier au point d'alignement « bas » et sur le second au point d'alignement « haut ». En revanche, dans le circuit de la figure 2-10, C_3 ne sera pas réglable, car il correspond au troisième point d'alignement (au milieu de la gamme) que le dépanneur n'a pas besoin de vérifier. Il suffit donc d'agir sur C_4 et le noyau du bobinage correspondant, comme dans le cas de la gamme P.O. Sur les gammes d'ondes courtes, les indications précédentes restent valables.

2.2. — AMPLIFICATEUR DE MOYENNE FRÉQUENCE

Principe de fonctionnement

Dans un récepteur à transistors, les circuits d'amplification de moyenne fréquence (ou fréquence intermédiaire) forment un tout avec ceux de détection et de réglage automatique de sensibilité (antifading) ; on les voit ainsi apparaître ensemble dans le schéma de la figure 2-11. Les deux étages d'amplification (T_1 , T_2) comportent le circuit habituel de compensation de température (R_P , R_T , R_E), ainsi que les condensateurs de liaison (C_B) et de découplage d'émetteur (C_E). Il est à remarquer que le point médian du diviseur de tension R_P - R_T n'est pas connecté directement à la base du transistor, mais par l'intermédiaire de l'enroulement secondaire du transformateur M.F. On évite ainsi que les résistances mentionnées n'amortissent ce transformateur.

Le gain étant relativement élevé dans les deux étages d'amplification, il faut éviter que le signal de sortie puisse agir, par la ligne d'alimentation, sur l'entrée du premier étage, ce qui se traduirait par un violent accrochage (sifflement). Pour cela, l'alimentation de chaque étage se trouve découplée par une résistance (R_2 et R_3) et un condensateur C_D . Un semblable circuit de découplage (R_1 , C_1) a également été prévu pour l'étage de conversion. Un accrochage pouvant également être dû à la capacité interne collecteur-base du transistor, on prévoit un *neutrodynage* par le condensateur C_n . Ce condensateur sert à appliquer sur la base du transistor un signal provenant du circuit de collecteur. En choisissant convenablement le sens d'enroulement du bobinage correspondant, on fait en sorte que ce signal soit en *opposition de phase* avec celui que transmet, à l'intérieur du transistor, la capacité collecteur-base. Pourvu que C_n ait une capacité correcte, il peut alors y avoir annulation ou *neutralisation* du signal dû à la capacité parasite du transistor. Dépendant du type de transistor utilisé et des caractéristiques du bobinage, la capacité de C_n est comprise entre 30 et 200 pF. Certains transistors à base diffusée ou « planar », manifestant une capacité interne collecteur-base particulièrement faible, peuvent fonctionner sans neutrodynage.

La détection est effectuée, dans le schéma de la figure 2-11, par une

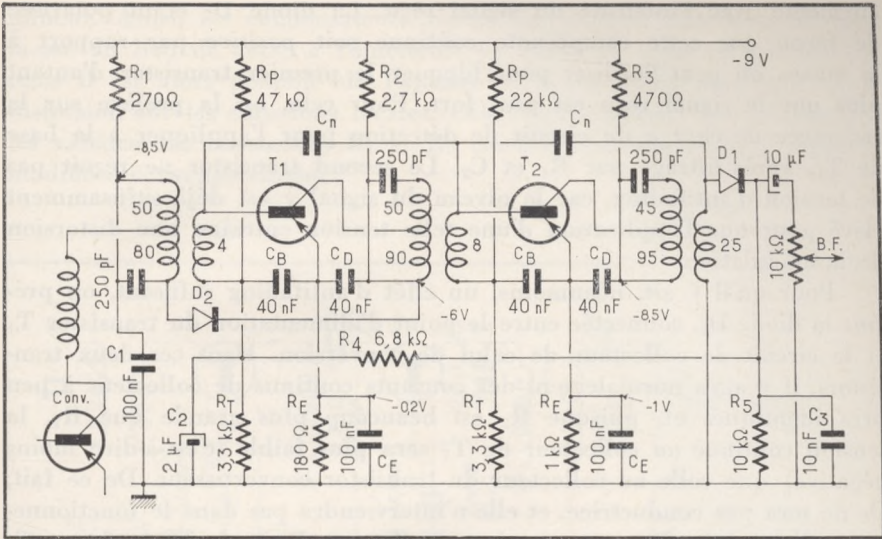


Fig. 2-11. — Schéma type d'un amplificateur M.F., avec circuits de détection et d'antifading. Les tensions continues indiquées correspondent à un signal M.F. nul ou très faible; les ordres de grandeur des nombres de spires sont portés à côté des enroulements des transformateurs.

diode travaillant avec une résistance de charge R_5 et un condensateur de filtrage C_3 . Sur cette résistance de charge, on prélève le signal B.F. qu'on applique sur le potentiomètre de puissance par un condensateur de $10 \mu\text{F}$. Dans certains récepteurs, ce condensateur n'existe pas, et le potentiomètre est connecté directement à la place de R_5 . Il est alors parcouru par la composante continue de détection, ce qui fait qu'il provoque, lorsqu'on le manœuvre, de forts crachements dans le haut-parleur, et cela surtout quand il commence à être utilisé. Si on remplace un potentiomètre dans un récepteur ainsi conçu, on a donc tout avantage à en modifier le câblage sur le modèle du schéma de la figure 2-11. Le propriétaire du récepteur sera agréablement surpris d'avoir un potentiomètre durant bien plus longtemps que celui d'origine. En outre, le potentiomètre peut avoir une valeur relativement élevée s'il se trouve séparé du circuit de détection par un condensateur. Cela permet d'avoir un stock de potentiomètres de 20 ou de 50 k Ω qu'on peut monter dans tous les récepteurs. A la rigueur, il est possible de laisser en place l'ancien potentiomètre, tout en modifiant le circuit selon la figure 2-11, afin que ce potentiomètre ne crache plus.

Antifading

La composante continue de détection, gênante à cause des crachements du potentiomètre, est cependant utile pour l'antifading, car elle

augmente avec l'intensité du signal reçu. La diode D_1 étant polarisée de façon que cette composante continue soit *positive* par rapport à la masse, on peut l'utiliser pour bloquer le premier transistor d'autant plus que le signal reçu est plus fort. Pour cela, on la prélève sur la résistance de charge du circuit de détection pour l'appliquer à la base de T_1 , après filtrage par R_4 et C_2 . Le second transistor ne reçoit pas de tension d'antifading, car le niveau du signal y est déjà suffisamment élevé pour que l'application d'une telle tension entraîne une distorsion de la modulation.

Pour qu'il y ait, néanmoins, un effet d'antifading suffisant, on prévoit la diode D_2 , connectée entre le point d'alimentation du transistor T_1 et le circuit de collecteur de celui de conversion. Dans ces deux transistors, il y aura normalement des courants continus de collecteur à peu près identiques et, puisque R_2 est beaucoup plus grande que R_1 , la tension continue au collecteur de T_1 sera plus faible (c'est-à-dire moins négative) que celle au collecteur du transistor convertisseur. De ce fait, D_2 ne sera pas conductrice, et elle n'interviendra pas dans le fonctionnement du circuit. Par contre, si, en présence d'une émission forte, T_1 se trouve presque entièrement bloqué par la tension d'antifading, son collecteur va devenir suffisamment négatif pour que D_2 conduise. Il y aura alors amortissement du circuit de collecteur du convertisseur, et

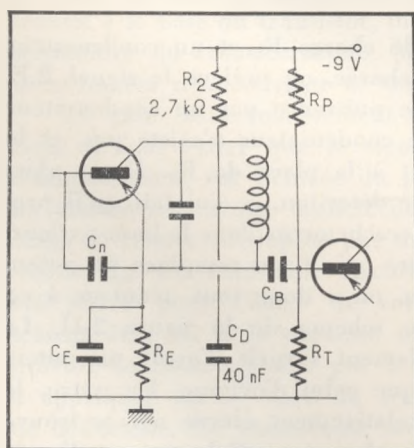


Fig. 2-12. — Exemple montrant une liaison par autotransformateur entre deux étages M.F.

l'amplitude du signal se trouvera suffisamment réduite pour que l'amplificateur M.F. puisse le passer sans distorsion.

Variantes

Dans la plupart des cas, on retrouvera le schéma de la figure 2-11 dans les récepteurs à dépanner, avec seulement des variantes d'ordre

mineur. Ainsi, les condensateurs C_B et C_D peuvent être ramenés à la masse au lieu de l'être à l'émetteur. La diode D_2 peut ne pas exister, mais il est alors possible de l'ajouter si le récepteur manifeste de la distorsion sur les émissions locales. Cela, bien entendu, à condition que les valeurs des résistances R_1 et R_2 conviennent, ou qu'elles aient été modifiées convenablement.

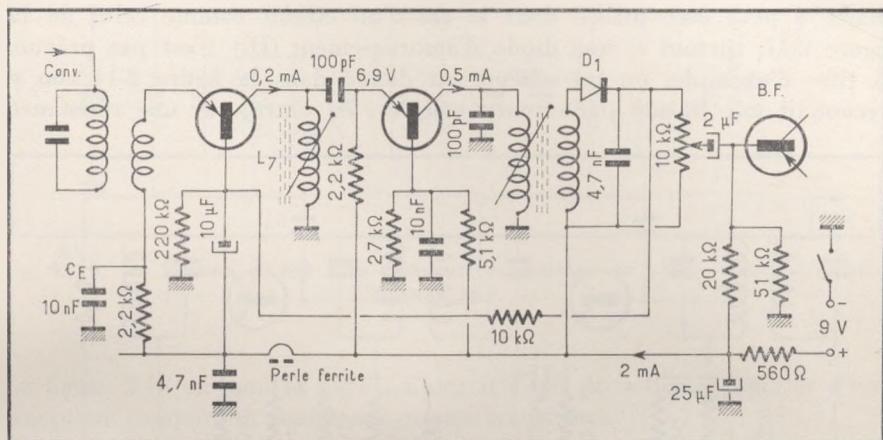


Fig. 2-13. — Amplificateur travaillant avec des transistors p-n-p et avec le moins à la masse. Les transistors sont utilisés en base commune; la forte impédance de sortie ainsi obtenue permet de travailler sans prise sur les circuits de liaison.

D'autres variantes peuvent porter sur les bobinages : à la place d'un circuit oscillant muni d'un enroulement secondaire de quelques spires, il peut y avoir de véritables circuits couplés, comme dans les récepteurs à tubes. Ces circuits auront généralement des prises au primaire et au secondaire. Quelquefois, on rencontre même des liaisons par filtres à plusieurs circuits, ou encore (fig. 2-12) par un simple bobinage à prise. La prise s'y trouvant à la masse par C_D , c'est l'extrémité inférieure du bobinage qui tient lieu de secondaire des transformateurs, suivant la figure 2-11.

Une variante très différente de celles qu'on a vu jusqu'à présent, mais aussi très rare, est indiquée dans la figure 2-13 : la *base* des transistors se trouve reliée à la masse par de forts condensateurs. Ces transistors travaillent ainsi en *base commune* et manifestent, avec un gain plus réduit, une résistance d'entrée encore plus faible que la normale. Cette résistance est suffisamment petite pour qu'on puisse la connecter en série avec le circuit oscillant d'entrée, comme c'est le cas pour la liaison entre le premier et le second étages. Le gain plus faible permet, de plus, de travailler sans neutrodynage, ce qui entraîne une simpli-

fication du câblage; il n'en reste pas moins vrai qu'un tel récepteur aura une sensibilité assez réduite.

Une autre particularité du circuit réside dans le fait que, malgré l'utilisation de transistors *p-n-p*, le négatif de la source d'alimentation se trouve connecté à la masse. Une telle disposition possède un avantage certain puisque, dans le cas du premier étage, on n'a pas besoin de prévoir de condensateur de découplage, le condensateur C_E , dont on a de toute façon besoin, en faisant office. De même, le « moins à la masse » peut être utilisé dans le cas d'un circuit comme celui de la figure 2-11, surtout si une diode d'amortissement (D_2) n'est pas prévue. A titre d'exemple, un tel schéma est donné dans la figure 2-14; on y reconnaît une liaison par circuits couplés; en outre, par une résistance

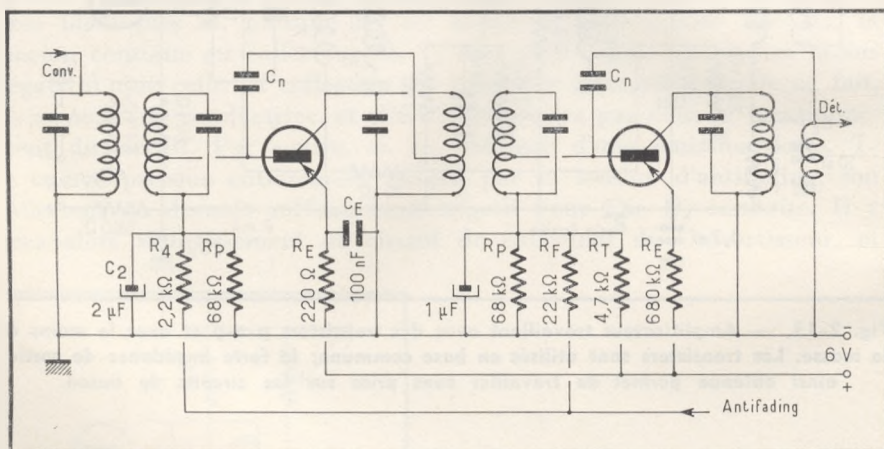


Fig. 2-14. — Le fonctionnement avec le négatif à la masse permet d'économiser les circuits individuels de découplage de chaque étage.

relativement grande (R_F), on applique aussi au second étage une fraction de la tension d'antifading.

Un seul étage d'amplification M.F. est suffisant quand on utilise un transistor à gain élevé et quand on n'est pas trop exigeant en ce qui concerne la sensibilité du récepteur. Un exemple figure sur le schéma de la figure 2-15 où, pour utiliser au mieux le gain du transistor, on a cherché à améliorer le neutrodynage en connectant une résistance en série avec C_n ; en outre, une résistance ajustable de 500 kΩ permet de régler la polarisation au maximum de sensibilité.

Récepteur réflex

Certains récepteurs économiques et de taille réduite utilisent un même transistor pour amplifier successivement les signaux M.F. et B.F.

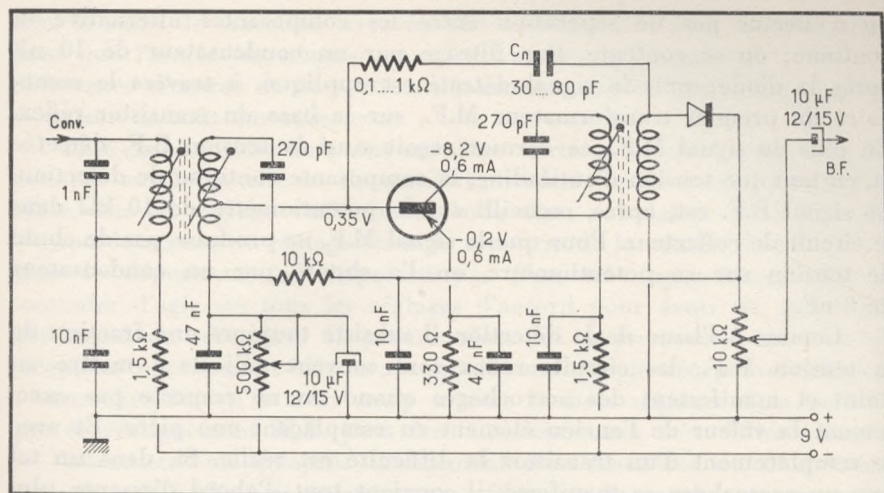


Fig. 2-15. — Schéma partiel d'un récepteur comportant un étage unique d'amplification M.F.

La figure 2-16 en montre un exemple; il s'agit du schéma complet d'un récepteur comportant seulement quatre transistors.

Conçu uniquement pour la gamme des petites ondes, ce récepteur possède un étage de conversion ressemblant très étroitement aux montages donnés dans le chapitre précédent. Ensuite on trouve un étage unique d'amplification M.F., suivi de la détection. A la sortie de cette dernière,

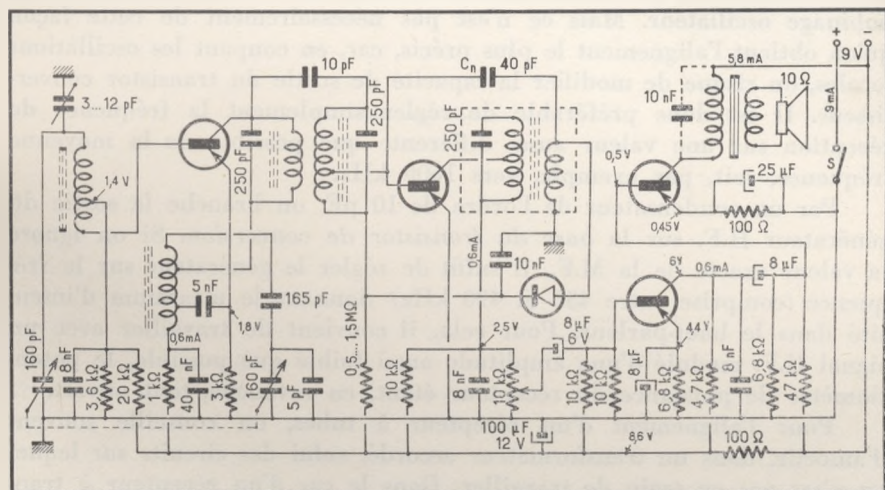


Fig. 2-16. — Dans ce récepteur réflex, un même transistor sert à la fois d'étage M.F. et de préamplificateur B.F.

on n'effectue pas de séparation entre les composantes alternative et continue; on se contente d'un filtrage par un condensateur de 10 nF après la diode; puis le signal détecté est appliqué, à travers le secondaire du premier transformateur M.F., sur la base du transistor réflex. En plus du signal M.F., ce dernier reçoit ainsi la tension B.F. détectée et, en tant que tension d'antifading, la composante continue de détection. Le signal B.F. est, après, recueilli sur le potentiomètre de 10 k Ω dans le circuit de collecteur. Pour que le signal M.F. ne produise pas de chute de tension sur ce potentiomètre, on l'a shunté par un condensateur de 8 nF.

Comme à l'issue de la détection il subsiste toujours une fraction de la tension M.F., les circuits réflex sont souvent délicats à mettre au point et manifestent des accrochages quand on ne respecte pas exactement la valeur de l'ancien élément en remplaçant une pièce. Et avec le remplacement d'un transistor la difficulté est réelle. Si, dans un tel cas, un accrochage se manifeste, il convient tout d'abord d'essayer plusieurs échantillons de transistors, ayant des gains différents. En cas d'insuccès, on pourra faire varier le condensateur de neutrodynage C_n ou les condensateurs de découplage.

Alignement

Pour aligner la partie M.F. d'un récepteur à tubes, on s'efforce généralement de travailler en l'absence d'oscillations locales. Cela est également possible dans le cas du récepteur à transistors; il suffit, pour cela, de connecter un condensateur de l'ordre de 100 nF aux bornes du bobinage oscillateur. Mais ce n'est pas nécessairement de cette façon qu'on obtient l'alignement le plus précis, car, en coupant les oscillations locales, on risque de modifier la capacité de sortie du transistor convertisseur. Il est donc préférable de régler simplement la fréquence de réception sur une valeur aussi différente que possible de la moyenne fréquence, soit, par exemple, vers 1600 kHz.

Par un condensateur de l'ordre de 10 pF, on branche la sortie du générateur H.F. sur la *base du transistor de conversion*. Si on ignore la valeur exacte de la M.F., il suffit de régler le générateur sur la fréquence (comprise entre 450 et 490 kHz) donnant le maximum d'intensité dans le haut-parleur. Pour cela, il convient de travailler avec un signal H.F. modulé d'une amplitude aussi faible que possible, le potentiomètre de puissance du récepteur étant, en revanche, tout ouvert.

Pour l'alignement d'un récepteur à tubes, on conseille souvent d'amortir, dans un transformateur accordé, celui des circuits sur lequel on n'est pas en train de travailler. Dans le cas d'un récepteur à transistors qui comporterait également des circuits couplés (deux réglages d'alignement sur chaque transformateur), une telle précaution est super-

flue. Il suffit de travailler avec un niveau de signal suffisamment faible pour que l'antifading n'agisse pas; les transistors présenteront alors des résistances d'entrée et de sortie suffisamment faibles pour qu'on puisse se passer de tout amortissement.

Lors de leur mise au point en usine, certains récepteurs sont réglés, non pas sur le maximum de sensibilité, mais sur le maximum de stabilité. Un tel réglage s'effectue à l'aide d'un vobulateur et d'un oscilloscope, le critère de réglage étant la symétrie de la courbe de résonance. Mais le dépanneur, ne disposant pas d'un tel appareillage, doit se contenter d'agir sur tous les réglages d'accord pour avoir un maximum d'intensité de réception. Il pourra alors lui arriver, dans le cas d'un récepteur initialement aligné au vobulateur, que le récepteur se mette à accrocher lorsqu'il croit avoir atteint le bon réglage. Cela montre que le réalignement M.F. peut être une opération très délicate; aussi ne l'effectuera-t-on qu'après changement d'un transistor ou d'un transformateur M.F. Si, à ce moment, un sifflement d'accrochage se manifestait, il conviendrait de voir, expérimentalement, si le nouvel élément ne nécessite pas une valeur différente du condensateur de neutrodynage.

Dans tous les cas, il est *indispensable* de vérifier la stabilité de l'amplificateur non seulement sous la tension nominale d'alimentation, mais aussi *sur des valeurs plus basses* pouvant être atteintes lors du vieillissement des piles du récepteur. En effet, quand la tension d'alimentation diminue, la capacité collecteur-base d'un transistor augmente, et cela entraîne souvent un accrochage dans l'étage d'amplification M.F. On voit ainsi qu'il est très important de pouvoir essayer un récepteur sous une tension d'alimentation variable; un appareil répondant à ces conditions sera décrit dans le chapitre 3.3.

2.3. — AMPLIFICATION DE BASSE FRÉQUENCE

Amplificateurs à transistor unique de sortie, classe A

Dans les récepteurs de poche, ne produisant qu'une puissance acoustique très faible, on utilise généralement un amplificateur B.F. se composant uniquement d'un étage de préamplification et d'un étage de sortie. Une version particulièrement économique d'un tel amplificateur est représentée dans la figure 2-17. Malgré l'absence de la résistance d'émetteur, une *compensation de température* a pu être obtenue dans le premier étage, en connectant la résistance de polarisation (R_1) entre collecteur et base. Provoquant une augmentation du courant de collecteur, un échauffement implique une chute de tension plus grande sur la résistance de charge (R_2). Comme, de ce fait, le collecteur devient moins négatif, le courant de polarisation (dans R_1) diminue, et on conçoit que cela tend à compenser l'augmentation initiale du courant de collecteur. La résistance R_1 introduit ainsi une certaine *contre-réaction* dans l'étage; et cette contre-réaction se manifestant pour les variations très lentes des potentiels continus aussi bien que pour le signal B.F., elle implique une certaine diminution du gain.

Aucune compensation de température n'a été opérée dans l'étage de sortie. Cette solution est possible parce que la puissance dissipée dans le transistor est suffisamment réduite pour que l'échauffement propre reste faible, et parce que, par ailleurs, le courant moyen de collecteur est relativement grand devant le courant résiduel I_{CEO} du transistor. Dans les amplificateurs travaillant en classe A, comme celui-ci, il est toujours très facile de calculer approximativement l'*impédance de sortie* pour laquelle doit être conçu le transformateur du haut-parleur. Il suffit, pour cela, de diviser la tension d'alimentation par le courant d'alimentation. La *puissance maximale de sortie*, en revanche, est toujours comprise entre le tiers et la moitié de la *puissance d'alimentation* (produit du courant avec la tension d'alimentation). La *puissance dissipée*

que le transistor est capable de supporter doit être au moins égale à cette puissance d'alimentation.

Dans le cas de la figure 2-18, cette puissance dissipée est ainsi de 540 mW, ce qui implique l'utilisation d'un transistor avec radiateur. Comme dans un tel transistor le collecteur se trouve électriquement relié

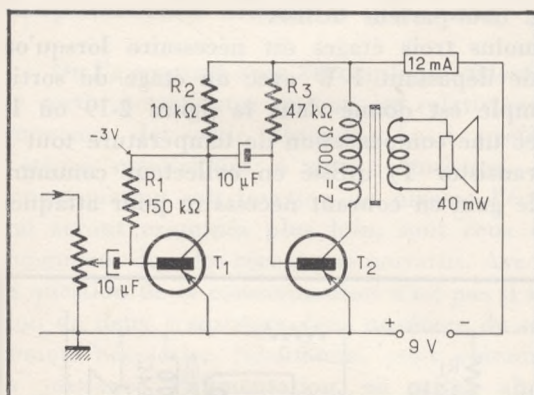
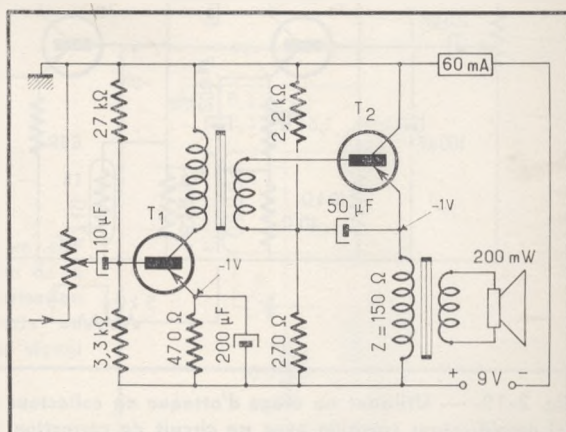


Fig. 2-17. — Amplificateur de basse fréquence pour récepteur de poche ou prothèse auditive.

Fig. 2-18. — En plaçant la charge dans le circuit d'émetteur du transistor de puissance, on peut en refroidir le boîtier (relié électriquement au collecteur) en le fixant directement sur le châssis.



au boîtier, on a tout avantage à travailler avec un circuit permettant la mise à la masse du collecteur, c'est-à-dire la fixation directe du transistor sur le châssis du récepteur. Et c'est possible avec une liaison par transformateur, comme dans la figure 2-18. On peut alors attaquer le transistor de sortie entre émetteur et base, et comme la charge (haut-parleur) se trouve entre émetteur et collecteur (par la source d'alimentation), c'est bien en émetteur commun, mais avec collecteur à la masse, qu'on travaille. La résistance d'émetteur nécessaire pour la compensation de température est constituée ici par la résistance en courant continu du primaire du transformateur de sortie. Comme on peut le

calculer d'après les courants et tensions indiquées dans le schéma, cette résistance doit être de l'ordre de $20\ \Omega$ dans le cas de l'exemple. Lorsqu'on procède, dans un circuit de ce type, au remplacement d'un transformateur de sortie, il faut donc veiller à utiliser un modèle dont non seulement l'impédance, mais aussi la résistance en courant continu conviennent. De plus, le secondaire du transformateur doit, évidemment, être adapté à l'impédance du haut-parleur utilisé.

Un amplificateur d'au moins trois étages est nécessaire lorsqu'on désire une puissance de sortie dépassant $1\ \text{W}$ avec un étage de sortie à transistor unique. Un exemple est donné dans la figure 2-19 où le premier étage, travaillant avec une compensation de température tout à fait classique, précède un transistor T_2 utilisé en collecteur commun. Il introduit ainsi seulement le gain en courant nécessaire pour attaquer

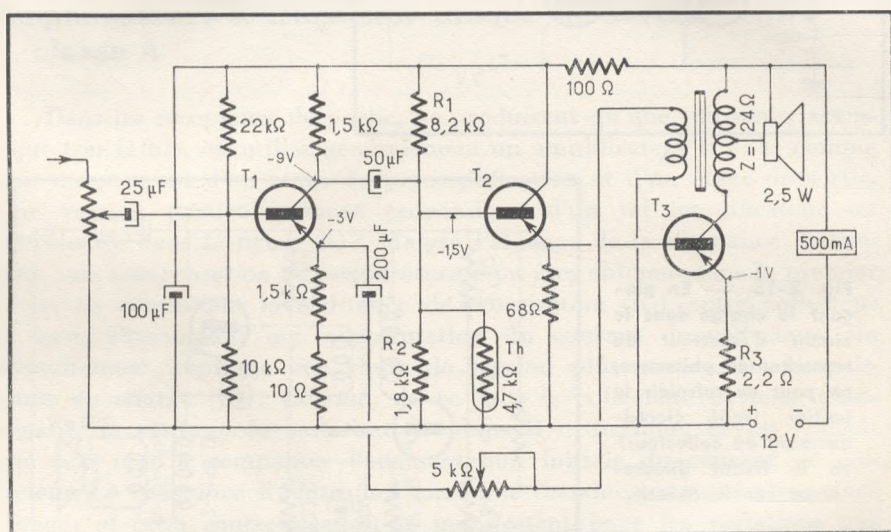


Fig. 2-19. — Utilisant un étage d'attaque en collecteur commun et en liaison directe, cet amplificateur travaille avec un circuit de correction de température commun pour les deux derniers étages.

l'étage de sortie, mais pas de gain en tension. Cela permet de connecter son émetteur directement sur la base de T_3 et d'utiliser, pour les deux étages, un même circuit de compensation de température. Ce circuit est composé des résistances R_1 , R_2 et R_3 , ainsi que d'une thermistance (T_h) faisant diminuer la tension de base de T_2 lorsque la température augmente.

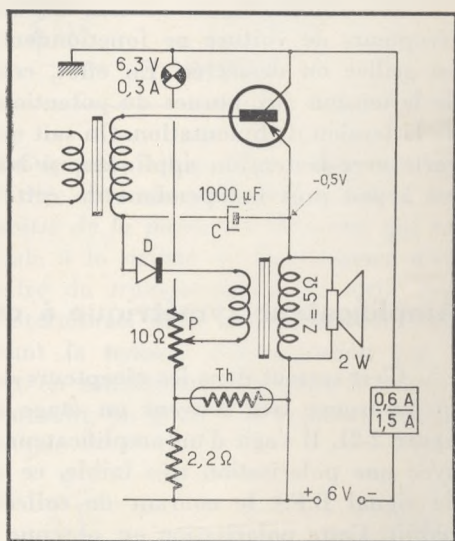
La résistance d'émetteur (R_3) de l'étage de sortie n'a pas été découplée, car il aurait fallu un condensateur de plusieurs dizaines de milliers de microfarads. En plus de la contre-réaction ainsi obtenue, on

trouve un circuit de contre-réaction englobant l'amplificateur entier, et fonctionnant par injection, sur l'émetteur de T_1 , d'une fraction de la tension obtenue par un enroulement auxiliaire de l'autotransformateur de sortie.

Amplificateur classe A glissante

On l'a constaté avec l'exemple précédent, la consommation d'un étage de sortie à transistor unique est relativement grande par rapport à la puissance de sortie obtenue. Aussi préfère-t-on souvent l'utilisation d'étages symétriques, à deux transistors, et conçus de façon que la consommation soit fonction du niveau d'écoute (classe B). Ces circuits, qui seront examinés plus loin, sont ceux qu'on rencontre le plus fréquemment dans les récepteurs portatifs. Avec les auto-radios, en revanche, la question de la consommation n'est pas si importante pour que l'utilisation de deux transistors dans un étage de sortie soit toujours considérée comme nécessaire. Néanmoins, pour obtenir une certaine économie sur la puissance d'alimentation, on utilise alors souvent le circuit de la figure 2-20, où on travaille avec une *polarisation qui varie avec l'amplitude* du signal amplifié.

Fig. 2-20. — Grâce à un circuit redressant une fraction de la tension de sortie, la polarisation de cet amplificateur varie en fonction de l'amplitude du signal amplifié.



Dans sa disposition, ce circuit ressemble à celui de la figure 2-18 où, pour permettre une liaison électrique entre le châssis et le boîtier du transistor de sortie, on a connecté la charge dans le circuit d'émetteur. Dans le cas présent, l'impédance de charge ($5\ \Omega$) est précisément égale à l'impédance du haut-parleur utilisé. On ne peut pas, pour autant, connecter directement un haut-parleur de type courant entre le positif

de l'alimentation et l'émetteur, car le courant continu passant ainsi dans la bobine du haut-parleur la déplacerait fortement tout en créant un échauffement considérable, d'où perte de puissance. Il faut donc bien prévoir, aux bornes du haut-parleur, une bobine de self-induction de résistance faible en courant continu.

Dans le cas de la figure 2-20, cette bobine possède un enroulement secondaire conduisant à une diode D. A la sortie du circuit de redressement ainsi obtenu, on trouve une tension continue, filtrée par C, et qui augmente avec l'amplitude du signal amplifié. Cette source de tension est connectée *en série* avec la tension de *polarisation de repos*, réglable par le potentiomètre P; elle rend ainsi la base du transistor d'autant plus négative que l'amplitude du signal amplifié est plus forte. Cela fait que le courant moyen de collecteur augmente également avec l'amplitude du signal, et il est évident que l'amplitude des *variations* du courant de collecteur, donc la puissance de sortie, peut également être plus forte. On peut ainsi amplifier correctement des signaux qui, en absence du circuit de polarisation automatique ou « glissante », auraient donné lieu à une forte distorsion par surmodulation. Cependant, au début d'une brusque augmentation du niveau, de telles distorsions peuvent être observées, du fait que le condensateur C n'acquiert sa charge normale qu'au bout d'un certain temps.

Accessoirement, le schéma de la figure 2-20 montre que certains récepteurs de voiture ne fonctionnent plus quand l'ampoule de cadran est grillée ou desserrée. En effet, cette ampoule sert à la stabilisation de la tension aux bornes du potentiomètre P en fonction des variations de la tension d'alimentation. On sait que la résistance d'une telle ampoule varie avec la tension appliquée, si bien que le courant dans l'ampoule est à peu près indépendant de cette dernière.

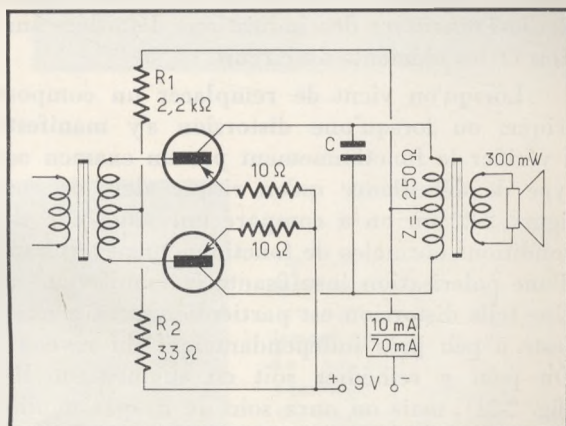
Amplificateur symétrique à deux transformateurs

C'est surtout dans les récepteurs de conception relativement ancienne qu'on trouve très souvent un étage de sortie identique à celui de la figure 2-21. Il s'agit d'un amplificateur symétrique en *classe B*, travaillant avec une polarisation très faible, ce qui fait que, au *repos* (en absence de signal B.F.) le courant de collecteur des deux transistors est très réduit. Cette polarisation est obtenue par le diviseur de tension R_1 - R_2 ; elle se trouve appliquée aux bases des transistors par l'intermédiaire de l'enroulement secondaire du transformateur d'attaque. Cet enroulement est disposé de façon que le signal B.F. rende positive la base de l'un des transistors pendant que celle de l'autre est négative, et inversement. Se trouvant bloqué pendant les alternances positives, chacun des transistors n'amplifie, en quelque sorte, que la moitié du signal. Les courants de collecteur des deux transistors ont ainsi la forme de demi-sinusoïdes,

telles qu'on les obtient par un redressement avec une diode. Mais, puisque les deux transistors travaillent alternativement, on peut réunir les deux demi-sinusoïdes dans le transformateur de sortie qui délivre ainsi un signal de même forme que le signal d'entrée, et d'amplitude plus grande.

L'avantage essentiel de l'amplificateur symétrique classe B réside dans le fait que sa consommation est très faible au repos et sous un signal de faible niveau; elle n'atteint la valeur maximale que pendant les pointes de puissance, très rares en pratique, même quand on écoute à forte puissance. Cela se traduit par une usure très réduite des piles d'alimentation et permet, accessoirement, d'utiliser dans l'étage de sortie

Fig. 2-21. — Amplificateur symétrique à deux transformateurs. Les courants de 10 et de 70 mA, inscrits dans la connexion d'alimentation, sont respectivement valables au repos et à la puissance maximale de sortie.



des transistors de dissipation relativement faible. Moyennant une certaine marge de sécurité, on peut dire que chaque transistor doit être capable de dissiper au moins la moitié de la puissance de sortie qui est, à son tour, approximativement égale à la moitié de la puissance d'alimentation. L'impédance au primaire du transformateur de sortie (collecteur à collecteur) peut être déterminée, avec une exactitude suffisante pour la pratique, en divisant la tension d'alimentation par le courant maximal d'alimentation, et en multipliant par deux le résultat de cette division. Si on ignore ce courant, on peut, à la rigueur, calculer l'impédance collecteur à collecteur par

$$Z_{cc} = \frac{V_A^2}{2 P_d},$$

V_A étant la tension d'alimentation, et P_d la puissance maximale de dissipation de l'un des transistors. Au besoin, on peut estimer cette puissance d'après la taille du boîtier du transistor (fig. 1-10).

Dans le cas du transformateur d'attaque, l'impédance au secondaire est de l'ordre de 100 Ω pour les amplificateurs de 5 W et plus, comprise entre 0,5 et 1 kΩ pour ceux de 1 W, et peut atteindre 5 kΩ pour des puissances de sortie de l'ordre de 100 mW. Pour obtenir un ordre de

grandeur de l'impédance au primaire, il suffit de multiplier celle au secondaire par la tension d'alimentation, exprimée en volts.

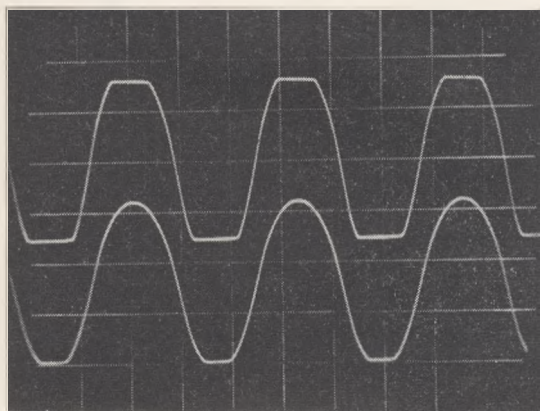
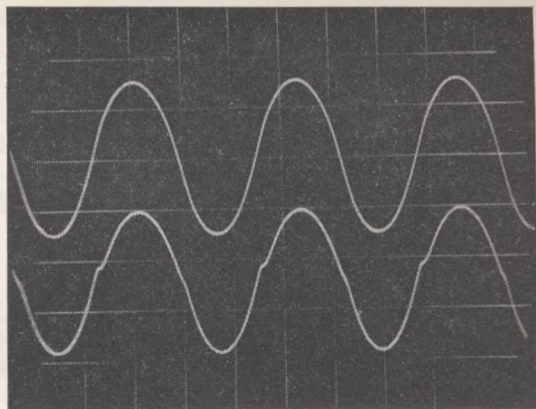
Tous ces ordres de grandeur ne sont évidemment pas ce qu'il y a de plus précis quand il s'agit d'acheter un transformateur en vue d'un remplacement dans un récepteur. Dans cette hypothèse, on fera beaucoup mieux de demander un jeu de transformateurs (ou un transformateur seul) en indiquant les *transistors utilisés* ainsi que la *tension d'alimentation*. S'il s'agit de transistors peu courants en France, il sera facile de trouver un type équivalent dans les tableaux de remplacement du *Guide mondial des Transistors*. De plus, pour tous les transistors couramment utilisés dans les étages de sortie symétriques, on trouve dans le livre *Radio-Transistors* des indications détaillées sur les impédances d'utilisation et les éléments du circuit.

Lorsqu'on vient de remplacer un composant dans un étage symétrique, ou lorsqu'une distorsion s'y manifeste, on a toujours intérêt à vérifier le fonctionnement par un examen oscilloscopique. Un premier type de défaillance qu'on risque alors de constater est illustré par la figure 2-22 où on a comparé une sinusoïde de sortie obtenue dans des conditions normales de fonctionnement (en haut) avec un signal résultant d'une polarisation insuffisante et manifestant une *distorsion de coupure*. Une telle distorsion est particulièrement gênante du fait qu'elle se manifeste à peu près indépendamment du niveau B.F. auquel on travaille. On peut y remédier soit en augmentant R_2 , soit en diminuant R_1 (fig. 2-21), mais on aura soin de ne pas modifier ces grandeurs dans un rapport inutilement grand, pour ne pas constater une augmentation prohibitive du courant d'alimentation de l'étage.

Une *distorsion par limitation* (fig. 2-23, en haut) se manifeste inévitablement quand on surmodule l'amplificateur en lui appliquant une puissance d'entrée trop forte. Il n'y a défaut du circuit que si, pour une certaine puissance, cette distorsion se manifeste de façon asymétrique (fig. 2-23, en bas). Les deux transistors utilisés ont alors des gains différents.

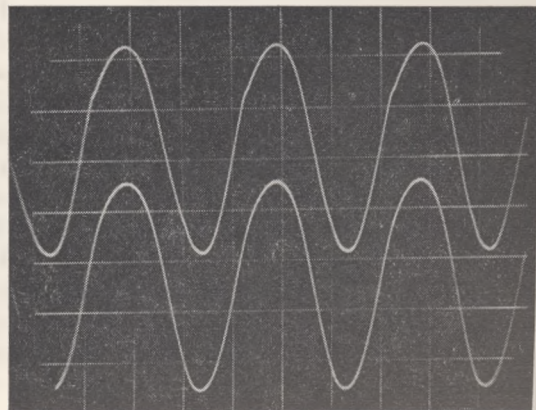
L'oscillogramme de la figure 2-24 a été relevé à une fréquence de l'ordre de 10 kHz afin de mettre en évidence une distorsion (visible sur la courbe représentée en haut) due à la self-induction de fuite du transformateur de sortie. On observe une telle distorsion lorsque le circuit ne comporte pas un condensateur (tel que C, fig. 2-21) entre les deux collecteurs. Dans le bas de la figure 2-24, on voit l'amélioration obtenue après la mise en place de C. La valeur de cette capacité peut être comprise entre 10 nF et 1 μ F, suivant la puissance de l'amplificateur; on peut la déterminer expérimentalement en la choisissant de façon que la distorsion disparaisse sans qu'il y ait diminution (à 10 kHz environ) de l'amplitude de sortie. Si on n'arrive pas à concilier ces deux exigences, il convient de prévoir, en série avec C, une résistance de quelques centaines d'ohms.

**Fig. 2-22. — Polari-
sation correcte (en
haut) et trop faible
(en bas) d'un étage
symétrique classe B.**



**Fig. 2-23. — Une
limitation symétrique
(en haut) est norma-
lement observée en cas
de surmodulation;
l'écrêtage unilatéral
(en bas) est dû à une
différence entre les
caractéristiques des
transistors**

**Fig. 2-24. — La dis-
tortion due à la self-
induction de fuite du
transformateur de sor-
tie (en haut) peut
être compensée (en
bas) par un condensa-
teur connecté entre les
deux collecteurs.**



Finalement, dans la figure 2-25, une sinusoïde parfaite (trace fine) a été comparée avec la forme d'onde légèrement « arrondie » qu'on obtient à la sortie de l'amplificateur lorsque les transistors de ce dernier manifestent une *diminution du gain* en courant aux *intensités élevées* de collecteur. Dans le cas de cet oscillogramme, la distorsion due à cet effet reste encore inférieure à 10 %. On voit, d'ailleurs, que le transistor produisant l'alternance positive est plus affecté que l'autre.

L'étage d'attaque

Dans la figure 2-26, un étage symétrique à deux transformateurs a été représenté avec son circuit d'attaque. Le transistor utilisé ne dissipe qu'une puissance environ 50 fois plus faible que celle de l'étage de sortie. Dans le cas de l'exemple, il se trouve monté avec le circuit

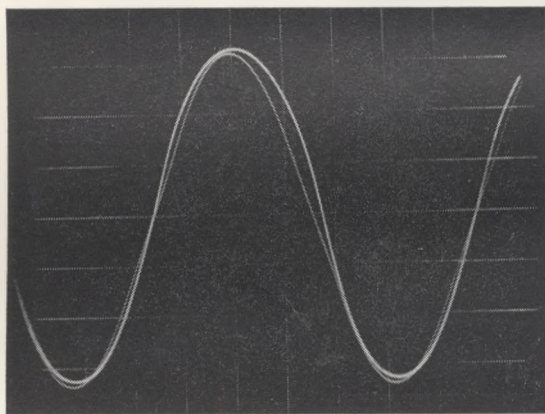
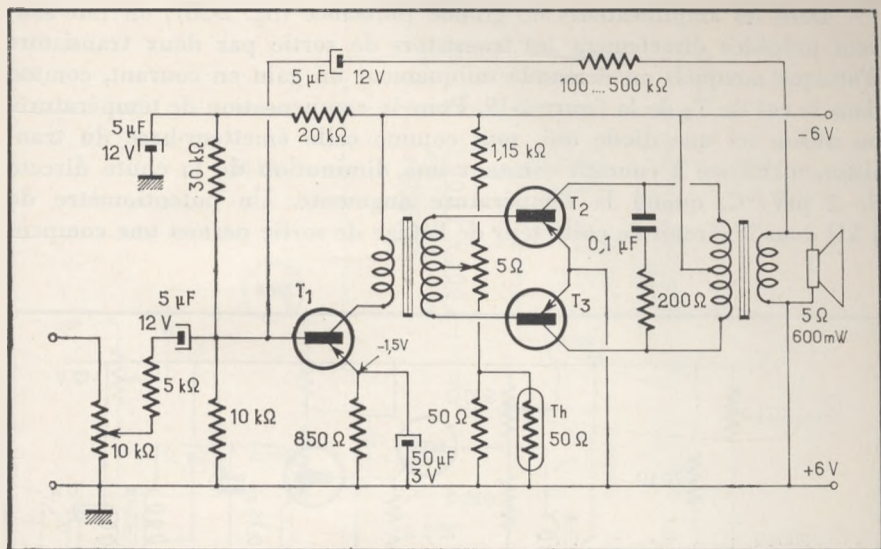


Fig. 2-25. — Arrondi de la sinusoïde dû à une non-linéarité des transistors. La trace fine permet une comparaison avec une sinusoïde parfaite.

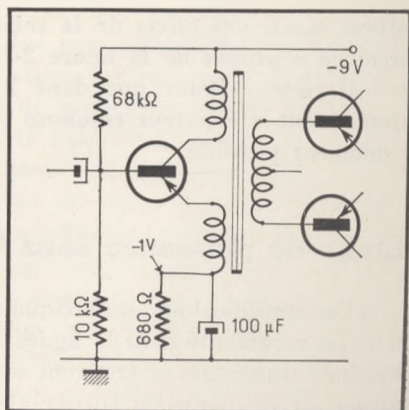
habituel de compensation de température. Le circuit de polarisation comporte un condensateur de découplage de 5 μF . Un tel découplage est nécessaire car le courant d'alimentation de l'étage n'est pas constant, mais *varie*, en raison du fonctionnement en classe B à une fréquence qui est égale au *double de la fréquence du signal amplifié*. Du fait de la résistance interne de la source d'alimentation, ces variations se répercutent sur toutes les tensions de l'amplificateur. On conçoit que cela puisse entraîner une distorsion importante si le découplage signalé fait défaut par suite d'un dessèchement du condensateur correspondant. Souvent le découplage de la polarisation de l'étage d'attaque est commun à celui de la tension d'alimentation des autres étages du récepteur.

A propos de la figure 2-26, il convient encore de mentionner la contre-réaction entre le secondaire du transformateur de sortie et la base du transistor d'attaque. En outre, on constate l'absence de résis-



tances d'émetteur dans l'étage de sortie, permise ici du fait de la faible tension d'alimentation.

La figure 2-27 montre un circuit d'attaque dont le transformateur possède deux enroulements primaires. L'un de ces enroulements étant inséré dans le circuit d'émetteur, on travaille avec une impédance d'attaque relativement basse. Les transistors de sortie fonctionnent alors dans un régime plus voisin de la commande par tension, ce qui permet de compenser la distorsion qu'on a pu remarquer dans la figure 2-25.



Dans les amplificateurs de grande puissance (fig. 2-28), on fait souvent précéder directement les transistors de sortie par deux transistors d'attaque auxquels on demande uniquement un gain en courant, comme dans le cas de T_2 de la figure 2-19. Pour la compensation de température, on utilise ici une diode qui, tout comme celle émetteur-base du transistor, manifeste à courant constant une diminution de la chute directe de $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, quand la température augmente. Un potentiomètre de $1 \text{ k}\Omega$ dans le circuit de collecteur de l'étage de sortie permet une compen-

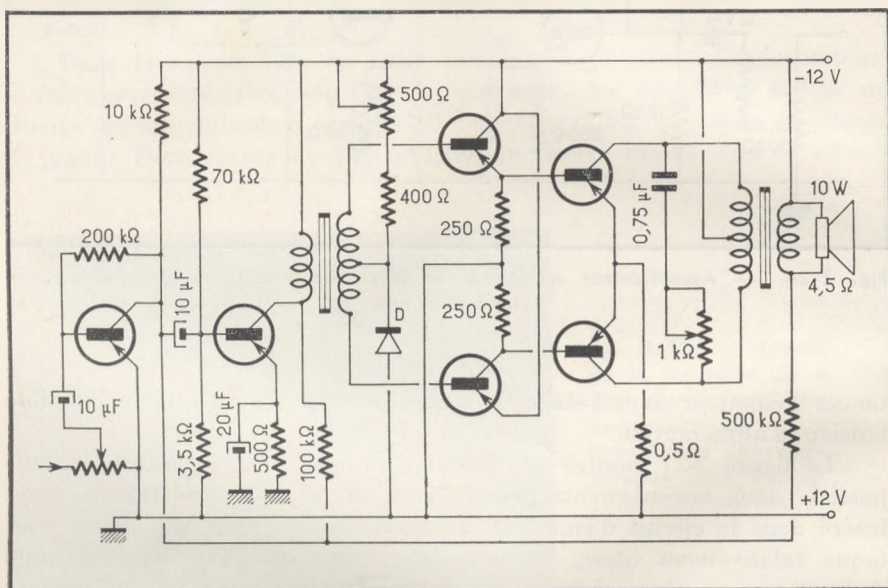


Fig. 2-28. — Amplificateur de 10 W, avec étage d'attaque symétrique en collecteur commun.

sation exacte des effets de la self-induction de fuite du transformateur, signalée à propos de la figure 2-24.

Il reste à noter que dans le cas des étages symétriques un fonctionnement « émetteur commun et collecteur à la masse » (fig. 2-18) est également possible.

Etage de puissance sans transformateur de sortie

Un amplificateur symétrique ne comportant qu'un seul transformateur est représenté dans la figure 2-29. Dans ce circuit « série-parallèle », les deux transistors se trouvent connectés en série sur la source d'alimentation, et en parallèle sur la charge. Cette dernière doit avoir de ce

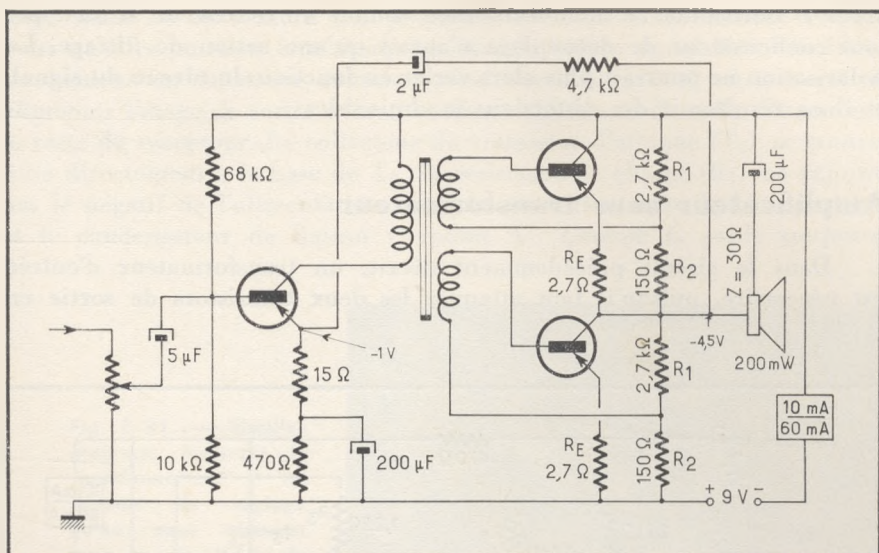


Fig. 2-29. — Amplificateur symétrique série-parallèle possédant une impédance de sortie suffisamment basse pour pouvoir attaquer directement la bobine mobile d'un haut-parleur.

fait une impédance relativement basse, ce qui permet l'utilisation directe de la bobine mobile d'un haut-parleur. On relie cette charge d'un côté à la connexion émetteur-collecteur des deux transistors, de l'autre soit à une prise médiane sur les piles d'alimentation, soit, par l'intermédiaire d'une forte capacité, à une extrémité de cette alimentation.

En partant de la puissance maximale de dissipation P_d (pour un transistor) et de la tension d'alimentation V_A , l'expression

$$Z_e = \frac{V_A^2}{20 P_d}$$

donne l'impédance du haut-parleur avec une approximation suffisante pour la pratique. Puisque chaque transistor ne reçoit que la moitié de la tension d'alimentation, la puissance de sortie est, à transistors égaux, un peu plus faible que dans le cas de la figure 2-21, et ceci du fait que les tensions de déchet des deux transistors ont une importance relative plus grande. Cependant, grâce à l'absence de pertes dues au transformateur de sortie, cette différence est peu sensible en pratique.

Dans le schéma de la figure 2-29, les deux transistors possèdent un circuit complet de stabilisation de température, composé des résistances R_1 , R_2 et R_3 . Il existe également des versions travaillant sans résistance d'émetteur. Comme dans les exemples précédents, *aucun condensateur de découplage* n'est prévu dans l'étage de sortie, car l'amplificateur

classe B fonctionne en demi-sinusoïdes, comme un redresseur, si bien que tout condensateur de découplage n'aurait qu'une action de filtrage. La polarisation ne pourrait plus alors varier en fonction du niveau du signal, et il en résulterait des distorsions inadmissibles.

Amplificateur sans transformateur

Dans le circuit précédemment décrit, un transformateur d'entrée est nécessaire, puisqu'il faut attaquer les deux transistors de sortie en

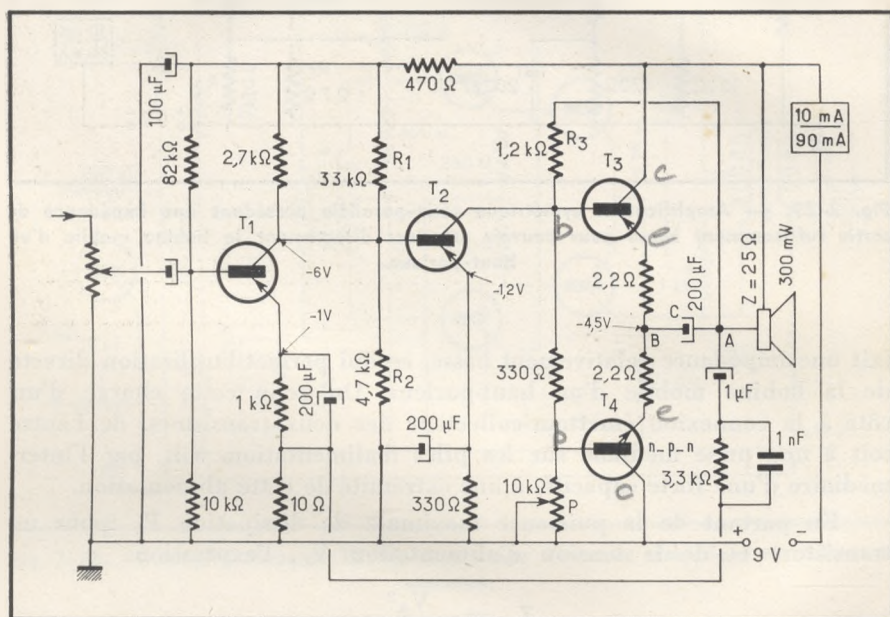


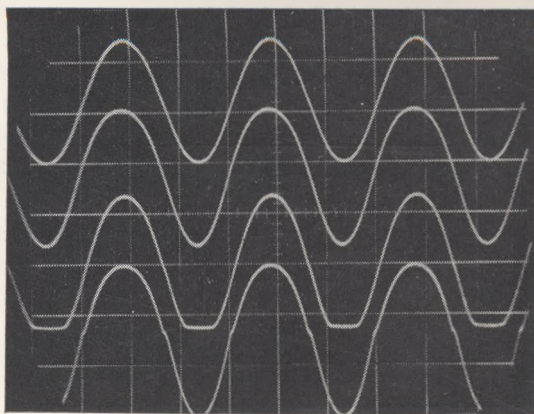
Fig. 2-30. — Grâce à l'utilisation de transistors complémentaires, cet étage de sortie série-parallèle n'a pas besoin d'être attaqué par un circuit inverseur de phase.

opposition de phase, la base de l'un devant être négative quand celle de l'autre reçoit une alternance positive du signal. Cette nécessité disparaît dès qu'on utilise dans l'étage de sortie deux *transistors complémentaires* (un *n-p-n* et un *p-n-p*). En appliquant le signal de commande simultanément aux deux bases, on obtient aux alternances positives la conduction pour le *n-p-n* et le blocage pour le *p-n-p*; l'inverse se produit naturellement aux alternances négatives.

Un exemple est donné par le schéma de la figure 2-30 où les deux transistors de sortie travaillent en collecteur commun. De cette façon,

leurs bases se trouvent à des potentiels continus suffisamment voisins pour qu'elles puissent être attaquées avec le même signal B.F. Un fonctionnement en émetteur commun n'est possible que si on consent à alimenter l'étage de sortie avec une source différente de celle alimentant le reste du récepteur. Le collecteur du transistor d'attaque (T_2) se trouve relié directement à la base de T_3 . Sa résistance de charge (R_3) ne rejoint pas le négatif de l'alimentation, mais la connexion entre le haut-parleur et le condensateur de liaison C (point A). Comme C garde toujours

Fig. 2-31. — Oscillogrammes illustrant le fonctionnement et les défauts de réglage qu'on peut observer avec le circuit de la figure 2-30.



une charge égale à la moitié de la tension d'alimentation, la tension au point A devient supérieure à la tension d'alimentation aux crêtes négatives de la tension d'attaque. Cette « surtension » permet de moduler T_3 à fond, c'est-à-dire d'obtenir, malgré la chute sur R_3 , une tension instantanée de base (de T_3) égale à la tension d'alimentation.

Les défauts de fonctionnement susceptibles d'affecter un tel montage sont illustrés par les oscillogrammes de la figure 2-31. Une sinusoïde de sortie obtenue en fonctionnement correct (en haut) est comparée à ce qu'on obtient (deuxième courbe du haut) lorsque les gains en courant des deux transistors de sortie sont différents, ou lorsque T_2 n'amplifie pas de façon linéaire. En dessous, on voit une limitation qu'on obtient lorsque la tension aux émetteurs (point B) n'est pas égale à la moitié de la tension d'alimentation. Comme cette tension dépend directement de la chute sur R_3 , c'est donc en modifiant R_1 ou R_2 , c'est-à-dire la polarisation de T_2 , qu'il convient de corriger un tel défaut. Finalement, la courbe représentée en bas de la figure 2-31 correspond à une distorsion de coupure due à un manque de polarisation de T_4 . C'est donc la position du potentiomètre P qu'il faut corriger dans un tel cas. Grâce au fonctionnement en collecteur commun, impliquant une contre-réaction, donc une bonne linéarité, la distorsion signalée disparaît dès que le courant de collecteur de repos atteint 2 mA. La consommation moyenne

de l'amplificateur sans transformateur est de ce fait bien plus réduite que celle des circuits précédemment décrits (le courant minimal de 10 mA, indiqué dans la figure 2-30, est celui de l'amplificateur entier). En ce qui concerne le calcul approximatif de l'impédance de charge et les puissances utile et de dissipation, les remarques précédentes restent valables.

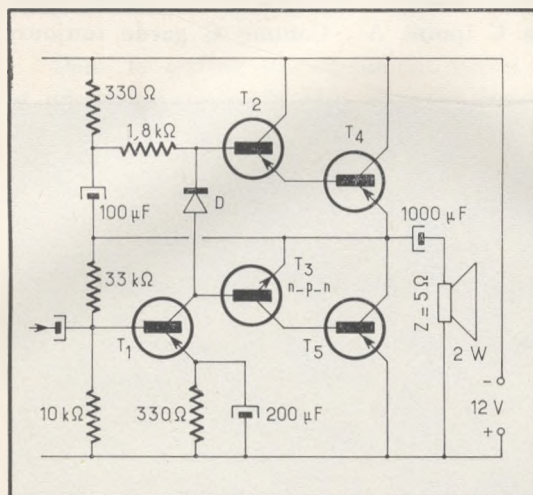


Fig. 2-32. — Comme on ne trouve des transistors n-p-n au germanium que pour des puissances relativement faibles, c'est dans l'étage d'attaque qu'un circuit complémentaire a été utilisé pour cet amplificateur de puissance.

Le gain en puissance de l'étage de sortie étant un peu plus faible que dans les cas cités plus haut, à cause du fonctionnement en collecteur commun, on a prévu un transistor préamplificateur supplémentaire dans le schéma de la figure 2-30. Cela n'est pas indispensable, mais, au prix où sont maintenant les transistors, ce n'est pas plus onéreux qu'un transformateur, ou même deux. De plus, cet étage supplémentaire implique une réserve de gain très confortable, et permet l'application d'une contre-réaction très soignée. Réalisant le meilleur compromis entre rendement et prix de revient, le circuit de sortie complémentaire est utilisé sinon dans tous les récepteurs récents, du moins dans ceux de conception moderne.

Une version légèrement différente de l'étage à transistors complémentaires sera donnée plus loin, à propos de la description du signal-tracer.

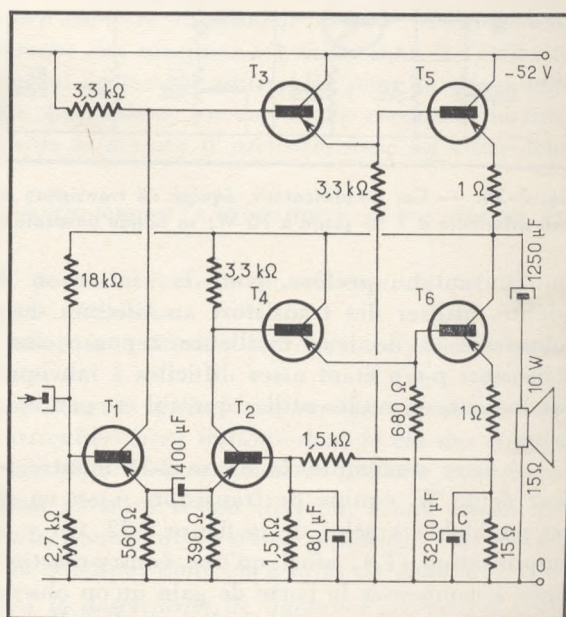
Amplificateurs de haute fidélité

Etant donné leur linéarité d'amplification et leur excellent rendement, les transistors sont de plus en plus utilisés dans les amplificateurs de haute fidélité. Il ne sera donc pas inutile, pour le dépanneur, de connaître au moins le fonctionnement des étages de sortie qui y sont utilisés.

Puisqu'il s'agit de haute fidélité, on ne sera pas étonné de ne pas voir de transformateur dans l'exemple de la figure 2-32 où l'étage de sortie (T_4 , T_5) travaille suivant le principe mentionné à propos de la figure 2-29. Cet étage se trouve attaqué par deux transistors complémentaires (T_2 , T_3). Dans chaque branche du circuit symétrique, on a un étage fonctionnant en émetteur commun (T_2 , T_5), et un en collecteur commun (T_3 , T_4), si bien que ces deux branches se comportent bien de la même façon. Elles sont simultanément attaquées par le transistor T_1 ; la chute directe sur la diode D maintient la différence entre les tensions continues des bases de T_2 et T_3 . Accessoirement, cette diode sert à corriger les effets des variations de la température ambiante.

Dans le circuit de la figure 2-33, on a besoin d'un étage d'entrée inverseur de phase à deux transistors, car on utilise exclusivement des transistors $p-n-p$. Apparemment, la symétrie des deux branches est moins bonne dans ce cas, mais cela se trouve compensé par le fait qu'on peut

Fig. 2-33. — Etage de sortie d'un amplificateur de haute fidélité ne comportant pas de transformateur et n'utilisant que des transistors $p-n-p$.



utiliser des transistors identiques dans chaque étage, évitant ainsi les différences de caractéristiques qui existent nécessairement entre un $n-p-n$ et un $p-n-p$, même vendus comme paire. Par ailleurs, ce schéma ne diffère du précédent que par son circuit de compensation de température, reliant l'émetteur de T_6 à la base de T_2 . Accessoirement, et par la charge que prend C lorsqu'on travaille à fort niveau, ce circuit fait varier la polarisation de façon qu'on passe, en augmentant progressivement le niveau, du fonctionnement en classe A vers celui en classe B.

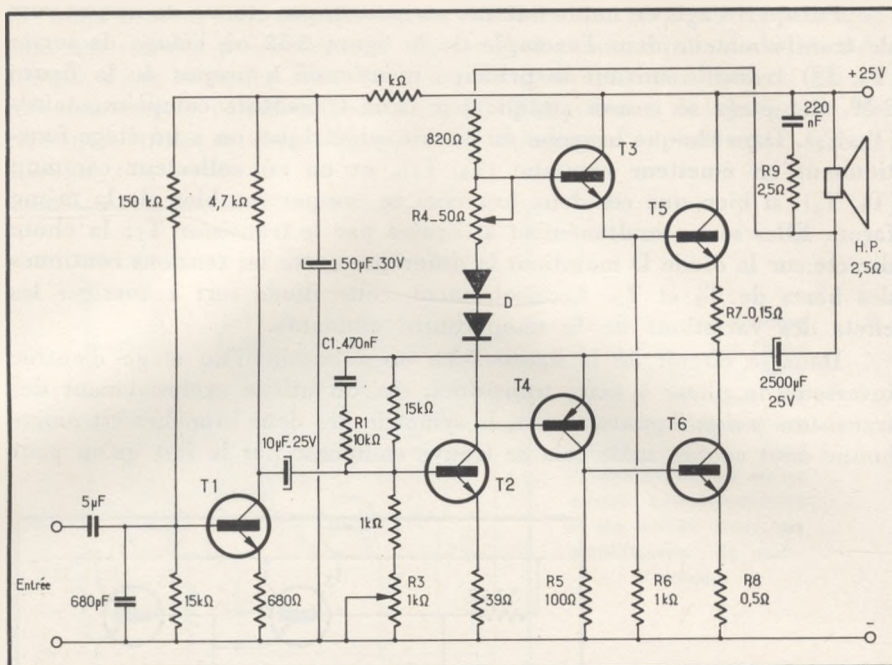


Fig. 2-34. — Cet amplificateur, équipé de transistors au silicium, produit une distorsion inférieure à 1 % jusqu'à 10 W; sa bande passante s'étend de 10 Hz à 100 kHz.

Souvent on préfère, pour la réalisation d'amplificateurs de haute fidélité, utiliser des transistors au silicium du fait de leur plus grande robustesse et de leur meilleure réponse aux fréquences élevées. Les transistors *p-n-p* étant assez difficiles à fabriquer avec ce matériau semi-conducteur, on ne les utilise que s'il est peu commode de procéder autrement.

A titre d'exemple, la figure 2-34 montre le schéma d'un amplificateur de 15 W, équipé de transistors *n-p-n* en sortie, et dont le principe est semblable à celui de la figure 2-32. On y a prévu un étage de pré-amplification (T_1), ainsi qu'une contre-réaction sélective (C_1 , R_1), destinée à compenser la perte de gain qu'on observe, aux fréquences basses, du fait des condensateurs de liaison. Par R_3 , on ajuste la symétrie; elle est obtenue lorsqu'on trouve la moitié de la tension d'alimentation au collecteur de T_6 . La consommation de repos de l'amplificateur doit être de 100 mA environ : on l'ajuste à l'aide de R_4 . Une stabilisation en température est obtenue par les résistances R_5 à R_8 . La très forte contre-réaction peut entraîner un accrochage aux fréquences élevées, auxquelles les transistors introduisent un déphasage important. Aussi a-t-on été amené à compenser ce déphasage par un condensateur de 220 nF, en série avec R_9 .

3. - L'OUTILLAGE DU DÉPANNEUR

Les appareils de mesure dont le dépanneur dispose normalement pour vérifier le fonctionnement des récepteurs à tubes sont, à l'évidente exception du lampemètre près, également utilisables pour le dépannage des récepteurs à transistors. Cependant, on verra que certaines particularités sont à respecter lors de la mesure d'intensités avec un contrôleur universel.

Quelques appareils spécifiquement « transistor » seront décrits en détail :

— un transistormètre, particulièrement économique du fait d'une indication de l'équilibre par clignotant;

— une alimentation stabilisée à tension et résistance interne variables, et munie d'un disjoncteur;

— un signal-tracer, également utilisable pour le dépannage des récepteurs à tubes, mais particulièrement indiqué dans le cas des circuits imprimés ne permettant que difficilement l'ouverture d'une connexion.

De ce signal-tracer, deux versions seront décrites. L'une utilise des composants de types courants, l'autre, dotée d'une sensibilité plus élevée, est équipée de transistors au silicium, dont un à effet de champ.

Finalement, on trouvera la description de quelques accessoires dont une petite douche à air chaud permettant de vérifier le comportement thermique des éléments d'un montage.

3.1. — APPAREILS DE MESURE COURANTS

Le contrôleur universel

Le qualificatif « universel » ayant été attribué au contrôleur avant que le transistor ne soit connu, il se trouve que ces contrôleurs, et surtout ceux de conception ancienne, ne sont souvent pas suffisamment « universels » pour pouvoir servir commodément à des mesures sur des circuits à transistors travaillant sous des *tensions souvent très faibles*.

En effet, on peut avoir à mesurer des tensions d'une fraction de volt, et cela fait que, sur la gamme la plus sensible, un contrôleur ne devrait pas donner plus de 3 V à *déviatiion totale*. Quant à la résistance interne, une valeur de 10 ou 20 k Ω est parfaitement suffisante du fait des impédances relativement basses qui règnent dans un circuit à transistors.

En ce qui concerne la mesure des *intensités*, les valeurs courantes (gammes de 100 μ A à 5 A, à déviation totale) conviennent parfaitement. C'est seulement à la *chute de tension* aux bornes de l'ampèremètre qu'il convient de porter une attention particulière. Pour certains contrôleurs, cette chute atteint 3 V à déviation totale. Si on mesure ainsi la consommation d'un circuit fonctionnant normalement sous 4,5 V, l'insertion de l'ampèremètre en fait tomber la tension d'alimentation à 1,5 V, et en modifie alors les propriétés d'une façon telle que la mesure peut ne plus rien signifier. Cependant cela ne signifie pas nécessairement qu'un tel contrôleur soit parfaitement inutilisable en matière de transistors. Si, en effet, on travaille sur une gamme telle que l'aiguille ne dévie que jusqu'au dixième de l'échelle, la chute de tension n'est que de 0,3 V, donc acceptable dans la plupart des cas. On n'aura pas évidemment une précision de lecture bien grande; ce n'est donc que pour un contrôle approximatif qu'une telle méthode peut convenir. Pour mesurer l'*intensité globale d'alimentation* d'un appareil, la meilleure méthode consiste à utiliser une alimentation stabilisée comportant un ampèremètre qui, dans ce cas particulier, peut être monté de façon à accuser une chute de tension nulle (voir chapitre 3.3).

La partie *ohmmètre* d'un contrôleur peut servir non seulement à mesurer des résistances, mais aussi à chercher le sens de conduction d'une diode, ou à déterminer les connexions, la polarité et la catégorie technologique d'un transistor. La méthode correspondante sera indiquée à la fin du chapitre suivant. Pour pouvoir l'appliquer, il faut évidemment connaître la polarité de l'ohmmètre utilisé et qui n'est pas toujours indiquée sur les contrôleurs universels; souvent, c'est même la borne correspondant au pôle négatif lors des mesures de tensions et d'intensités qui devient, en ohmmètre, le pôle positif de la source de tension que constitue alors l'appareil. La vérification sera facile, si on dispose d'un second contrôleur avec lequel on mesurera la tension mentionnée.

Voltmètre électronique

Puisque dans un récepteur à transistors on a toujours affaire à des impédances relativement faibles, l'utilisation d'un voltmètre électronique n'est pas nécessaire pour la mesure de *tensions continues*. Bien au contraire l'erreur qu'un tel appareil peut accuser à cause du glissement du zéro ou du vieillissement des tubes, est souvent plus importante que celle que provoque, dans le cas d'un contrôleur universel, la résistance interne de ce dernier.

Quant aux *tensions alternatives* de basse fréquence, elles n'atteignent une amplitude mesurable avec un voltmètre électronique courant que dans l'étage de sortie d'un récepteur. Là encore, les impédances sont suffisamment basses pour qu'on puisse tout aussi bien, et avec une précision souvent meilleure, utiliser un contrôleur universel. Ce ne serait donc que pour des tensions de haute fréquence qu'un voltmètre électronique pourrait être intéressant. Cependant, les amplitudes auxquelles on a affaire étant toujours très faibles, ce n'est guère que dans le dernier étage M.F. qu'on arriverait effectivement à faire des mesures.

En outre, des millivoltmètres B.F et H.F. ne sont pas pour autant des appareils strictement nécessaires à un dépanneur. L'oscilloscope, indispensable si on effectue aussi le dépannage des téléviseurs, pourra en tenir lieu, surtout s'il possède un amplificateur étalonné.

Ce n'est donc que si on désire remplacer un voltmètre électronique ancien qu'on aura avantage à choisir un appareil dont les possibilités ont été étendues au domaine du transistor. C'est le cas des « contrôleurs universels électroniques » comportant des amplificateurs pour tensions continues et alternatives, qui permettent de mesurer facilement une dizaine de millivolts. Sur les gammes d'intensité, données couramment à partir de $0,1 \mu A$ à déviation totale, on travaille avec des chutes de tension de quelques dizaines de millivolts seulement. Ces appareils sont équipés de transistors et leur précision ainsi que leur stabilité de zéro sont généralement meilleures que celles des voltmètres électroniques à

tubes. Des appareils de ce type ont été décrits dans le n° 294 de la revue *Toute l'Electronique* ainsi que dans les n°s 206 à 211 de *Radio-Constructeur* (revues publiées aux Editions Radio).

Générateurs

Comme on a pu le remarquer dans les chapitres précédents, un générateur H.F. est indispensable pour effectuer le réaligement d'un récepteur. Il devra couvrir les gammes normalement utilisées en radio et posséder, si possible, une gamme étalée M.F. (430 à 500 kHz). Il n'est guère utile de choisir un appareil offrant une très grande précision en fréquence et en tension de sortie. Comme accessoire, on aura besoin d'une boucle de deux spires de gros fil, pouvant être glissée, en tant qu'enroulement de couplage, sur le bâtonnet de ferrite d'un récepteur.

Les oscillogrammes reproduits sur les pages précédentes montrent qu'un générateur B.F. peut être très utile quand on possède également un oscilloscope. Pour attaquer un amplificateur à transistors, on n'a généralement besoin que d'une tension B.F. d'une fraction de volt. Néanmoins, il est très souvent nécessaire de disposer d'une tension de 5 ou de 10 V à la sortie du générateur B.F. En effet, il ne faut pas oublier qu'un transistor, notamment dans un étage préamplificateur, ne peut travailler linéairement qu'en *commande par courant* (chapitre 1.3). Or lorsqu'on se sert d'un générateur B.F. courant, on ne peut obtenir une tension de sortie d'une fraction de volt que sous une impédance de sortie très basse, si bien que le premier étage du circuit expérimenté travaille en *commande par tension*, risquant d'introduire ainsi une distorsion inexistante en fonctionnement normal. Pour contrôler la *linéarité* d'un amplificateur, il faut donc connecter entre l'entrée de ce dernier et la sortie correspondante du générateur une résistance d'une dizaine de kilohms (grande devant la résistance d'entrée du premier transistor). Une tension d'attaque de plusieurs volts est alors souvent nécessaire pour moduler l'amplificateur à fond.

Evidemment, cela n'empêche pas qu'on puisse effectuer des mesures de *sensibilité* ou de *gain en tension*, en reliant la sortie du générateur directement à l'entrée de l'amplificateur. Il faut seulement dans ce cas travailler avec une amplitude suffisamment réduite pour que la déformation due à la commande en tension ne devienne pas encore apparente.

Cela dit, un générateur B.F. courant, à tubes, convient parfaitement pour les applications envisagées. Cependant, un dépanneur ayant des amateurs de haute fidélité dans sa clientèle, aura tout avantage à acquérir un générateur produisant également des *dents de scie* en plus de sinusoïdes et de rectangulaires. Il existe, en effet, des circuits à transistors permettant de produire avec une parfaite linéarité de tels signaux qu'on

peut ainsi très avantageusement utiliser pour le contrôle visuel de la linéarité d'un amplificateur.

L'oscilloscope

Pour comprendre l'utilité d'un oscilloscope en matière de dépannage, il suffit de regarder les oscillogrammes figurant sur les pages précédentes. Si on effectue seulement le dépannage de récepteurs, un oscilloscope B.F. d'un type très simple peut suffire; il n'a pas besoin d'un amplificateur vertical de gain élevé, car on peut y adjoindre, en tant que pré-amplificateur, le signal-tracer qui sera décrit plus loin.

Si on s'occupe également de dépannages ou mises au point dans le domaine de la haute fidélité, on aura avantage à choisir un oscilloscope d'une grande linéarité de balayage et d'amplification. En outre, cet oscilloscope devra avoir une bande passante de plusieurs centaines de kilohertz. Toutes ces caractéristiques sont généralement données aux oscilloscopes modernes destinés essentiellement au dépannage des téléviseurs.

3.2. — TRANSISTORMÈTRE

Choix du procédé d'indication

Dans les transistormètres, on utilise fréquemment des montages en pont, puisqu'ils rendent possibles des mesures précises avec un courant de collecteur qui, automatiquement, pourra être le même pour tout transistor mesuré, ce qui permet des comparaisons directes.

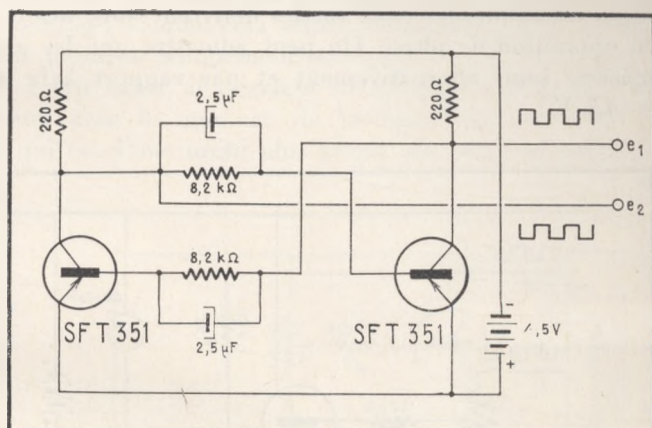
Le type d'un pont très simple est celui qui effectue des mesures statiques (*Radio-Constructeur* n° 163, p. 282). Il a l'inconvénient d'exiger obligatoirement un galvanomètre comme indicateur et, de plus, sa précision risque d'être affectée par l'échauffement que subit le transistor du fait de la puissance qu'il dissipe pendant la mesure. On préfère donc souvent les ponts travaillant en régime dynamique, malgré la complication due à la tension alternative de mesure qu'ils demandent. Une indication par galvanomètre n'est guère rationnelle dans ce cas, non seulement à cause du prix de revient de cet appareil, mais aussi à cause des redresseurs qui doivent le précéder et qui diminuent fortement la précision du zéro. Une indication par œil magique exige une alimentation spéciale et particulièrement onéreuse, quand on cherche à réaliser un transistormètre indépendant du secteur.

Il reste néanmoins possible de combiner les avantages de la mesure dynamique avec ceux d'un procédé d'indication simple. Il suffit, pour cela, de choisir la fréquence de mesure très basse, une dizaine de hertz à peine, et d'utiliser, comme indicateur, une ampoule montée dans le circuit de collecteur d'un transistor amplificateur. Sur la base de ce dernier, on applique, pendant une alternance de la tension de mesure, un courant étalon et, pendant l'autre alternance, le courant issu du transistor à l'essai. Ce courant dépend, évidemment, de celui que reçoit la base du transistor essayé et qu'un potentiomètre permet de régler de façon que le courant attaquant le transistor de sortie soit, pour les deux alternances, de même signe et de même amplitude. Cet équilibre est particulièrement facile à mettre en évidence lorsqu'on utilise une tension rectangulaire de mesure.

L'ampoule brille alors d'une façon pratiquement continue, tandis qu'elle clignote d'autant plus vivement que le déséquilibre est plus important.

La tension d'alimentation nécessaire à l'appareil est de 4,5 V. Sa consommation étant de 50 mA environ au repos, on voit qu'il demande une puissance inférieure à celle que consomme le seul voyant que comporte tout appareil de mesure digne de ce nom. Bien entendu, aucun

Fig. 3-1. — Un multivibrateur travaillant à très basse fréquence fournit le signal d'attaque qui se trouve appliqué sur la base du transistor à l'essai.



dispositif indiquant le fonctionnement n'est utile ici, puisque le clignotant attire l'attention sur un appareil resté en marche bien mieux qu'un voyant continu ne saurait le faire. De plus, ce même clignotant constitue une indication suffisamment précise de l'état de la pile d'alimentation. On sait que la précision d'un montage en pont ne se trouve pas affectée par la tension d'alimentation, si bien que la commodité de l'observation du clignotement est effectivement le seul critère pour le remplacement de la pile.

Mesure du gain en courant d'un transistor p-n-p

La tension rectangulaire de mesure dont il a été question plus haut peut facilement être produite, à partir de la source d'alimentation de 4,5 V, par le multivibrateur représenté dans la figure 3-1. Il s'agit d'un montage symétrique, ce qui signifie qu'on obtient, sur les deux collecteurs, des tensions d'amplitude égale, mais en opposition de phase. Les résistances de liaison de 8,2 kΩ ont été choisies aussi faibles pour qu'il y ait saturation franche pendant les alternances de conduction, si bien qu'une éventuelle différence entre les caractéristiques des deux transistors ne saurait avoir une influence sur l'amplitude de la rectangulaire

Il pourrait, tout au plus, y avoir une influence sur le rapport cyclique, mais cela est, évidemment, sans importance ici.

Ce multivibrateur a été schématisé par ses connexions d'alimentation et de sortie dans le schéma de la figure 3-2, où l'on voit que les deux sorties sont chargées par deux résistances à peu près égales. Sur e_1 , on a une résistance de $1,5\text{ k}\Omega$ (R_{B2}) en série avec la résistance d'entrée du transistor de sortie, négligeable du fait qu'elle est inférieure à $100\ \Omega$. Sur e_2 , on trouve un potentiomètre de $1,5\text{ k}\Omega$ (P). Etant chargées de façon identique, les deux sorties délivrent donc des tensions égales, mais en opposition de phase. On peut admettre que les amplitudes des deux tensions sont, alternativement et par rapport à la masse, de 0 et de $-4,5\text{ V}$.

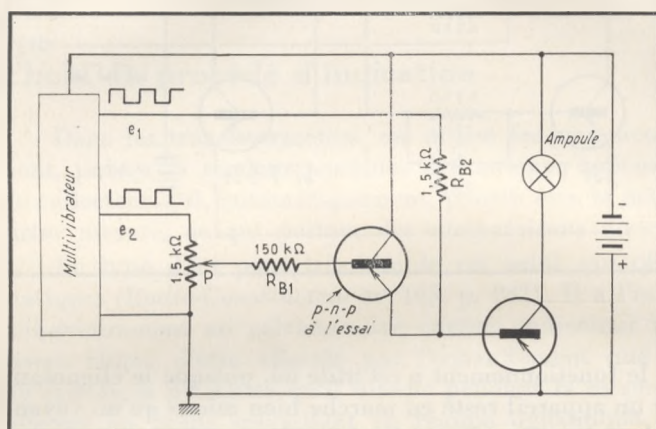


Fig. 3-2. — Principe de la mesure du gain en courant d'un transistor p-n-p.

Quand e_1 est négative, le transistor de sortie reçoit, à travers R_{B2} , un courant de $4,5/1,5 = 3\text{ mA}$. Si son gain en courant est de 30, il y aura un courant de 90 mA dans l'ampoule du circuit de collecteur. Pendant l'alternance suivante, c'est le transistor à l'essai qui reçoit un courant de base par R_{B1} ($150\text{ k}\Omega$). Si le potentiomètre est réglé au maximum, ce courant sera de $4,5/150 = 0,03\text{ mA} = 30\ \mu\text{A}$. Si le gain en courant de ce transistor est de 100, on obtiendra donc, comme précédemment, un courant de 3 mA dans la base du transistor de sortie, et encore 90 mA dans l'ampoule dont la brillance est ainsi pratiquement constante.

Si, au contraire, le gain en courant du transistor à l'essai est de 200, l'équilibre sera obtenu quand le potentiomètre P se trouvera à mi-course. En dehors de l'équilibre, l'ampoule clignotera avec plus d'éclat qu'en moyenne, lorsqu'on est réglé sur un gain en courant trop faible, et avec moins d'éclat dans le cas contraire.

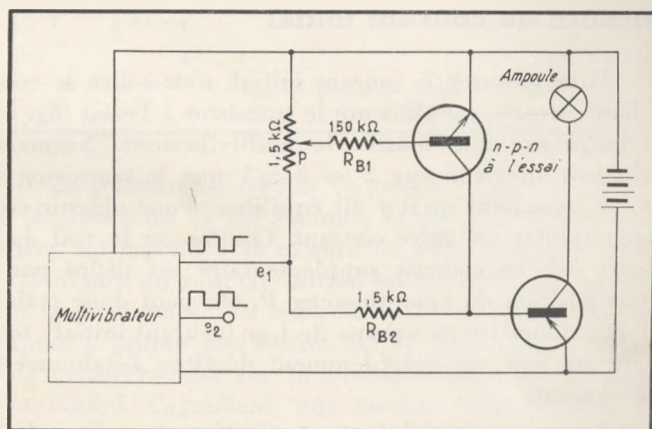
Si l'on admet maintenant que, par suite du vieillissement des piles, les amplitudes e_1 et e_2 tombent à 3 V, on constate que le courant de base du transistor de sortie n'est plus que de 2 mA, mais que l'équilibre

aura toujours lieu pour le même réglage. Ce n'est donc que la brillance de l'ampoule qui se trouve affectée, mais non pas la précision de la mesure.

Finalement, il est intéressant de voir l'influence que pourrait avoir le courant initial du transistor sur le résultat de la mesure. Comme le transistor à l'essai reste constamment alimenté, ce courant circule pendant les deux alternances. S'il varie par suite de la puissance dissipée, seule la brillance moyenne de l'ampoule se trouvera affectée, mais non pas l'équilibre du montage, comme cela serait le cas avec un transistor-mètre effectuant des mesures uniquement statiques.

Pour être tout à fait exact, il convient de signaler que le gain en courant qu'on mesure avec le montage de la figure 3-2 est celui en collecteur commun qui est d'une unité plus grand que celui en émetteur

Fig. 3-3. — Lors de la mesure du gain en courant d'un transistor n-p-n, une seule des deux sorties symétriques du multivibrateur est utilisée.



commun, habituellement indiqué par les transistormètres. Il va de soi que l'erreur ainsi commise est parfaitement négligeable pour la pratique.

Mesure du gain en courant d'un transistor n-p-n

Comme le montre la figure 3-3, il est possible d'utiliser le montage émetteur commun pour la mesure du gain en courant d'un transistor n-p-n. Ce montage produisant une inversion de phase, les signaux appliqués sur les bases des deux transistors, à l'essai et de sortie, peuvent être prélevés sur une même sortie de multivibrateur, ce qui assure, évidemment, l'identité des amplitudes d'une façon automatique.

Pour le reste, le principe est le même que précédemment. Il serait facile de montrer que les résultats de mesure sont, ici encore, très largement indépendants des variations de la tension d'alimentation ou

de la température de jonction. Suivant l'état de la pile d'alimentation, le courant crête de collecteur varie entre 2 et 3 mA, tandis que la tension d'alimentation du transistor à l'essai sera comprise entre 3 et 4,5 V environ.

La puissance que le transistor à l'essai est appelé à dissiper est ainsi de 12 mW dans le cas le plus défavorable. Cette puissance est largement assez faible pour que tout transistor se trouvant actuellement dans le commerce puisse être essayé sans aucun danger. On verra plus loin qu'il est très simple de faire en sorte que l'appareil, ainsi que le transistor à l'essai, soient protégés contre les conséquences d'une erreur de branchement, de courts-circuits extérieurs et d'autres fausses manœuvres.

Mesure du courant initial

Pour mesurer le courant initial, c'est-à-dire le courant de collecteur à base ouverte, on alimente le transistor à l'essai (fig. 3-4) avec la tension rectangulaire que fournit le multivibrateur. Normalement, ce courant sera très inférieur aux 2 ou 3 mA que le transistor de sortie demande sur sa base pour qu'il y ait équilibre. Pour obtenir cet équilibre, il faut donc ajouter un autre courant. Comme on le voit dans le schéma de la figure 3-4, ce courant supplémentaire est défini par la résistance R_{B3} et la position du potentiomètre P. On peut donc étalonner le cadran de ce potentiomètre en valeurs de I_{CEO} (courant initial) tout comme on peut, pour les mesures précédemment décrites, l'étalonner en unités de gain en courant.

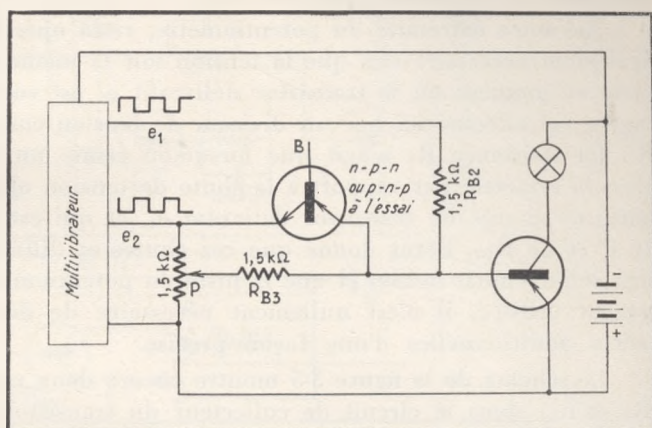
Le courant initial dont est affecté un transistor de faible ou moyenne puissance est normalement de quelques centaines de microampères. Cette valeur étant faible devant le courant nominal de base du transistor de sortie (2 à 3 mA), la tension d'alimentation n'aura pas une influence perceptible sur le résultat de la mesure. Il n'en sera plus de même pour des courants initiaux dépassant 1 mA : l'erreur pourra alors atteindre $\pm 30\%$. Mais il faut bien se rappeler que ce courant initial varie de 100 % quand la température ambiante augmente de 8 °C. On voit donc aisément que la précision obtenue est très largement suffisante dans la pratique.

Le schéma de la figure 3-4 permet encore de voir que, contrairement aux cas précédents, les deux sorties du multivibrateur sont chargées par des résistances différentes, notamment quand le curseur du potentiomètre se trouve en haut, sur le schéma. Cela fait que l'équilibre ne peut être obtenu pour des courants inférieurs à 100 μ A. Or, un transistor affecté d'un courant initial inférieur à cette valeur étant d'emblée à considérer comme bon pour toute utilisation courante, une mesure de courants plus faibles n'offre guère d'intérêt pratique.

Commutation des diverses fonctions

L'appareil comporte deux commutateurs. Le premier, à trois positions, dont celle du milieu correspond à l'arrêt de l'appareil, permet

Fig. 3-4. — Principe de la mesure du courant initial de collecteur.



de choisir la polarité du transistor à essayer (*n-p-n* ou *p-n-p*). Le second commute à la fois les fonctions et les gammes. Il possède quatre positions dont la première correspond à la mesure du courant initial, entre 100 μA et 1,5 mA. La mesure du gain en courant est effectuée sur les trois suivantes, et cela en trois gammes : 10 à 40, 33 à 120 et 100 à 400. Suivant le principe exposé à propos des figures 2-3 et 3-3, il serait théoriquement possible de mesurer, déjà sur la première gamme, des gains compris entre 10 et l'infini. Cependant, une mesure effectuée dans de telles conditions ne peut être précise que si la résistance d'attaque R_{B1} est au moins dix fois plus grande que la résistance d'entrée du transistor à l'essai. Cette dernière étant de l'ordre de 3 k Ω pour un transistor dont le gain en courant est de 100, on voit qu'il est effectivement nécessaire de prévoir une commutation de R_{B1} , c'est-à-dire de prévoir plusieurs gammes de mesure. Dans ces conditions, il est évident que la course du potentiomètre n'est pas utilisée entièrement, mais seulement aux deux tiers environ. On peut donc également utiliser un potentiomètre de 1 k Ω en série avec une résistance de 500 Ω .

Comme le gain en courant d'un transistor est pratiquement indépendant du courant moyen de collecteur, il est parfaitement possible d'effectuer sa mesure avec un signal d'amplitude relativement élevée. Il faut simplement éviter une amplitude telle que le sens du courant de base du transistor à l'essai subisse une inversion. Dans le schéma simplifié de la figure 3-2, une telle inversion pourrait parfaitement se produire. L'émetteur du transistor à l'essai est effectivement à une tension de — 0,2 V environ par rapport à la masse, à cause de la différence de potentiel entre la base et l'émetteur du transistor de sortie. Pour que le courant d'attaque

ne change pas de sens, il faut donc que la tension e_2 ne varie pas entre 0 et 4,5 V, comme on l'avait supposé en première approximation, mais entre 0,3 et 4,5 environ. Pour cela, on a prévu, comme on le voit sur le schéma complet de la figure 3-5, une résistance R_3 dans le circuit de collecteur du transistor délivrant e_2 .

A l'autre extrémité du potentiomètre, cette opération d'ajustage est également nécessaire afin que la tension soit la même tout le long de la piste au moment où le transistor délivrant e_2 est conducteur. Cet ajustage a été effectué ici par un diviseur de tension composé de R_1 , R_2 et R_6 . La résistance R_1 n'agit que lorsqu'on essaie un *n-p-n*; elle établit alors la symétrie par rapport à la chute de tension observée sur la résistance de charge du transistor délivrant e_1 , et qui est due à la présence de P et de R_{B2} . Etant donné que ces chutes et différences de potentiel sont relativement faibles et que la piste du potentiomètre n'est pas entièrement utilisée, il n'est nullement nécessaire de déterminer ces résistances additionnelles d'une façon précise.

Le schéma de la figure 3-5 montre encore deux résistances de 180 Ω (R_4 et R_5) dans le circuit de collecteur du transistor à l'essai. Il s'agit de résistances dont la présence n'a pratiquement aucune influence sur le résultat des mesures, mais qui constituent une protection très efficace à la fois du transistor à l'essai et de l'appareil en cas de fausse manœuvre, court-circuit extérieur ou inversion des connexions.

Pour finir, on peut voir que le transistor de sortie est associé à un rhéostat dans le circuit base-émetteur. Cet organe de réglage permet de modifier le gain en courant de l'étage de sortie, c'est-à-dire d'ajuster la brillance moyenne de l'ampoule. On le règle une fois pour toutes de façon que le clignotement soit, au repos, tout juste assez fort pour être nettement visible.

Étalonnage

Connaissant la loi de variation du potentiomètre et la valeur des résistances qui lui sont associées, il est parfaitement possible de calculer les échelles indiquant, lors de l'équilibre du pont, le courant initial et le gain en courant.

Mais on peut également, tout en vérifiant le fonctionnement correct de l'appareil, effectuer un étalonnage expérimental. Pour cela, il faut préalablement porter les valeurs des condensateurs collecteur-base du multivibrateur à 100 μF environ. On obtient alors une durée de période de plusieurs secondes, donc suffisamment longue pour lire la déviation d'un appareil de mesure avant que le multivibrateur bascule de nouveau. Pour l'étalonnage en gain de courant, on devra alors insérer un microampèremètre dans le circuit de base et un milliampèremètre dans le circuit de collecteur du transistor à l'essai. On établit l'équilibre, au

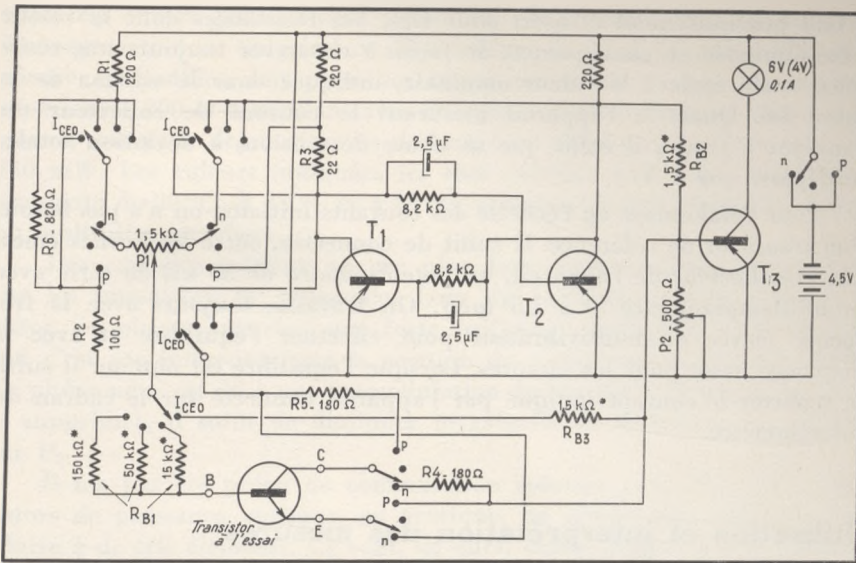


Fig. 3-5. — Schéma complet du transistormètre. Les résistances dont la valeur est marquée d'un astérisque sont des modèles de précision ($\pm 2\%$). Pour T_1 et T_2 , on utilisera deux transistors B.F. à alliage, de faible puissance, admettant un courant de collecteur d'au moins 50 mA et dont le gain en courant est compris entre 30 et 80. Ce gain doit être supérieur à 50 pour T_2 , transistor B.F. de moyenne puissance (dissipation 300 mW ou plus), admettant un courant de collecteur d'au moins 200 mA.

besoin en travaillant à la fréquence normale du multivibrateur, car cet équilibre est ainsi plus facile à constater visuellement. Puis, on branche les condensateurs de valeur élevée du multivibrateur, et on lit, sur les deux appareils, les différences entre les indications correspondant aux deux états du multivibrateur. Le gain en courant du transistor essayé est alors égal au rapport des deux différences. Pour avoir un nombre suffisant de points par cette méthode, il faut soit disposer d'un très grand nombre de transistors, soit prévoir un transistor dont le gain en courant est variable. C'est la dernière solution qui est la plus facile, car, pour faire varier le gain en courant d'un transistor, il suffit de connecter, entre son émetteur et sa base, une résistance variable. La valeur de cette résistance devra être comprise, dans le cas particulier des conditions de fonctionnement propres à l'appareil, entre 1 et 10 k Ω . Pour étalonner les deux premières gammes, il suffit donc de disposer de deux transistors dont le gain en courant est, respectivement, de l'ordre de 50 et de 150. Pour la troisième gamme (100 à 400), il suffit de multiplier les valeurs de la première par 10.

L'appareil de mesure utilisé pour la mesure du courant de base doit présenter une résistance interne faible devant la valeur de R_{B1} correspondant à la gamme qu'on est en train d'étalonner. Si l'on ne dispose que d'un appareil présentant une résistance interne relativement élevée,

il faut provisoirement utiliser, pour R_{B1} , des résistances dont la valeur a été diminuée en conséquence, de façon à conserver toujours une résistance totale égale à la valeur nominale, indiquée dans le schéma de la figure 3-5. Quant à l'appareil mesurant le courant de collecteur du transistor à l'essai, il suffit que sa chute de tension, à déviation totale, ne dépasse pas 1 V.

Pour l'étalonnage de l'échelle des courants initiaux, on n'a pas besoin d'un transistor de référence. Il suffit de connecter, entre les bornes émetteur et collecteur de l'appareil, un potentiomètre de 50 k Ω en série avec un milliampèremètre (0 à 1,5 mA). On travaille toujours avec la fréquence élevée du multivibrateur pour effectuer l'équilibre et avec la fréquence basse pour les mesures. Lorsque l'équilibre est obtenu, il suffit de reporter le courant indiqué par l'appareil connecté sur le cadran du potentiomètre.

Utilisation et interprétation des mesures

Se réduisant au branchement du transistor et à la recherche de l'équilibre, l'utilisation de l'appareil est suffisamment simple pour qu'on puisse se passer de tout mode d'emploi. Une indication concernant le sens dans lequel il faut chercher l'équilibre pourra, cependant, être utile. C'est d'ailleurs très simple, car, sur toutes les gammes et fonctions, l'ampoule présente un clignotement très lumineux lorsqu'on est réglé sur une valeur trop faible, et un clignotement plus faible dans le cas contraire. Ainsi, avec un transistor coupé intérieurement on n'obtiendra aucun équilibre, l'ampoule restant toujours trop sombre en dehors des clignotements de référence, observés au repos. Si, au contraire, le transistor à l'essai est affecté d'un court-circuit interne, ou d'un courant initial prohibitif, l'ampoule produira constamment, et quel que soit le réglage du potentiomètre, des éclairs relativement violents. Bien entendu, l'impossibilité d'obtenir l'équilibre lors de la mesure du courant initial ne signifie pas encore que le transistor soit coupé. Il peut, au contraire, être excellent, c'est-à-dire affecté d'un courant initial suffisamment faible pour que l'appareil ne puisse le mettre en évidence.

Pour s'assurer que le gain mesuré sur un transistor donné correspond à la valeur indiquée par le fabricant, il suffit de consulter soit la notice de ce fabricant, soit le *Guide mondial des Transistors*. La tolérance sur la valeur de ce gain est couramment de $\pm 30\%$, ce qui montre que la précision donnée par l'appareil, et qui est de l'ordre de $\pm 5\%$, est largement suffisante pour la pratique.

Quant au courant initial, on peut se contenter d'indications plus générales, car tous les transistors de faible puissance au germanium se valent sur ce point. Si ce courant est inférieur à 100 μA , le transistor est excellent. S'il est compris entre 100 μA et 500 μA , le tran-

sistor est encore parfaitement utilisable, s'il travaille dans un montage à compensation de température. Des valeurs de 0,5 à 1,5 mA, enfin, sont encore admissibles, soit pour des transistors ayant un gain en courant supérieur à 200 et travaillant avec une compensation de température très sévère, soit pour des transistors de moyenne puissance, dissipant plus de 250 mW. Les valeurs indiquées ici sont valables pour une température ambiante de 20 °C. A 12 °C et à 28 °C, il faut, respectivement, les diviser ou multiplier par deux.

Des courants initiaux encore plus forts sont couramment observés sur les transistors de puissance. Lors du branchement d'un tel transistor, on observe souvent une forte brillance continue de l'ampoule qui n'est pas influencée par la position du potentiomètre d'équilibre P. Ce phénomène est dû à une surmodulation du transistor de sortie, et, pour le supprimer, il suffit de diminuer le gain de ce transistor en agissant sur P₂.

Il n'a pas été prévu de commutation spéciale pour l'essai de transistors de puissance, puisque, en pratique, on n'aura que très rarement affaire à de tels éléments. Ce sont, en effet, exclusivement des transistors de faible et moyenne puissances qui sont utilisés dans les récepteurs.

Identification d'un transistor

Comme l'expérience prouve qu'il existe des transistors dont les caractéristiques ne sont données dans aucun recueil ou dont l'inscription est illisible, il peut être intéressant de savoir comment on peut, dans un tel cas, identifier non seulement les connexions, mais aussi le genre d'un transistor.

Généralement, il est possible de repérer les connexions en observant simplement :

- le point de couleur au voisinage du collecteur;
- l'ergot sur le boîtier au voisinage de l'émetteur;
- la connexion de base plus près de celle d'émetteur que de celle de collecteur;
- la disposition triangulaire des fils de sortie, émetteur-base-collecteur dans le sens des aiguilles d'une montre, le transistor étant vu par en dessous;
- le collecteur électriquement relié au boîtier (transistors de moyenne et de forte puissances);
- la base reliée électriquement au boîtier (certains transistors de faible puissance);
- dans le cas des transistors au silicium sous enrobage plastique et avec sorties par fils on a, de gauche à droite, émetteur - collecteur - base, le côté plat du boîtier étant orienté vers le haut. Si les sorties se font par cosses, la disposition est collecteur - base - émetteur, dans les mêmes conditions que précédemment. Des exceptions existent dans les deux cas.

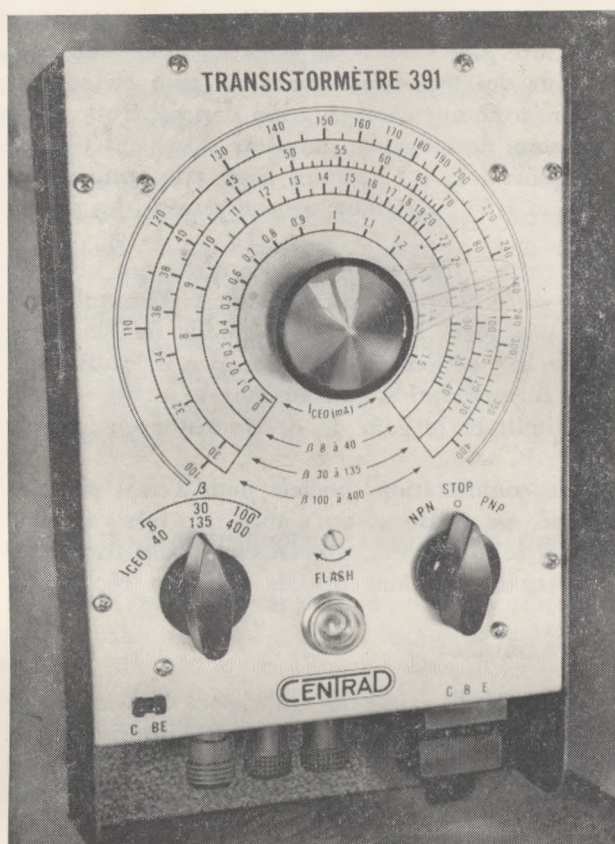


Fig. 3-7. — Construite entièrement avec des composants de type professionnel, cette version industrielle du transistormètre décrit dans ces pages ne comporte, quant au schéma, que des modifications d'ordre mineur.

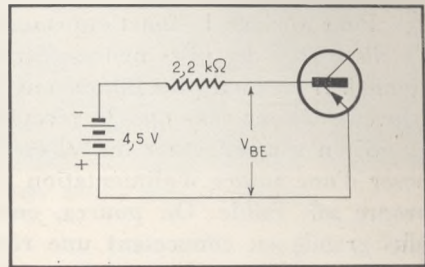
Si ces méthodes d'identification échouent, et si le tableau de la figure 1-10 n'apporte pas non plus le renseignement désiré, on devra identifier les connexions à l'*ohmmètre*. Pour cela, on aura avantage à travailler sur une gamme correspondant à une indication de 100 à 1000 Ω au centre de l'échelle. On détermine d'abord les deux électrodes pour lesquelles l'*ohmmètre* ne dévie pas (ou très faiblement, dans le cas d'un transistor de puissance), *quel que soit son sens de branchement*. La troisième électrode est alors la base. On applique la sortie *négative* de l'*ohmmètre* à la base (bien s'assurer auparavant de la polarité de l'*ohmmètre*; les inscriptions sur les contrôleurs universels ne sont pas toujours très claires), et on touche les deux autres connexions avec la sortie positive. Si l'appareil dévie dans les deux cas, il s'agit d'un *p-n-p*. Sinon il s'agit d'un *n-p-n*, et on doit voir dévier l'appareil en le connectant en sens contraire. Puis, on commute l'*ohmmètre* sur une gamme donnant 100 k Ω environ au centre de l'échelle (10 k Ω dans le cas d'un transistor de puissance), et, le connectant aux deux connexions non encore identifiées, on cherche le sens de branchement donnant le *maximum de dévia-*

tion. Dans le cas d'un *p-n-p*, la sortie *négative* de l'ohmmètre correspond alors au *collecteur*; avec un *n-p-n*, en revanche, c'est la sortie positive. *Aucune déviation* n'est obtenue, dans ces conditions, avec un transistor au *silicium*, et cela même avec un ohmmètre électronique (alimenté sous 1 ou 2 V) sur la gamme de 10 M Ω .

On pourra néanmoins, dans ce cas et dans d'autres, procéder à un essai au transistormètre en retenant, de toutes les configurations possibles, celle donnant le gain le plus élevé.

Pour déterminer le *matériau semi-conducteur* utilisé dans un transistor, on peut réaliser le circuit illustré par la figure 3-6 et mesurer la tension V_{BE} entre émetteur et base. Si on trouve une valeur inférieure à 0,35 V, il s'agit d'un transistor au *germanium*; des tensions de l'ordre de 0,5 seront observées avec des transistors au *silicium*. Les valeurs citées sont de 0,1 V environ plus faibles dans le cas des transistors de puissance.

Fig. 3-6. — Identification du matériau semi-conducteur par la mesure de la tension émetteur-base.



Finalement, il est possible de distinguer entre un transistor obtenu par tirage ou par alliage (généralement B.F.) et un transistor à *base diffusée* (H.F. et V.H.F.). Il suffit pour cela de mesurer, à l'ohmmètre, la résistance *inverse* (dans le sens non-conducteur) de la jonction *émetteur-base*. Dans le premier cas, cette résistance est approximativement égale, ou plus forte que celle qu'on mesure entre base et collecteur, dans le sens de non-conduction. Si, par contre, on la trouve au moins cinq fois *plus faible* que cette dernière, il s'agit d'un transistor à base diffusée.

Transistors utilisables dans le montage de la figure 3-5

T_1, T_2 : Types AC : 109, 116, 120, 122, 125, 131, 150, 151.

Types OC : 45, 70, 71, 304, 602, 603, 604.

Types SFT : 222, 223, 252, 253, 322, 323, 352, 353, 307.

Types 2 N : 64, 1273, 311, 805 à 812, 405, 406, 680, 368, 190, 187, 322, 1274, 801 à 804, 191, 188, 226, 227, 565, 566, 799, 800, 407, 408, 2447, 2448, 185, 241, 192, 323, 1370, 1305.

T_3 : Types AC : 117, 120, 121, 124, 128, 132, 152, 153.

Types OC : 74, 79, 318.

Types SFT : 125, 144, 146, 131.

Types 2 N : 2042, 2043, 1008, 1611, 1612, 1009, 1008 A.

3.3. — ALIMENTATION STABILISÉE

Principe

Pour vérifier le fonctionnement d'un récepteur, il ne suffit pas de l'utiliser avec des piles neuves, car ce n'est, en somme, qu'un cas exceptionnel. Il est bien plus intéressant de voir jusqu'à quelle limite les piles peuvent débiter sans que le récepteur cesse de fonctionner.

Si on veut effectuer un tel essai de manière rationnelle, il faut disposer d'une source d'alimentation réglable, et dont la résistance interne propre soit faible. On pourra, ensuite, simuler une résistance interne plus grande en connectant une résistance variable en série avec l'une

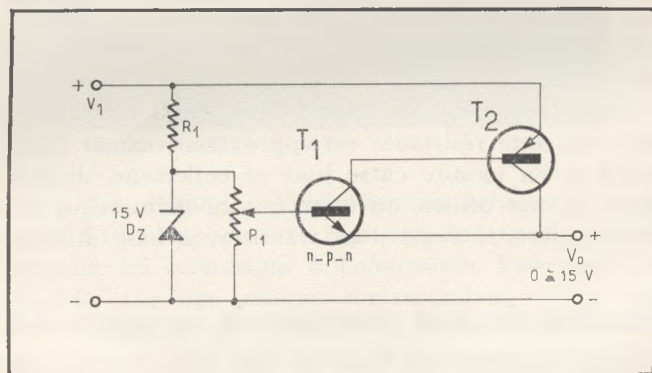
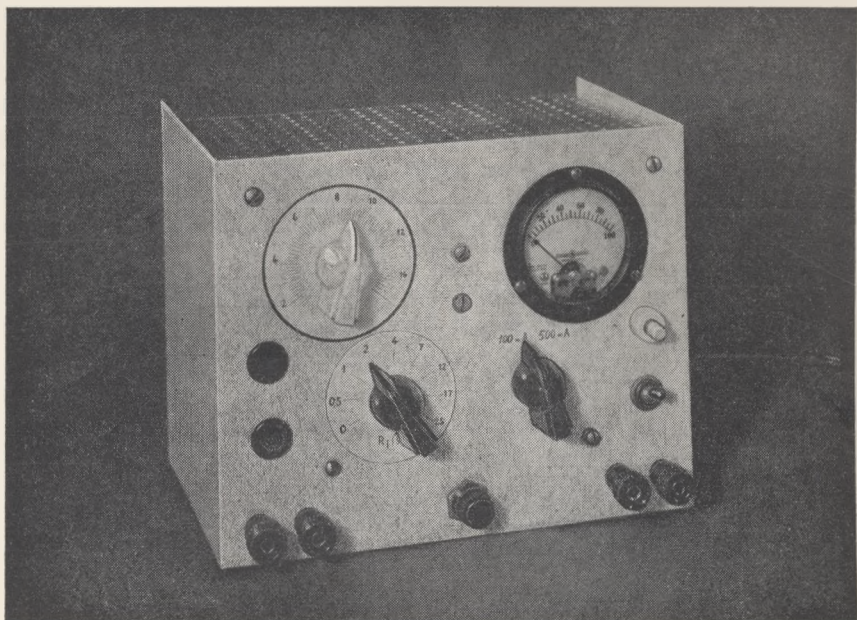


Fig. 3-8. — Principe d'un circuit régulateur à transistors complémentaires.

des bornes de sortie. Pour la pratique courante, une gamme de tensions comprise entre 2 et 15 V et une intensité maximale de 0,5 A sont suffisantes. Comme on demande une résistance interne propre très faible (0,1 Ω), une régulation électronique de la tension de sortie est nécessaire. On peut très facilement profiter de cette régulation pour rendre cette tension de sortie également indépendante des variations de la tension du réseau d'alimentation. De plus, on doit prévoir un *disjoncteur* capable de protéger le circuit régulateur aussi bien que l'appareil qu'il alimente.

Le schéma de la figure 3-8 montre le principe du circuit régulateur



* Maquette de l'alimentation stabilisée décrite dans ce chapitre.

utilisé. Un transistor *n-p-n* (T_1) reçoit sur la base une fraction, réglable par P_1 , de la tension de référence stabilisée par une diode de Zener D_z . Travaillant en collecteur commun par rapport aux bornes de sortie, ce transistor délivre sur l'émetteur une tension qui est pratiquement égale à celle de base, et cela avec une intensité β_1 fois plus grande que le courant de base, c'est-à-dire sous une résistance de sortie environ β_1 fois plus petite que la résistance équivalente de P_1 . Comme cette diminution de la résistance interne est encore nettement insuffisante, on prévoit un transistor *p-n-p* (T_2) dont la base se trouve connectée sur le collecteur de T_1 . Il fournit ainsi un courant supplémentaire aux bornes de sortie, si bien que la résistance interne (aux bornes de sortie) se trouve maintenant réduite dans un rapport qui est égal au produit des gains en courant des deux transistors. Il est ainsi possible d'obtenir une résistance de sortie de l'ordre de 1Ω .

Cependant, si on veut simuler une batterie d'accumulateurs, cette valeur est toujours trop forte, et il faut ajouter un troisième transistor. Le schéma complet d'un tel circuit stabilisateur est donné dans la figure 3-9. On voit que la résistance R_1 , connectée en série avec la diode de Zener, a été augmentée de celle du filament d'une ampoule. Comme, par effet de température, la résistance d'un tel filament augmente avec la tension appliquée, on arrive ainsi à une meilleure stabilisation de la tension de référence, aux bornes de D_z . On a choisi une diode dont la tension nominale est de l'ordre de 6 V, car c'est précisément pour les

tensions de cet ordre qu'on arrive à fabriquer des diodes de résistance dynamique et de coefficient de température faibles. Pour obtenir, néanmoins, une tension maximale de sortie de 15 V, on applique à l'émetteur de T_1 seulement une fraction de cette tension de sortie. A cet effet, on a prévu le potentiomètre P_2 qu'on règle une fois pour toutes pour avoir une tension maximale de sortie de 15 V.

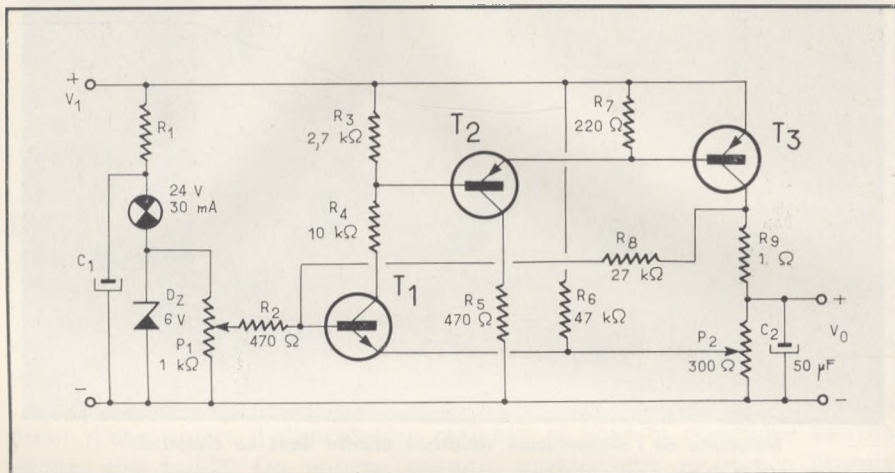


Fig. 3-9. — Alimentation stabilisée à trois transistors. Grâce à deux circuits de réaction, on peut rendre pratiquement nulle la résistance de sortie et compenser parfaitement les variations de la tension primaire V_1 .

Pour ne pas dissiper une puissance inutilement grande dans T_1 , on a prévu une résistance R_4 en série avec le collecteur. Pour T_2 , R_5 joue le même rôle. Les résistances R_3 et R_7 compensent les courants initiaux des transistors T_1 et T_2 . Par R_6 , on applique une fraction de la tension primaire non régulée sur l'émetteur de T_1 . Si cette tension augmente par suite d'une variation de la tension du réseau, l'émetteur de T_1 devient plus positif. Cela entraîne une diminution du courant de collecteur et, partant, celui des autres transistors. En choisissant convenablement la valeur de cette résistance, on peut ainsi compenser les variations résiduelles que les imperfections de la stabilisation font apparaître sur la tension de sortie, lorsque V_1 varie.

Par les résistances R_2 , R_8 et R_9 on obtient une semblable compensation pour les variations de la tension de sortie dues aux variations du débit qu'on demande à l'alimentation. En effet, la chute aux bornes de R_9 augmente avec ce débit, si bien que la base de T_1 devient d'autant plus positive que ce débit est plus important. On observe donc une réaction, renforçant le courant de collecteur de T_3 dès qu'on prélève une intensité plus grande aux bornes de sortie. En choisissant R_8 trop faible, cette réaction peut conduire à une résistance négative de sortie; la tension de sortie augmente alors avec le courant de sortie.

Le disjoncteur

Puisque, grâce aux artifices mentionnés, la résistance interne de l'alimentation peut devenir pratiquement nulle, il est évident qu'un court-circuit accidentel tend à provoquer un courant infini. Pour protéger les transistors du circuit régulateur contre semblable fausse manœuvre, les résistances R_2 , R_4 et R_5 sont suffisantes en principe. En cas de court-circuit des bornes de sortie, elles limiteront les courants de base et de collecteur de T_1 et de T_2 , si bien que T_3 ne pourra pas conduire un courant prohibitif. En effet, si T_2 se trouve saturé, la base de T_3 ne pourra pas recevoir un courant supérieur à V_1/R_5 .

Cependant, une telle *protection par limitation* ne pourra pas convenir à un dépanneur soucieux du matériel qui lui est confié. Si, en effet, il lui arrive une chose aussi banale que l'inversion de la polarité de la source d'alimentation, cette dernière pourra bien limiter son débit à 0,7 A environ, les transistors de l'appareil examiné risquent quand même d'être détruits. Il en sera de même si, accidentellement, on relie, dans un appareil connecté sur l'alimentation stabilisée, le collecteur à la base d'un transistor de sortie.

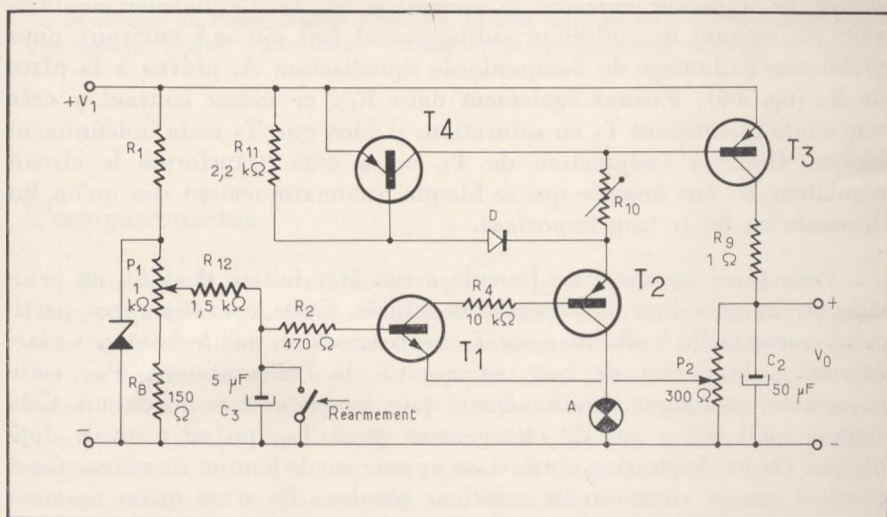
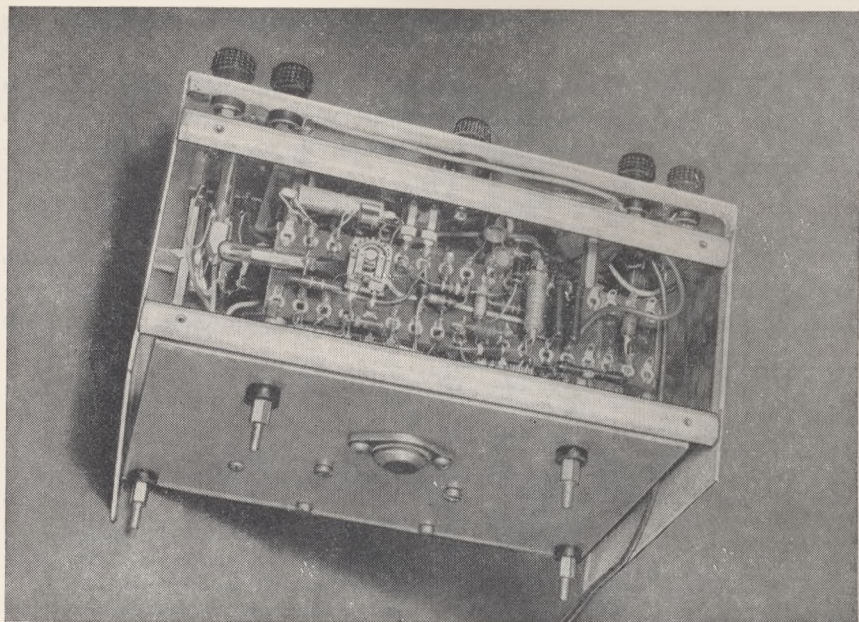


Fig. 3-10. — Par l'adjonction de T_1 , le circuit stabilisateur devient une bascule se bloquant automatiquement dès qu'on demande un débit trop important.

Pour protéger non seulement l'alimentation, mais aussi le circuit examiné, il est ainsi nécessaire de prévoir un disjoncteur. Il n'est guère recommandé d'y utiliser un relais, d'abord parce que cela reviendrait plus cher que l'unique transistor et la diode dont on a besoin pour un disjoncteur électronique. De plus, ce disjoncteur électronique sera beaucoup

plus rapide, et cela est très important du fait que la minuscule pastille de germanium d'un transistor peut, en cas de surintensité, fondre en moins d'un centième de seconde. Dans la figure 3-10, on a représenté ce transistor disjoncteur (T_4) avec le reste du circuit de la figure 3-9, simplifié par l'omission de quelques résistances non essentielles pour le fonctionnement du disjoncteur. Entre l'émetteur de T_2 et la base de T_3 , on a inséré une résistance ajustable R_{10} . Entre émetteur et base de T_4 , on applique la chute de tension aux bornes de cette résistance, augmentée par la tension émetteur-base de T_3 , et cela par l'intermédiaire de la diode D . Il s'agit là d'une diode à pointe au *silicium* qui, dans le sens direct, ne commence à conduire que pour une tension de 0,6 V environ. Par R_{11} , on maintient T_4 bloqué tant que D ne conduit pas un certain courant, c'est-à-dire tant que le courant dans R_{10} , proportionnel au courant de sortie, n'y crée pas une chute de tension suffisante. Si le seuil de conduction de D se trouve dépassé, le transistor T_4 devient conducteur et bloque T_3 . Comme, de ce fait, le courant parcourant P_2 se trouve coupé, le potentiel d'émetteur de T_1 se trouve, à peu de chose près, ramené à celui du négatif de l'alimentation V_1 . Une résistance R_B étant prévue en série avec P_1 , on observera nécessairement, par R_{12} et R_2 , un courant de base relativement fort dans T_1 . Se trouvant ainsi saturé, ce transistor entraîne la saturation de T_2 . Ce dernier conduira alors un courant de collecteur suffisamment fort (50 mA environ) pour provoquer l'allumage de l'ampoule de signalisation A , prévue à la place de R_5 (fig. 3-9). Passant également dans R_{10} , ce même courant y crée une chute maintenant T_4 en saturation, si bien que T_3 reste indéfiniment bloqué. Grâce à l'adjonction de T_4 , on a donc transformé le circuit régulateur en une *bascule* qui se bloque automatiquement dès qu'on lui demande un débit trop important.

Pour faire revenir cette bascule à son état initial, il suffit, en principe, de bloquer l'un des transistors saturés. Cette opération sera particulièrement facile à effectuer sur T_1 , en connectant, par le bouton « réarmement », le circuit de base au négatif de l'alimentation. Par cette manœuvre, on bloque simultanément tous les transistors du circuit. Cela signifie qu'il n'y a pas de changement pour T_3 , qui se trouvait déjà bloqué. On ne risque rien ainsi, si on appuie sur le bouton de réarmement pendant que le court-circuit extérieur persiste. Ce n'est qu'au moment où on lâche ce bouton qu'un courant de collecteur recommence à circuler dans T_3 . Comme la charge de C_3 prend alors un certain temps, ce courant ne prend pas immédiatement sa valeur nominale. En cas de persistance du court-circuit, cela permet au disjoncteur d'agir dès que son seuil (réglable par R_{10}) est atteint. Si, par contre, le premier déclenchement était dû au brusque appel de courant consécutif au branchement d'une forte capacité aux bornes de sortie, la remise en route, progressive à cause de C_3 , permettra la charge de cette capacité *sans dépassement du seuil de déclenchement* du disjoncteur.



Vu de dessous de l'alimentation stabilisée, la tôle perforée de protection étant retirée. Une épaisse plaque d'aluminium, faisant office de radiateur, supporte le transistor de puissance.

L'ampèremètre

Si on a affaire à un récepteur dont le propriétaire se plaint d'une usure trop rapide des piles, il est important d'en vérifier la consommation. Avec un contrôleur universel du commerce ce n'est pas toujours facile, car ces instruments introduisent souvent des chutes de tension et résistances telles que le récepteur répond par un violent motor-boating. Or la solution idéale d'un *ampèremètre sans chute de tension* peut effectivement être obtenue si on incorpore cet ampèremètre dans l'alimentation stabilisée de façon qu'il soit *compris dans le circuit de régulation*.

Le schéma de la figure 3-11 montre qu'on peut alimenter cet ampèremètre par la chute de tension sur la résistance R_9 dont, de toute façon, on a besoin pour la réaction dont il a été question plus haut. Même en absence de charge aux bornes de sortie, il y a toujours, à cause de P_2 , une certaine chute de tension aux bornes de cette résistance. On peut compenser cette chute par le diviseur de tension R_{14} - R_{15} , dont le rapport est égal à celui entre R_9 et P_2 . Ces quatre résistances constituent ainsi un pont, en équilibre au repos, et dont l'appareil de mesure

accuse une déviation proportionnelle à l'intensité demandée aux bornes V_0 .

Si cet appareil donne déviation totale pour une intensité i , et si on appelle r sa résistance interne, il accusera, dans le circuit de la figure 3-11, cette déviation totale pour un courant de sortie I quand

$$R_{16} \cong \frac{I R_9}{i} - r.$$

Ne tenant pas compte de R_{14} et de R_{15} , cette expression n'est valable que si i ne dépasse pas 0,5 mA. Autrement R_{16} doit être légèrement plus faible que la valeur calculée. En commutant R_{16} , on peut obtenir plu-

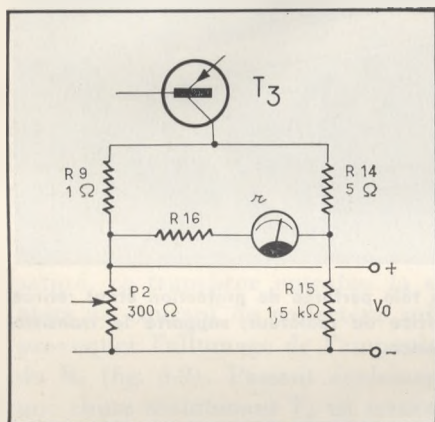


Fig. 3-11. — Circuit de mesure évitant que la tension de sortie soit affectée de la chute de tension qu'introduit l'ampèremètre.

sieurs gammes d'intensités. L'expression donnée plus haut montre que, aux faibles valeurs de I , R_{16} n'est réalisable, c'est-à-dire positif, que si on choisit un appareil pour lequel le produit ir (tension à déviation totale) est relativement faible.

Le schéma complet

L'alimentation primaire (produisant la tension V_1) peut être d'un type très simple, puisque l'effet de stabilisation du circuit régulateur implique une diminution très substantielle de l'amplitude de l'ondulation résiduelle. On peut ainsi, pour V_1 , se contenter d'un filtrage par condensateur unique (fig. 3-12). Cependant il faut tenir compte de cette ondulation lors du choix de la valeur nominale de V_1 , puisque le stabilisateur ne peut pas, comme le ferait un condensateur de filtrage, fournir un courant de compensation pendant les « creux » de cette ondulation. On doit ainsi se baser non pas sur la valeur moyenne, mais sur la valeur instantanée la plus basse de V_1 . De plus, il faut tenir compte des chutes de tension dans R_9 et dans T_3 , ainsi que d'une marge de 20 % pour les variations de la tension du secteur. On arrive ainsi à une tension nomi-

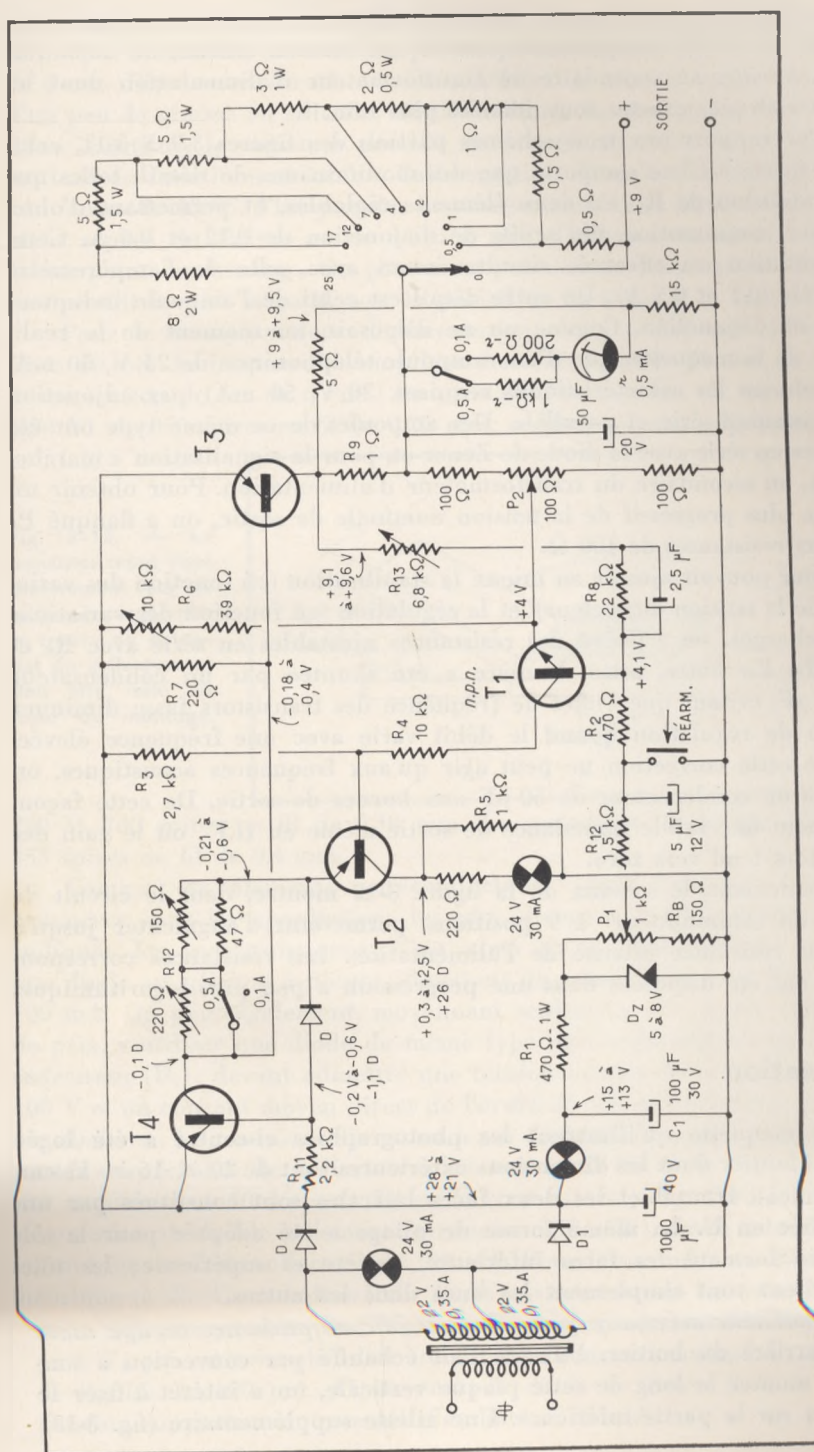


Fig. 3-12. — Schéma complet de l'alimentation stabilisée. Les tensions indiquées avec le signe « plus » sont mesurées par rapport au négatif de l'alimentation primaire, et inversement.

nale d'alimentation primaire de 21 V (pour une tension maximale stabilisée de 15 V), ce qui correspond à une tension efficace de deux fois 22 V, à *vide*, au secondaire du transformateur d'alimentation dont les caractéristiques exactes sont données plus loin.

Par rapport aux trois schémas partiels des figures 3-9 à 3-11, celui de la figure 3-12 ne comporte que des modifications de détail, telles que la subdivision de R_{12} en deux éléments réglables, et permettant d'obtenir, par commutation, des seuils de disjonction de 0,12 et 0,6 A. Cette commutation est effectuée simultanément avec celle de l'ampèremètre de sortie (0,1 et 0,5 A). Un autre détail est celui de l'ampoule indiquant l'état de disjonction. Comme on ne disposait, au moment de la réalisation de la maquette, que d'une ampoule téléphonique de 24 V, 30 mA, on a obtenu les caractéristiques requises (30 V, 50 mA) par adjonction de résistances série et parallèle. Des ampoules de ce même type ont été utilisées en série avec la diode de Zener et, pour la signalisation « marche-arrêt », au secondaire du transformateur d'alimentation. Pour obtenir un réglage plus progressif de la tension nominale de sortie, on a flanqué P_2 de deux résistances de 100 Ω .

Pour pouvoir ajuster au mieux la stabilisation (en fonction des variations de la tension du secteur) et la régulation (en fonction des variations de la charge), on a prévu des résistances ajustables en série avec R_6 et avec R_8 . En outre, cette dernière a été shuntée par un condensateur de 2,5 μF , évitant que l'effet de fréquence des transistors fasse diminuer le gain de régulation quand le débit varie avec une fréquence élevée. Comme cette correction ne peut agir qu'aux fréquences acoustiques, on a prévu un condensateur de 50 μF aux bornes de sortie. De cette façon, on obtient une faible impédance de sortie même en H.F., où le gain des transistors tend vers zéro.

Finalement, le schéma de la figure 3-12 montre, dans le circuit de sortie, un commutateur à 9 positions, permettant d'augmenter jusqu'à 25 Ω la résistance interne de l'alimentation. Les résistances correspondantes ont été disposées dans une progression à peu près logarithmique.

Réalisation

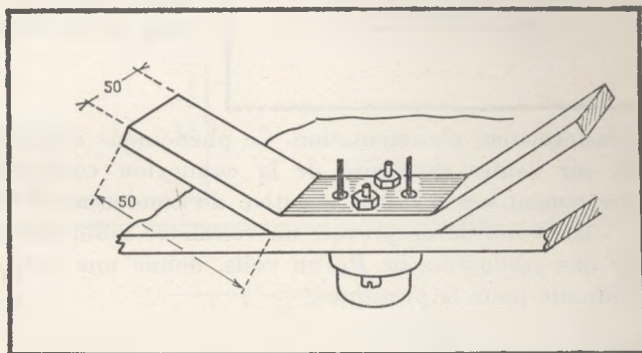
La maquette qu'illustrent les photographies ci-contre a été logée dans un boîtier dont les dimensions extérieures sont de 20 $\times$ 16 $\times$ 11 cm. Le panneau frontal et les deux faces latérales sont constitués par une tôle pliée en U. La même forme de pliage a été adoptée pour la tôle perforée formant les faces inférieure, arrière et supérieure; les tôles s'emboîtent tout simplement les unes dans les autres.

Le *radiateur* nécessaire pour le transistor de puissance occupe toute la face arrière du boîtier. Puisque l'air échauffé par convection a tendance à monter le long de cette plaque verticale, on a intérêt à fixer le transistor sur la partie inférieure. Une ailette supplémentaire (fig. 3-13)

a été disposée à l'endroit où le transistor se trouve fixé. Comme pour la plaque radiatrice, on a utilisé pour cette ailette une tôle d'aluminium de 4 mm d'épaisseur. Au montage, les surfaces en contact ont été enduites d'un peu de graisse au silicone, afin d'améliorer la conduction thermique. Ainsi constitué, le radiateur possède un pouvoir de refroidissement permettant le fonctionnement de l'alimentation jusqu'à des températures ambiantes de 40 °C. Fixé par des canons isolants, il se trouve électriquement séparé du châssis et du boîtier qui, d'ailleurs, ne sont réunis à aucun point du montage. On peut ainsi prévoir une borne permettant de mettre soit le pôle négatif, soit le positif de la sortie à la masse.

Pour le *transformateur d'alimentation*, on a utilisé une tôle de 50 × 60 mm. La hauteur de l'empilage des tôles étant de 30 mm, on arrive à une section de fer de 6 cm². Au primaire, on a prévu un enroulement (120 V) de 850 spires en fil de 0,25 mm, auquel on peut adjoindre, pour

Fig. 3-13. — Le transistor étant vissé directement sur le radiateur, ce dernier se trouve au potentiel du collecteur et doit être isolé du reste du montage.



220 V, 700 spires en fil de 0,18 mm. Le secondaire comporte deux fois 155 spires en fil de 0,4 mm.

Comme les éléments semiconducteurs sont disponibles dans le commerce sous les appellations les plus diverses, il est préférable d'en indiquer les caractéristiques. C'est ainsi qu'on doit utiliser, pour D, une diode au *silicium à pointe* admettant un courant de crête d'au moins 100 mA. On peut également, moyennant seulement une petite différence de prix, y utiliser une diode de même type que celles employées dans le redresseur (D₁), devant admettre une tension inverse de crête d'au moins 100 V et un courant moyen direct de l'ordre de 500 mA (diodes à *jonction au silicium*). Le transistor T₁ est un *n-p-n* de faible puissance devant supporter une tension de collecteur d'au moins 25 V. Cette tension devra être supérieure à 30 V pour T₂ et T₃ (transistors *p-n-p* B.F. à alliage). Le premier, de faible puissance (au moins 150 mW) devra admettre un courant maximal de collecteur de 100 mA. Pour le second, une dissipation théorique (à 25 °C au boîtier) de 30 W est nécessaire. Le gain en courant, de l'ordre de 50 pour T₁, T₂ et T₃, n'a pas besoin de dépasser 20 pour T₄ qui, en revanche, doit admettre un courant maximal de collecteur de l'ordre de 100 mA. Finalement, la diode de Zener (5 à 8 V) doit pouvoir supporter un courant d'au moins 25 mA.

Lors du câblage, on veillera à ne prélever de l'alimentation primaire aucune tension *en amont du condensateur de filtrage*, c'est-à-dire entre ce condensateur et les diodes ou le transformateur. En effet, ces diodes font passer pendant les instants de conduction (recharge du condensateur de filtrage) un courant de plus de 1 A dans les fils de câblage correspondants. La chute de tension ainsi créée se traduira par une importante ondulation de la tension de sortie si, par exemple, on connecte la base de P_1 (par R_B) directement au point médian du secondaire du

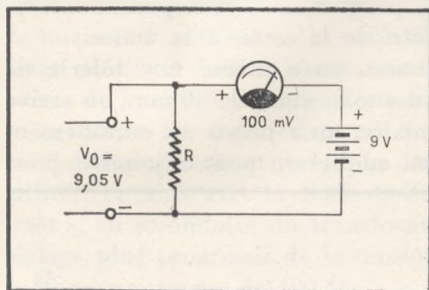


Fig. 3-14. — Circuit de compensation pour la mesure des variations de la tension de sortie.

transformateur d'alimentation. Ce phénomène disparaît dès qu'on amène R_B sur l'autre extrémité de la connexion correspondante, c'est-à-dire directement sur la borne négative du condensateur de filtrage.

Il est inutile de prévoir un voltmètre indiquant la tension de sortie, car une graduation de P_1 , en volts, donne une précision très largement suffisante pour la pratique.

Mise au point

Pour faciliter la mise au point, on a indiqué dans le schéma de la figure 3-12 les tensions relevées aux points essentiels du circuit. Elles sont valables pour une tension de sortie de 9 V, et pour la valeur nominale de la tension du secteur. Si deux indications sont données pour un même point, la première correspond au fonctionnement à vide, la seconde à un débit de 0,5 A. Les indications suivies de la lettre D sont valables pour l'état de *disjonction*. Toutes ces tensions sont à mesurer par rapport au *positif* de l'alimentation primaire, si les signes « moins » les précèdent, et inversement dans le cas contraire.

Avant de vérifier ces tensions, on devra, P_1 étant réglé au maximum (curseur en haut, sur le schéma), ajuster P_2 de façon à obtenir une tension de sortie de 15 V. Les variations résiduelles (en fonction du débit et de la tension primaire) étant de l'ordre de 10 mV, on ne pourra pas les apprécier en connectant directement un voltmètre aux bornes de sortie de l'alimentation. Pour ajuster R_6 , on doit ainsi effectuer le montage de compensation de la figure 3-14, avec deux piles de 4,5 V environ, et un voltmètre donnant 100 mV à déviation totale. En prenant $R = 30 \Omega$, on aura un débit de 0,3 A environ; par P_1 , on ajuste la tension de sortie de façon que le millivoltmètre dévie jusqu'au centre de l'échelle. On fait

varier ensuite la tension primaire d'alimentation de $\pm 20\%$ autour de sa valeur nominale, et on ajuste R_0 de façon que cette variation se répercute le moins possible sur la tension de sortie (± 5 mV, au maximum).

Rendant R variable, on pourra ensuite relever une courbe donnant la tension de sortie en fonction du débit. Si R_0 est convenablement

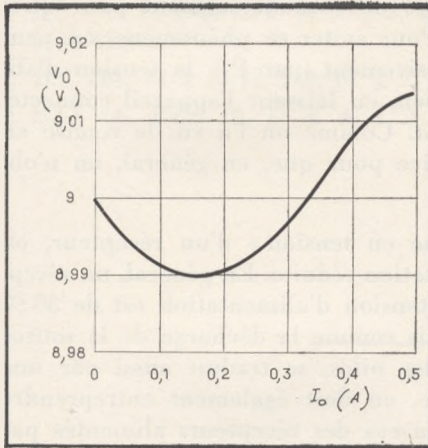
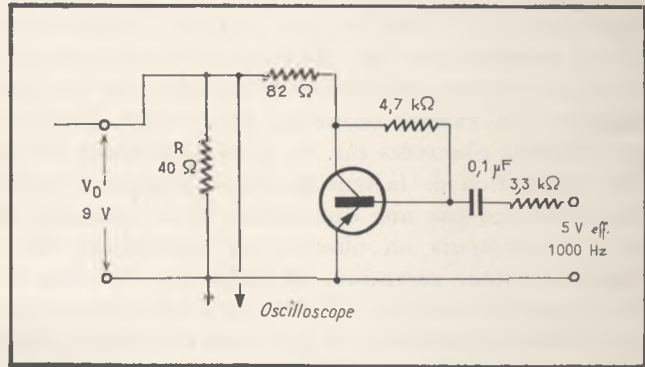


Fig. 3-15. — En fonction du débit, la tension de sortie ne varie guère plus que de ± 10 mV.

Fig. 3-16. — Circuit permettant d'apprécier l'impédance de sortie en basse fréquence.



choisie, cette courbe doit accuser, comme celle de la figure 3-15, des écarts à peu près symétriques autour de la valeur nominale. On voit que ces écarts restent inférieurs à 0,15 %.

Pour ajuster R_{13} au minimum de l'impédance de sortie à 1000 Hz, on pourra utiliser le circuit de la figure 3-16. Un générateur B.F. y attaque un transistor de moyenne puissance (300 mW, $\beta \approx 50$) qui fait varier le débit de ± 50 mA environ autour d'une valeur moyenne de 250 mA, donnée par R . En connectant un oscilloscope aux bornes de sortie, on règle R_{13} de façon que l'ondulation résiduelle à 1000 Hz devienne aussi faible que possible. De l'ordre de 5 mV_{eff}, dans les conditions de la figure 3-16, cette ondulation sera à peu près dix fois plus forte que celle de 50 Hz, à peine perceptible sur un oscilloscope de sensibilité courante.

Utilisation

L'utilisation d'une alimentation stabilisée ne posant pas de problèmes particuliers, ce n'est qu'au sujet du disjoncteur qu'il convient de faire quelques remarques. En effet, puisque tout récepteur ou amplificateur comporte des condensateurs de découplage, on observera généralement, lors de la mise sous tension, un appel de courant suffisant pour qu'il y ait déclenchement du disjoncteur. Pour éviter ce phénomène, on peut évidemment n'augmenter que progressivement (par P_1) la tension d'alimentation. Mais on peut tout aussi bien, en laissant l'appareil connecté, appuyer sur le bouton de réarmement. Comme on l'a vu, la remise en route est alors suffisamment progressive pour que, en général, on n'observe pas de nouveau déclenchement.

Pour pouvoir juger de la « tenue en tension » d'un récepteur, on doit l'essayer sur une tension d'alimentation réduite. En général, un récepteur doit encore fonctionner si cette tension d'alimentation est de 30 % en dessous de sa valeur nominale. Mais comme la décharge de la source d'alimentation, ou le vieillissement des piles, se traduit aussi par une augmentation de la résistance interne, on doit également entreprendre une vérification dans ce sens. Dans le cas des récepteurs alimentés par accumulateur, il est inutile de faire cet essai sous une résistance interne supérieure à 1 Ω . Pour les piles de type « grosse torche » ou « ménage », il faut compter avec une résistance interne maximale de 0,5 Ω par élément; on trouve sensiblement le double pour les piles de 4,5 V de type courant. Des valeurs beaucoup plus fortes, jusqu'à 5 Ω par élément, peuvent être observées sur les piles alimentant les appareils de surdité. Une diminution de la tension d'alimentation se traduit, dans le cas des amplificateurs, par une diminution de la puissance de sortie. En outre, sur les récepteurs on observe un décrochage des oscillations locales, empêchant toute réception, du moins sur certaines fréquences. Une trop forte résistance interne de la source d'alimentation provoque, par contre, une *oscillation* spontanée de très basse fréquence (motor-boating). On peut souvent atténuer cet effet en connectant un condensateur de 100 à 1000 μ F aux connexions d'alimentation de l'appareil examiné.

Semiconducteurs utilisables dans le montage de la figure 3-12

T_2, T_4 : Types AC : 116, 117, 122, 138, 150, 180.

Types SFT : 298, 232, 242.

Types 2 N : 104, 331, 404, 460, 461, 466, 526, 650, 651 A, 1057, 1097, 1189, 1305, 1925, 2000.

T₁ : Types BC : 108, 109, 148, 168, 172, 208.

Types 2 N : 2614, 2923, 2924, 3393, 3710, 4124, 4265.

T₃ : Types AD : 130, 139, 148, 149, 150, 166.

Types 2 N : 155, 307, 420, 665, 1038, 1042, 1227, 1755, 1971, 2552,
2556, 2560, 2564.

Autres : SFT 213, TI 3028, 147 T 1.

D : BA 100, 17 P 2, 18 P 2, 60 J 2, 1 N 625, 1 N 659, 1 N 456, 1 N 461,
1 N 482.

D₁ : BY 114, 11 J 2, 12 J 2, 61 J 2, SFR 251, 1 N 645.

D_z : BZY 66, BZZ 10, 13 Z 4, 1 N 762.

3.4. — SIGNAL-TRACER

(Transistors au germanium)

La méthode dynamique de dépannage

Le dépannage d'un récepteur se trouve largement simplifié dès qu'on a localisé l'étage se trouvant en panne. On se trouve alors ramené à un nombre assez réduit d'éléments qu'on pourra rapidement vérifier.

Pour effectuer cette localisation, la méthode *statique* est relativement longue du fait qu'elle consiste à mesurer les *tensions continues* aux divers points du montage. Et l'exiguïté de la plupart des récepteurs à transistors rend souvent impossible la coupure d'une connexion pour mesurer une *intensité*. De plus, la méthode statique est incapable de renseigner sur une panne affectant uniquement la voie « signal », telle que la coupure ou le dessèchement d'un condensateur de liaison entre deux étages.

Evitant tous ces inconvénients, la méthode *dynamique* de dépannage consiste à appliquer, à l'entrée du récepteur, un signal *H.F. modulé* (ou de réaliser simplement l'accord sur une émission), et de voir ensuite jusqu'à quel étage ce signal se trouve *correctement amplifié*. En plus d'une certaine habitude, cette méthode nécessite un appareil capable de *compléter* le récepteur dans tous les cas possibles. Cet appareil doit ainsi permettre la réception, si le circuit d'entrée du récepteur à dépanner est seulement utilisé, et, de même, si un nombre quelconque des étages suivants sont en service. Bien entendu, le prélèvement du signal devra être opéré de façon que le fonctionnement du récepteur n'en soit pas affecté. On devra donc l'effectuer à l'aide d'une *sonde* comportant un ou deux étages de préamplification et des commutations permettant d'une part, de passer de l'*amplification* d'un signal *B.F.* à la *détection* d'un signal *H.F. modulé*, et, d'autre part, de faire varier la sensibilité par modification de la résistance d'entrée. Cette « sonde lectrice » sera suivie d'un *amplificateur* qui est muni d'un *haut-parleur*, permettant d'entendre le signal capté. Un tel appareil s'appelle « signal-tracer » (dépisteur de signal) ; comme on l'a vu, il permet de vérifier un récepteur en commençant par le premier étage.

Une vérification dans l'autre sens est également possible, si on se sert du haut-parleur du récepteur à dépanner, et si on injecte un signal à l'entrée de chaque étage, en commençant par le dernier. Pour éviter tout réglage et toute commutation de fréquence, on peut produire ce signal par un *multivibrateur*, générateur d'une tension à peu près rectangulaire de fréquence audible, et suffisamment riche en harmoniques pour que ces dernières soient encore utilisables à des fréquences de plusieurs mégahertz. Le signal produit par un tel multivibrateur, appliqué à l'entrée d'un récepteur, agit comme un *signal H.F. modulé* et fait entendre le son caractéristique du multivibrateur (2000 Hz environ dans le cas de l'appareil décrit), quelle que soit la fréquence sur laquelle se trouve réglé ce récepteur.

Réunissant *signal-tracer* et *multivibrateur*, l'appareil décrit dans les pages suivantes constitue la version « transistorisée » (et de ce fait plus

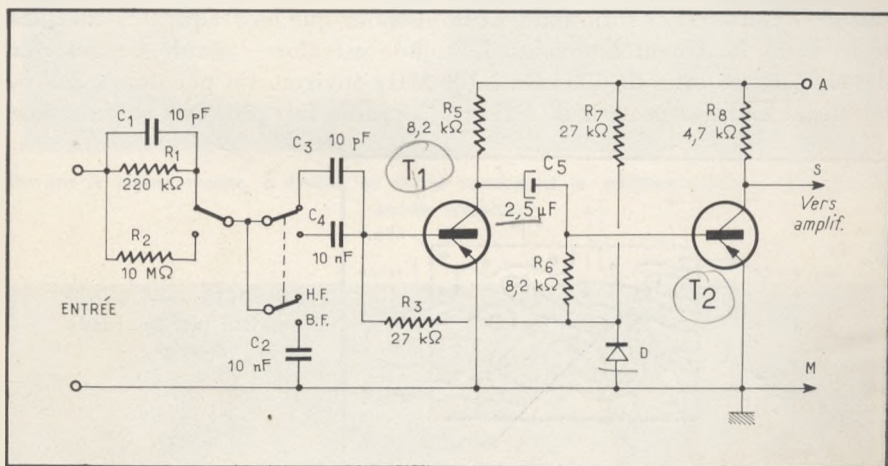


Fig. 3-17. — Les deux premiers étages du signal-tracer sont contenus dans la sonde de détection et d'amplification (sonde lectrice).

économique) du « Multi-tracer » qui avait fait, en 1954, l'objet d'un livre, maintenant épuisé. Bien entendu, cet appareil est utilisable pour le dépannage de tout récepteur à tubes ou à transistors, et peut même rendre service lors de la réparation d'un téléviseur.

La sonde lectrice

Le schéma de la sonde d'amplification et de détection est reproduit dans la figure 3-17. L'impédance d'entrée du premier transistor (T_1) étant relativement faible, il faut prévoir une résistance en série avec la connexion de base pour ne pas perturber, par le branchement de la

sonde, le fonctionnement du récepteur examiné. Par S_1 , on peut donner deux valeurs différentes à cette résistance. Celle de $10\text{ M}\Omega$ (R_2) est à utiliser si on connecte la sonde sur un point de forte impédance (collecteur d'un étage M.F., circuits de grille dans le cas d'un récepteur à tubes) ou si, en présence d'un signal relativement fort, on cherche à réduire la sensibilité (étages de préamplification et de sortie B.F.). La résistance série de $220\text{ k}\Omega$ donne une sensibilité vingt fois plus grande tout en restant suffisamment forte pour pouvoir être connectée sur la base de n'importe quel transistor du récepteur examiné, ou sur le collecteur d'un étage B.F. Pour compenser la capacité d'entrée de T_1 , cette résistance (R_1) se trouve shuntée par un condensateur de 10 pF (C_1). Cette valeur devant être vingt fois plus faible dans le cas de R_2 , la capacité propre de la résistance de $10\text{ M}\Omega$ en tient lieu.

Le second inverseur de la sonde (S_2) permet de choisir entre les fonctions « H.F. » et « B.F. ». Dans le premier cas on utilise un condensateur de liaison (C_3) suffisamment faible pour que les fréquences audibles se trouvent fortement atténuées. La sonde est alors capable de détecter des signaux modulés de 100 kHz à 100 MHz environ. En position « B.F. », on utilise un condensateur de liaison (C_4) mille fois plus fort et, en même

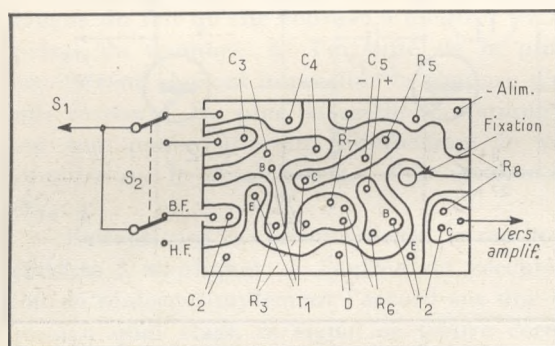
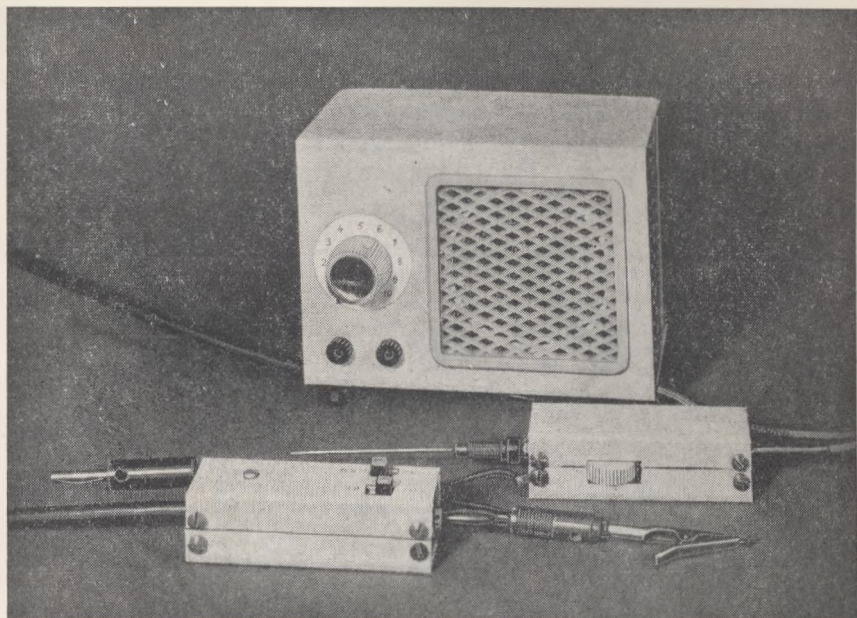


Fig. 3-18. — Circuit imprimé de la sonde lectrice.

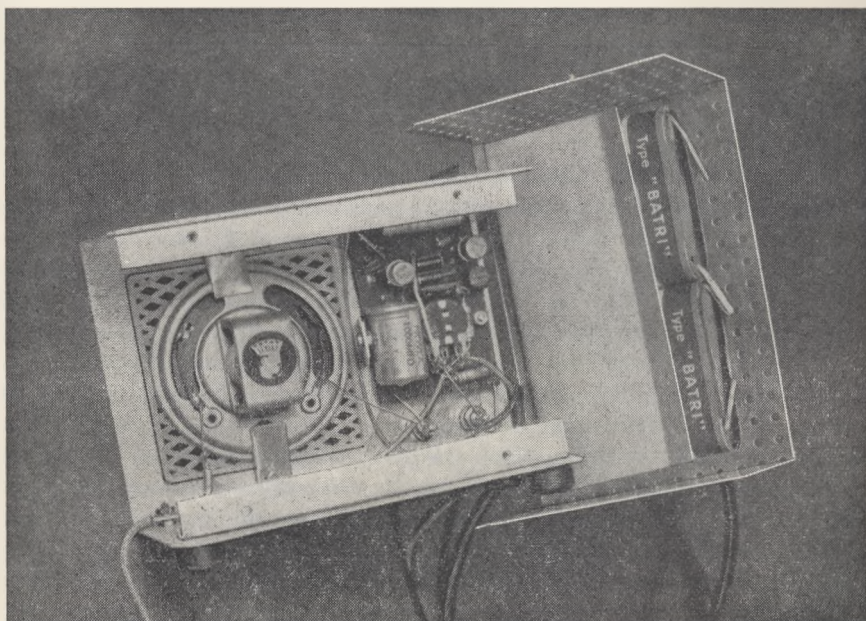
temps, un condensateur C_2 qui dérive les fréquences élevées vers la masse. A $\pm 3\text{ dB}$, la bande passante s'étend ainsi de 30 Hz à 10 kHz environ.

Pour rendre audible la modulation d'un signal H.F., une détection est nécessaire. Quand l'amplitude du signal est suffisamment forte, cette détection est effectuée par la diode que constituent émetteur et base de T_1 . Dans le cas contraire, T_1 intervient seulement comme amplificateur, et T_2 se charge de la détection. Pour que ce procédé fonctionne encore aux fréquences élevées, il convient d'utiliser, pour T_1 , un transistor à base diffusée (drift, mesa ou similaire). Par contre, T_2 peut être un transistor B.F. ou H.F. à alliage.

La diode D n'a aucune fonction détectrice; elle sert uniquement pour la compensation de température. Par R_7 , elle se trouve parcourue d'un courant constant, si bien que la tension à ses bornes diminue de



Devant le signal-tracer, à droite, la sonde contenant le multivibrateur, à gauche, la sonde lectrice.



L'intérieur du signal-tracer avec la tôle de protection supportant les piles d'alimentation.

2 mV par °C quand la température augmente. Cette diminution se répercute sur le courant dans les résistances de polarisation R_3 et R_6 et tend ainsi à compenser l'effet de température propre aux transistors du circuit. Utilisant un nombre de composants bien plus réduit que le circuit habituel de compensation de température (fig. 1-17), le montage de la figure 3-17 se prête particulièrement bien aux exigences de volume qu'on doit satisfaire dans le cas d'une sonde.

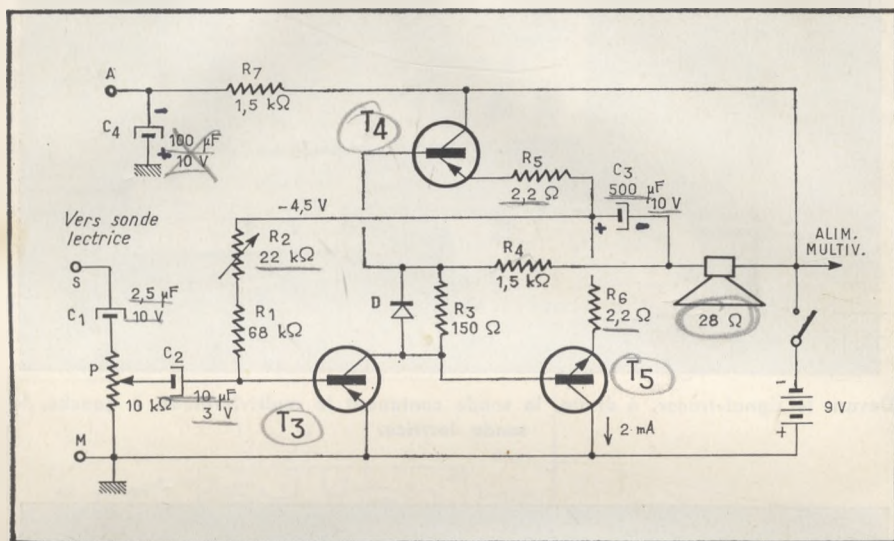


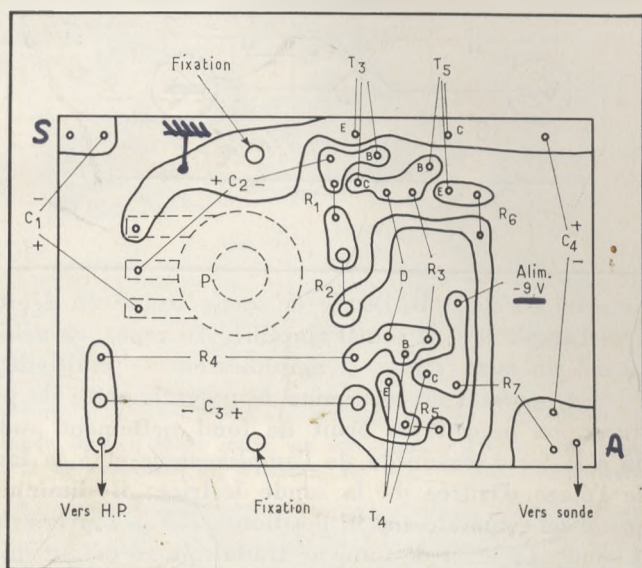
Fig. 3-19. — Le signal-tracer comporte un amplificateur de sortie à transistors complémentaires, sans transformateur.

Le circuit imprimé utilisé pour la sonde lectrice est reproduit dans la figure 3-18, vu du côté connexions, et en grandeur nature. Les photographies illustrant cette description montrent que, pour des facilités de réalisation, la sonde a été logée dans un boîtier de forme rectangulaire (dimensions extérieures : $80 \times 22 \times 26$ mm), composé de deux tôles pliées en U. Aux extrémités, deux plaquettes de Plexiglas d'une épaisseur de 6 mm portent des taraudages latéraux permettant la fixation de ces tôles, recouvertes d'un revêtement adhésif. Les deux inverseurs se trouvent fixés directement sur l'une de ces tôles; on les connecte après mise en place du circuit imprimé. De plus, il faut prévoir une connexion de masse pour les deux parties du boîtier. Le contact d'entrée est constitué par une fiche banane de 4 mm, permettant un branchement fixe dans une douille, ou pouvant servir de support pour une pointe de touche qu'on réalise facilement en soudant un morceau de fil rigide dans une douille de 4 mm. La connexion vers l'amplificateur se fait par un câble de deux conducteurs (sortie et alimentation) sous blindage (masse) d'une longueur de 60 cm environ.

L'amplificateur

Equippé d'un étage de sortie complémentaire, l'amplificateur (fig. 3-19) est une variante du circuit donné dans la figure 2-30. La différence essentielle réside dans le fait que la contre-réaction est effectuée du point

Fig. 3-20. — Circuit imprimé de l'amplificateur de la figure 3-19



commun des émetteurs de T_4 et de T_5 vers la base de T_3 . Elle agit ainsi à la fois en alternatif et en continu, ce qui implique une stabilisation en température. De plus, l'effet de température des transistors de l'étage de sortie se trouve compensé par une diode D (diode au germanium, à pointe), agissant de la même manière que dans le cas de la sonde lectrice.

Lors de la mise au point, on commence par ajuster R_2 (courant de polarisation de T_3) de façon à obtenir, sur l'armature positive de C_3 , une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation. On vérifie ensuite le courant de collecteur de T_5 , sans appliquer de signal B.F. à l'entrée. Si on le trouve fortement différent de 2 mA, il convient de modifier la valeur de R_3 .

Le circuit imprimé de cet amplificateur, comportant également les éléments de découplage R_7 et C_4 , pour l'alimentation de la sonde précédemment décrite, est reproduit dans la figure 3-20 (connexions vues du côté soudures, grandeur nature). Seules les connexions menant à l'interrupteur du potentiomètre P ne sont pas reproduites sur ce dessin.

Le boîtier, dont les dimensions extérieures sont de $14 \times 10 \times 7$ cm, se compose de deux tôles pliées en U et s'emboîtant l'une dans l'autre. Celle qui constitue le devant porte le haut-parleur et le circuit imprimé avec son potentiomètre. En dessous de ce potentiomètre, deux douilles donnent accès à la bobine mobile du haut-parleur. On peut y connecter un contrôleur universel pour effectuer des mesures comparatives. Les

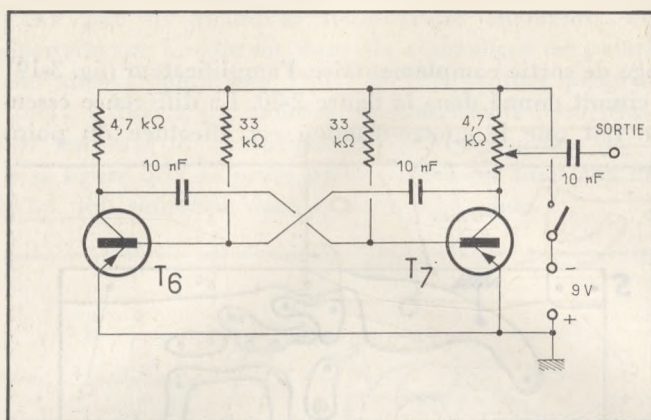


Fig. 3-21. — Délivrant un signal très riche en harmonique, ce multivibrateur peut, sans commutation, remplacer un générateur H.F. ou B.F.

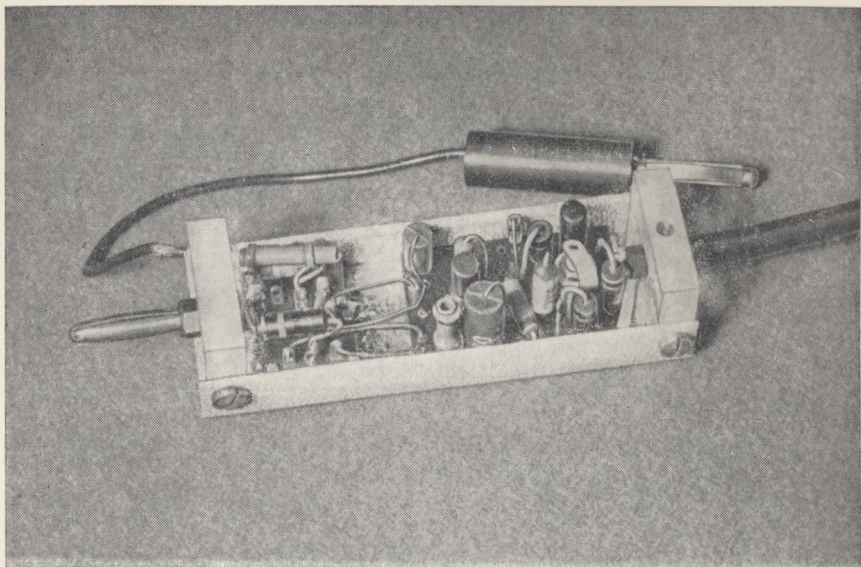
tionnant en classe B, l'étage de sortie accuse un débit variant fortement avec l'amplitude du signal amplifié. Au repos, ce débit est de l'ordre de 10 mA au total (sonde + amplificateur + multivibrateur).

En poussant au maximum le potentiomètre de puissance du signal-tracer, on perçoit un bruit de fond nettement audible. Ce bruit est dû à la forte sensibilité de l'amplificateur et à la large bande passante de l'étage d'entrée de la sonde lectrice; il diminue considérablement quand on commute sur la position « B.F. » l'inverseur correspondant de la sonde. Le bruit de fond ne traduirait un défaut du transistor d'entrée que s'il est suffisamment fort pour provoquer une augmentation de la consommation de l'appareil, lorsqu'on pousse au maximum le potentiomètre de puissance.

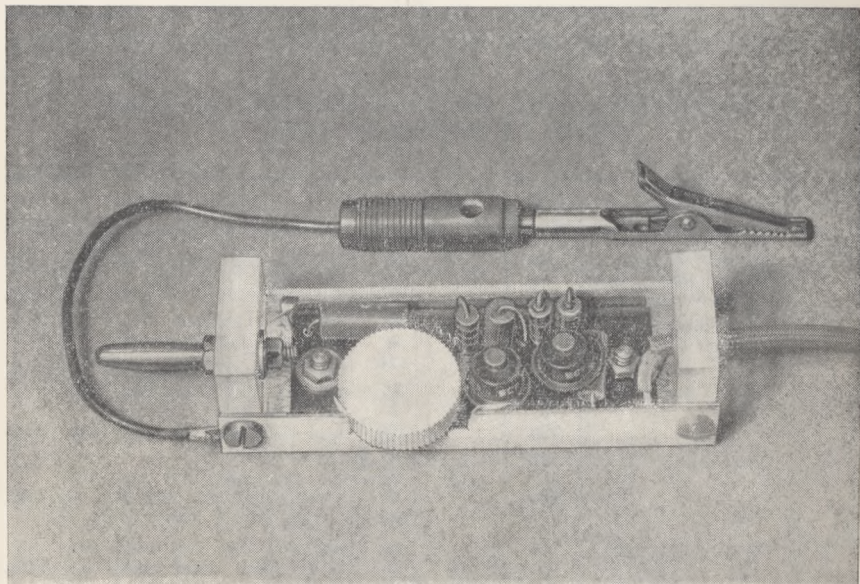
Multivibrateur

Destiné, comme on l'a vu, à produire un spectre de fréquences s'étendant des sons audibles jusqu'aux ondes courtes, le multivibrateur (fig. 3-21) est équipé de deux transistors H.F. à alliage. Sa fréquence fondamentale est, avec les valeurs indiquées, de l'ordre de 2 kHz. Sa tension alternative de sortie peut être réglée par un potentiomètre de 4,7 kΩ, inséré dans la connexion de collecteur de T₇.

Pour que ce multivibrateur soit facile à utiliser, on a avantage à le monter dans une sonde. Comme le montrent les photographies illustrant cette description, les dimensions de cette sonde peuvent être identiques à celles de la sonde lectrice. Le circuit imprimé correspondant a été reproduit dans la figure 3-22 (grandeur nature). On y a prévu un potentiomètre contenu entièrement dans son bouton de commande, tel qu'on l'utilise dans certains appareils de surdité et récepteurs de poche. Le dessin de la figure 3-22 est valable pour un potentiomètre comportant un interrupteur actionnant en fin de course. Il existe d'autres versions de ce type de potentiomètre montrant une disposition différente des connexions. Ces connexions se présentent sous forme de petites



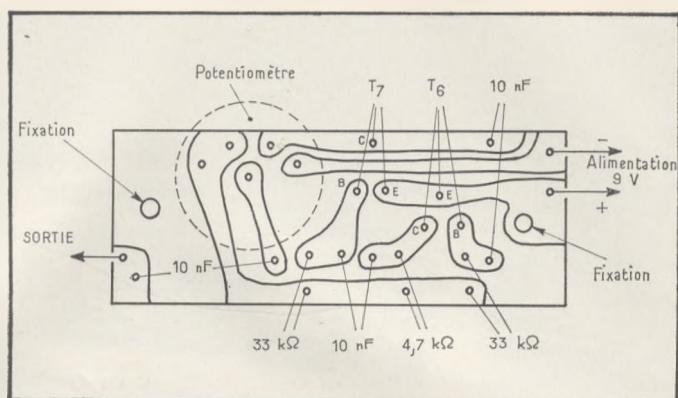
Le couvercle de la sonde lectrice étant retiré, on reconnaît, à gauche, les commutateurs de fréquence et de sensibilité et, à droite, les deux étages d'amplification.



Sonde du multivibrateur. Le potentiomètre est contenu dans le bouton blanc qu'on voit à gauche, sur le devant.

piles d'alimentation sont supportées par la tôle perforée qui forme les faces latérales et arrière du boîtier. Ces piles peuvent être remplacées par une alimentation secteur capable de fournir 9 V sous 80 mA. Elle devra présenter une résistance interne relativement faible, puisque, fonc-

Fig. 3-22. — Circuit imprimé du multivibrateur de la figure 3-21.



tiges pouvant être soudées directement sur la plaquette et dispensant, de ce fait, de tout autre moyen de fixation.

Le courant d'alimentation du multivibrateur doit être amené par un fil blindé afin d'éviter tout rayonnement parasite du signal produit. Le fonctionnement du multivibrateur est facile à vérifier en approchant sa fiche de sortie à quelques centimètres de la fiche d'entrée de la sonde de détection et d'amplification. On doit alors entendre le son caractéristique, quelque peu grinçant, dans le haut-parleur du signal-tracer.

CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISES DANS LE SIGNAL-TRACER

	Type technologique	P _{DM} (mW)	V _{CM} (V)	Gain	Types utilisables
T ₁	p-n-p à base diffusée, drift, mesa ou similaire	30 à 200	≥ 6	40 à 120	AF 114, 116, 124, 126, 136. SFT 354, 357, 358. 2 N 370, 603, 1179, 1224.
T ₂	p-n-p alliage H.F. ou B.F.	30 à 200	≥ 6	40 à 120	AF 117, 127, 172, - AC 125. SFT 307, 319, 353, 337. 2 N 370, 604, 382, 1305.
T ₃	p-n-p alliage B.F.	50 à 200	≥ 6	50 à 100	AC 125, 129, 134, 150, 160. SFT 323, 353. 2 N 407, 408, 416, 526, 1305, 1925.
T ₄	p-n-p alliage B.F.	150 à 500	≥ 10	50 à 200	AC 132, 142, 117, 178, 180. 2 N 241 A, 270, 321, 323, 382, 383, 526, 651 A, 1305, 1925.
T ₅	n-p-n alliage B.F.	150 à 500	≥ 10	50 à 200	AC 127, 141, 175, 179, 181. 2 N 1304, 2354, 1605 A, 1473, 2430.
T ₆ T ₇	p-n-p alliage H.F. ou commutation	50 à 200	≥ 10	≥ 25	AC 116, 125, 130, 134, 170. SFT 306, 307. 2 N 404, 480, 1303, 1305, 1707, 1924.

Nota : Les gains en courant de T₄ et de T₅ doivent être égaux à 20 % près.

3.5. — SIGNAL-TRACER

(Transistors au silicium)

L'utilisation de transistors au silicium permet de réaliser un signal-tracer qui se distingue du précédent par une sensibilité plus élevée et par une impédance d'entrée plus forte. Ainsi, en connectant la sonde de cet appareil directement au collecteur d'ondes du récepteur à dépanner, on obtient une réception confortable sur les deux gammes d'ondes, et cela même dans le cas d'un récepteur de poche. Accessoirement, on obtient une puissance de sortie légèrement plus élevée, ainsi qu'une meilleure tenue en température, appréciable du fait que souvent la sonde voisine avec le fer à souder, sur la table de dépannage.

Sonde lectrice

Une impédance d'entrée de plus de $20\text{ M}\Omega$ a pu être obtenue en utilisant, à l'entrée de la sonde (fig. 3-23) un transistor à effet de champ

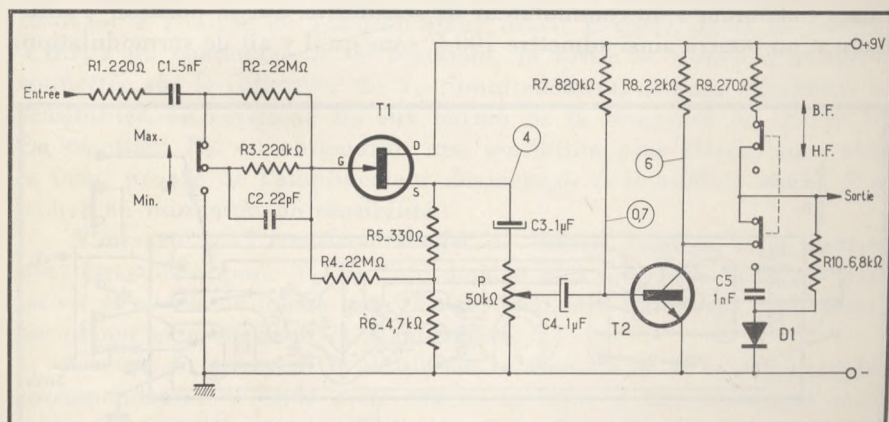


Fig. 3-23. — Grâce à l'utilisation d'un transistor à effet de champ, cette sonde de signal-tracer a pu être dotée d'une résistance d'entrée de plus de $20\text{ M}\Omega$.

(T_1). Ce transistor a des propriétés semblables à celles du tube électronique, mais il se contente d'une tension d'alimentation de quelques volts. Ce transistor est utilisé en *drain commun*, montage qui est équivalent à l'amplificateur cathodique dans le cas du tube. On arrive ainsi à une impédance d'entrée très élevée, et à une résistance de sortie suffisamment faible pour pouvoir attaquer directement un transistor à jonctions.

Dans l'entrée de la sonde, on trouve un condensateur de liaison C_1 et une résistance R_1 , destinée à compenser l'effet de résistance négative d'entrée que présente le montage, tout comme le ferait un amplificateur cathodique. En l'absence de cette résistance, on risquerait d'obtenir des oscillations spontanées en connectant la sonde directement sur un circuit oscillant ou sur un bobinage de collecteur d'ondes.

Dans la position « maximum » du commutateur de sensibilité, le signal parvient au « gate », c'est-à-dire à l'électrode de commande du transistor à effet de champ, via une résistance de protection R_3 . Grâce à cette résistance, la sonde peut supporter des surtensions de plusieurs centaines de volts. Par la capacité C_2 on évite que R_3 ne forme, aux fréquences élevées, diviseur de tension avec la capacité d'entrée de T_1 . Cette même résistance sert, sur la position « minimum » du commutateur de sensibilité, de diviseur de tension avec R_2 . C_2 compense alors la capacité propre de R_2 . Les composants correspondant aux résistances de « fuite de grille » et de « cathode » sont, respectivement, R_4 et R_5 . La dernière est à ajuster de façon qu'on obtienne une tension continue voisine de 4 V sur la « source » (équivalente de la cathode) de T_1 . C'est sur cette électrode qu'on prélève le signal pour le conduire à travers C_3 , au potentiomètre P . Ce potentiomètre, monté sur la sonde, a été placé immédiatement après l'étage d'entrée pour que l'on puisse encore travailler avec une tension efficace d'entrée de 1 V dans la position « maximum » du commutateur de sensibilité. Sur la position « minimum », on pourra ainsi admettre 100 V sans qu'il y ait de surmodulation.

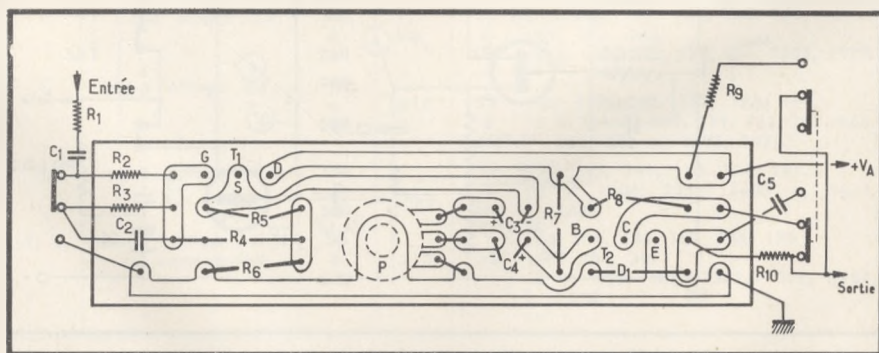
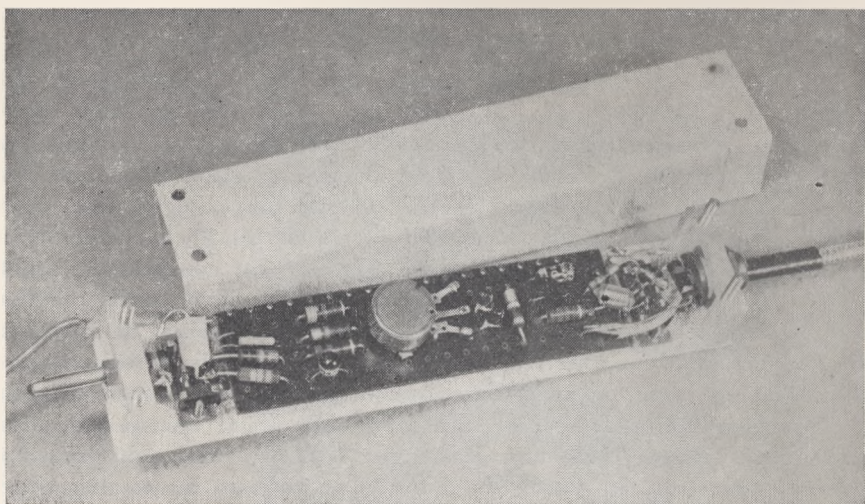


Fig. 3-24. — Plan de connexion de la sonde à transistors au silicium.



Sonde du signal-tracer à transistors au silicium.

Dans l'étage d'amplification (T_2), on utilise un $n-p-n$ au silicium qui ne doit pas nécessairement être un type H.F. Les transistors planar B.F. ont, en effet, des fréquences de transition de plus de 100 MHz, ce qui implique un fonctionnement linéaire jusqu'à au moins 2 MHz. La valeur de la résistance R_7 doit être telle qu'une tension continue de 6 V environ apparaisse sur le collecteur de T_2 , l'entrée de la sonde étant court-circuitée et le commutateur de sortie se trouvant sur « H.F. ». Dans cette position, D_1 reçoit le signal de collecteur de T_2 via une capacité C_5 , suffisamment faible pour atténuer fortement les composantes B.F. Le filtrage de détection est effectué par R_{10} et par un condensateur se trouvant à l'entrée de l'amplificateur décrit ci-après. Dans la position « B.F. » du commutateur de fonctions, la sortie se trouve directement connectée sur le collecteur de T_2 . Simultanément, et pour équilibrer les sensibilités, on commute R_9 aux bornes de la résistance de charge R_8 . En omettant R_9 , on obtiendrait une sensibilité plus élevée, mais alors le bruit propre de l'amplificateur deviendrait déjà audible quand P se trouve au minimum de sensibilité.

N'importe quel transistor à effet de champ, canal n , type jonction peut être utilisé pour T_1 . La liste donnée plus loin n'est donc pas limitative. Il en est de même pour T_2 qui peut être n'importe quel transistor planar à faible bruit et à gain élevé.

Comme le montrent le dessin de la figure 3-24 et la photographie correspondante, la sonde a été conçue de façon à être facilement réalisable. On pourra, certes, effectuer un montage plus condensé, mais la pratique montre que la longueur d'une sonde n'a que peu d'influence sur sa maniabilité.

Amplificateur

Le schéma de la figure 3-25 montre que, dans l'amplificateur, une cascade complémentaire (T_3 , T_4) se trouve suivie par un étage symétrique, également complémentaire. A l'entrée, on trouve le condensateur de filtrage de détection, C_2 , dont il était question plus haut. On attaque la base de T_3 à travers C_3 . La polarisation de cette base, obtenue par R_3 et R_4 , se trouve découplée par le circuit R_2 , C_4 . L'émetteur de T_3 se trouve alimenté, via R_6 et R_8 , par le point commun des émetteurs de l'étage de sortie. On obtient ainsi une très forte contre-réaction en courant continu, et une bonne stabilisation des points de fonctionnement des quatre transistors, à la fois en fonction de la température et en fonction de la tension d'alimentation. C_6 rend cette contre-réaction inefficace en alternatif. Comme, néanmoins, on désire une amplification linéaire des signaux B.F., on a établi, par C_5 et R_7 , une contre-réaction sélective, corrigeant les pertes de gain que provoquent les condensateurs de liaison aux fréquences basses.

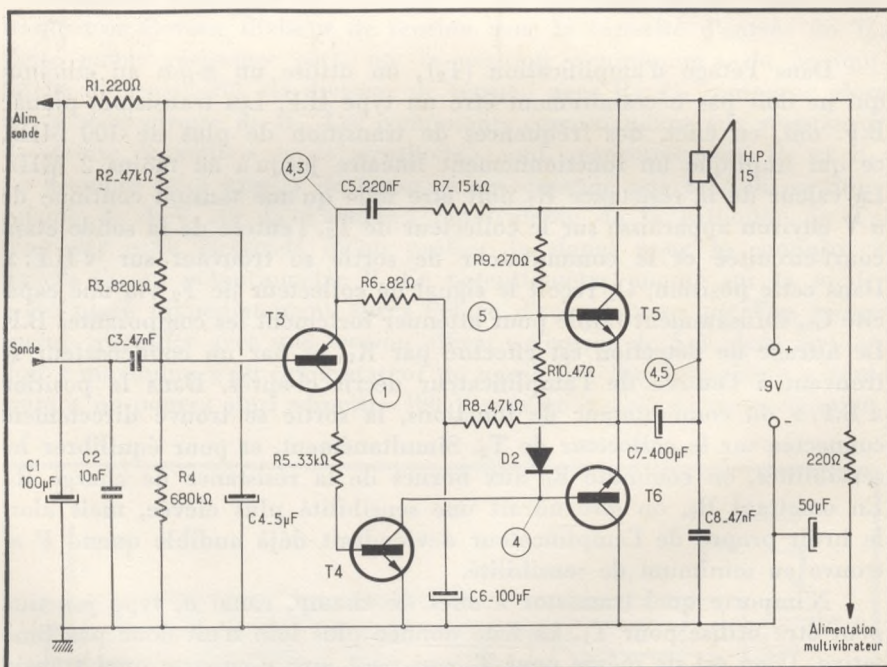
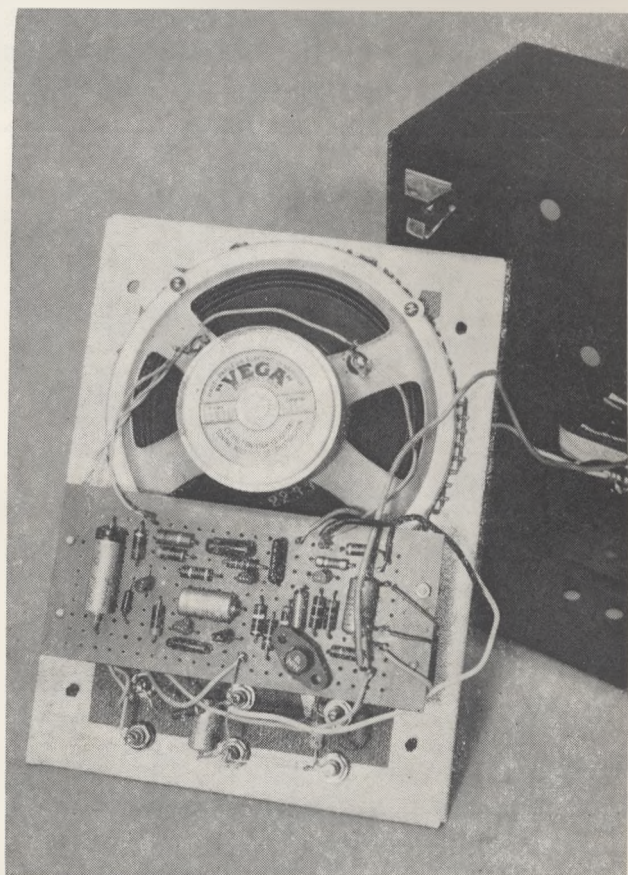


Fig. 3-25. — L'amplificateur du signal-traceur comporte deux paires de transistors complémentaires.

La liaison entre T_3 et T_4 s'effectue par une résistance (R_5) destinée à limiter le courant dans les transistors de sortie en cas de surcharge accidentelle. La résistance de charge de T_4 est constituée par R_9 ; le

courant de repos de T_5 et de T_6 , stabilisé en température par D_2 , peut être amené à une dizaine de milliampères en modifiant, au besoin, la valeur de R_{10} .

Circuit imprimé du
signal-tracer à
transistors au
silicium.



Le schéma de la figure 3-25 comporte également deux circuits de découplage d'alimentation. Le premier mène au bouchon de branchement de la sonde, et le second à une prise double permettant le branchement d'un multivibrateur. Pour ce dernier, on peut utiliser le schéma de la figure 3-21 soit avec des transistors *p-n-p* au germanium, auquel cas le pôle négatif est réuni à la masse, soit avec des transistors *n-p-n* au silicium, en inversant les polarités. Le panneau de l'appareil comporte également deux douilles menant aux bornes du haut-parleur, et deux autres, connectées aux points « sonde » et « masse » du schéma de la figure 3-25. Ces points de branchement permettent une utilisation de l'amplificateur sans sonde, et cela avec une impédance d'entrée de plus de 100 k Ω . On peut également les utiliser pour examiner, à l'oscilloscope, un signal issu de la sonde.

Interrupteur automatique

Puisque l'appareil décrit est destiné à être alimenté sur piles, on ne pourrait y prévoir un voyant lumineux que si on accepte une augmentation très considérable de la consommation. En l'absence de voyant, la durée de vie des piles risque, cependant, d'être limitée car on pourra oublier d'arrêter le fonctionnement de l'appareil.

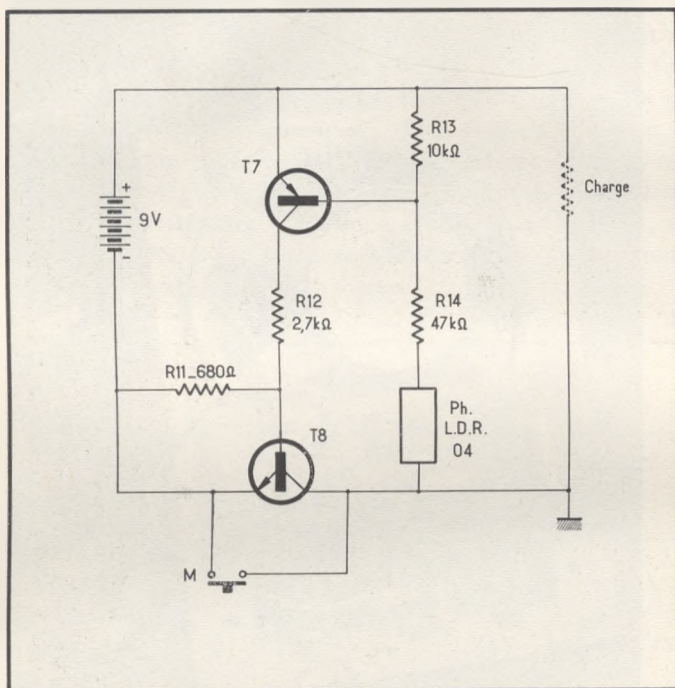
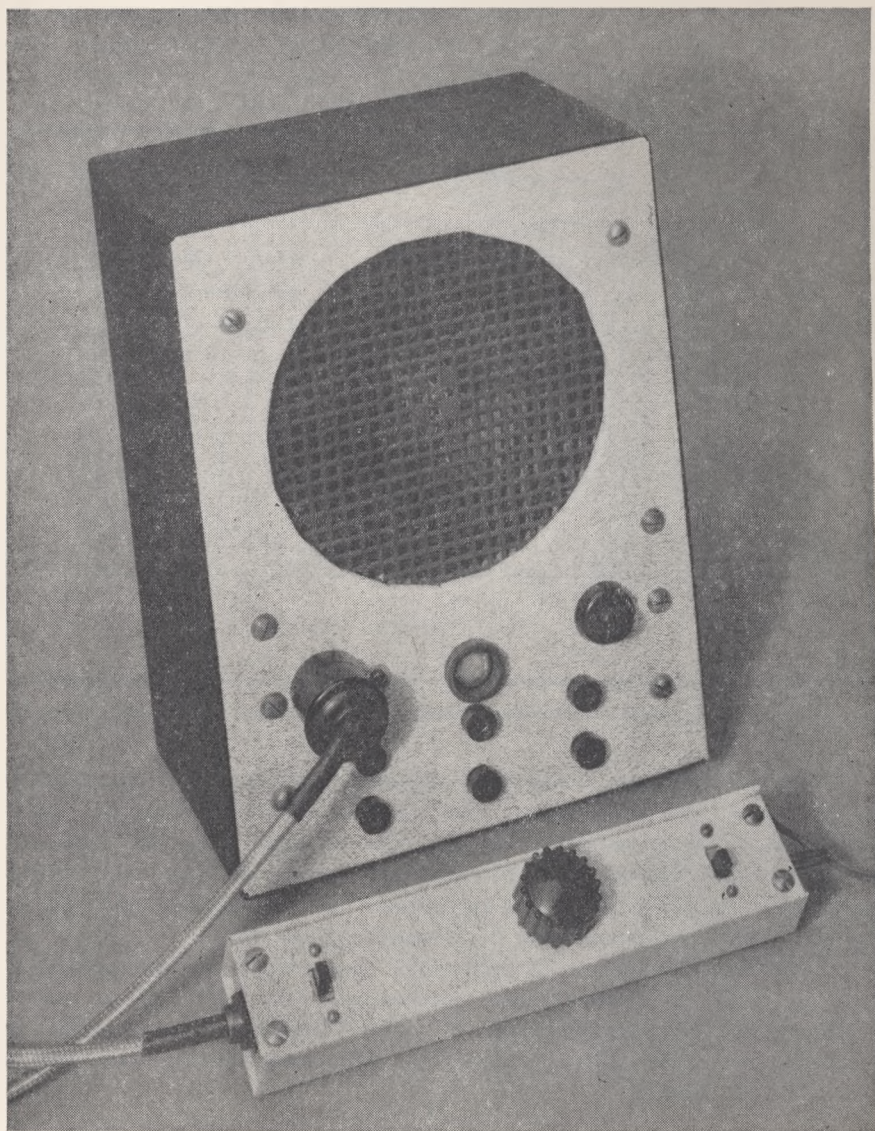


Fig. 3-26. — Quand on a oublié de couper l'alimentation de l'appareil, cette bascule complémentaire en effectue l'arrêt automatique dès la première période d'obscurité.

Or, l'électronique étant capable de penser à la place de l'homme, on peut utiliser un circuit photoélectrique pour arrêter l'alimentation de l'appareil en l'absence d'éclairage ambiant. Comme le montre la figure 3-26, un tel circuit peut être relativement simple. Au repos, les deux transistors de cette bascule complémentaire seront bloqués car, du moment que T_8 ne conduit pas, la tension aux bornes de la charge est nulle, et il en est de même pour celle aux bornes de la photorésistance. Même si celle-ci est éclairée, T_7 reste bloqué.

Pour mettre l'appareil en marche, il suffit d'appuyer brièvement sur la touche M. La charge se trouve alors alimentée, et T_7 reçoit un courant de base, si Ph est suffisamment éclairée. Puisque le dépannage ne se pratique pas sans éclairage, cela sera toujours le cas. Le courant du collecteur de T_7 maintient alors, dans T_8 , un courant de base suffisamment fort pour que ce transistor reste saturé, si bien que la charge ainsi que Ph restent alimentées.



Signal-tracer à transistors au silicium avec sa sonde. Immédiatement au-dessous du H.P., on peut apercevoir la photorésistance de l'interrupteur automatique.

Pour éviter toute consommation inutile dans T_7 et dans Ph, on a prévu les résistances R_{12} et R_{14} . La valeur de R_{13} détermine l'éclairement en dessous duquel le courant fourni par Ph ne suffit plus pour maintenir T_7 conducteur, c'est-à-dire l'éclairement pour lequel la bas-

cule se bloque. La photorésistance étant montée sur le panneau de l'appareil, il suffit de l'obscurcir par le doigt si on veut couper l'alimentation de façon manuelle.

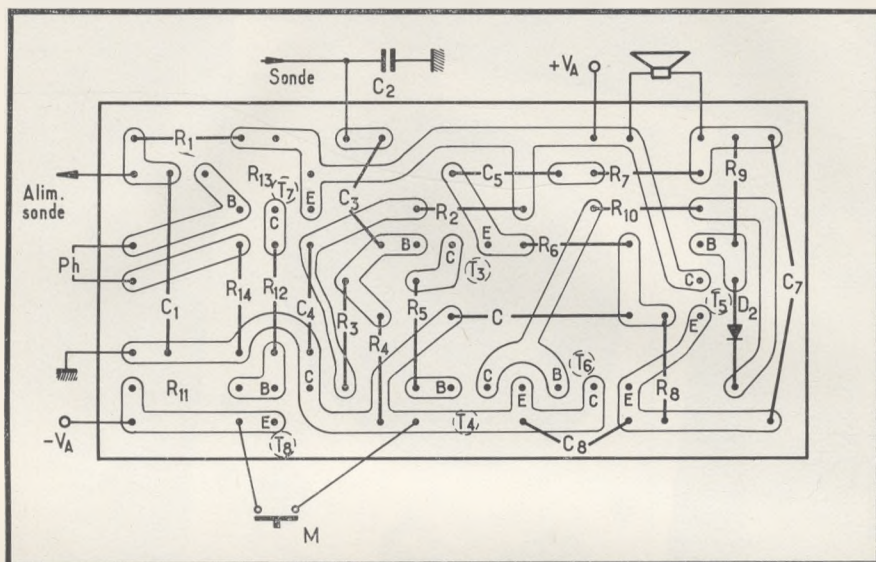


Fig. 3-27. — Cette platine de montage réunit les schémas des figures 3-25 et 3-26.

Lors du choix des transistors équipant ce montage, il convient de remarquer que T_8 doit conduire tout le courant d'alimentation de l'appareil. Comme on a intérêt à ce que cela se fasse sous une chute de tension aussi réduite que possible, on devra utiliser un transistor admettant un courant de collecteur d'au moins 1 A. En revanche, un type de faible puissance convient pour le transistor $p-n-p$ T_7 .

Le circuit imprimé de la figure 3-27 comprend à la fois l'amplificateur (fig. 3-25) et l'interrupteur automatique (fig. 3-26). Si on désire réaliser seulement l'amplificateur, il suffit d'omettre les composants de l'interrupteur et de relier le négatif de l'alimentation directement à la connexion de masse.

Semiconducteurs utilisables dans les montages des figures 3-23, 3-25 et 3-26

T_1 : 2 N 3819, 2 N 3823, 2 N 4220, 2 N 4302, 144 BFY B.

T_2 : Types BC : 108, 109, 148, 168, 172, 208.

Types BF : 173, 184, 189.

Types 2 N : 929, 930, 2613, 2614, 3391, 3707, 4255.

T₃, T₇ : Types BC : 126, 158, 178.

Types 2 N : 4060, 4125.

T₄ : Types BC : 108, 148, 168, 172, 208.

Types 2 N : 2614, 2922, 2923, 3397, 3706, 3905.

T₅ : BC 125, 2 N 3414, 2 N 4400, 2 N 3706.

T₆ : BC 126, BC 178, 2 N 3702, 2 N 4402.

T₈ : BD 109, TIP 24, B 5000, 2 N 1084, 2 N 1479, 2 N 3054.

D₁ : AA 119, OA 79, OA 92, SFD 107, SFD 112, 1 N 128, 1 N 541, 34 P 1.

D₂ : BA 100, 60 J 2, 10 J 2, SFR 251, 1 N 645.

3.6. — ACCESSOIRES

Sonde magnétique

L'utilisation d'un signal-tracer est, comme le dépannage en général, plus difficile dans le cas d'une platine imprimée que pour un câblage classique. En effet, même si on dispose d'une source d'éclairage derrière la platine imprimée, il est assez long de se repérer, par transparence, sur la face non cuivrée de la plaquette.

Dans la plupart des cas, on réalise un gain de temps important en vérifiant non pas les *tensions électriques* aux divers points du circuit,

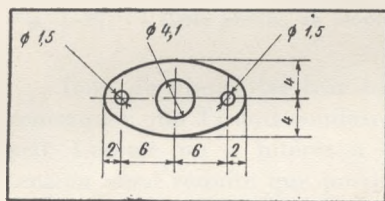
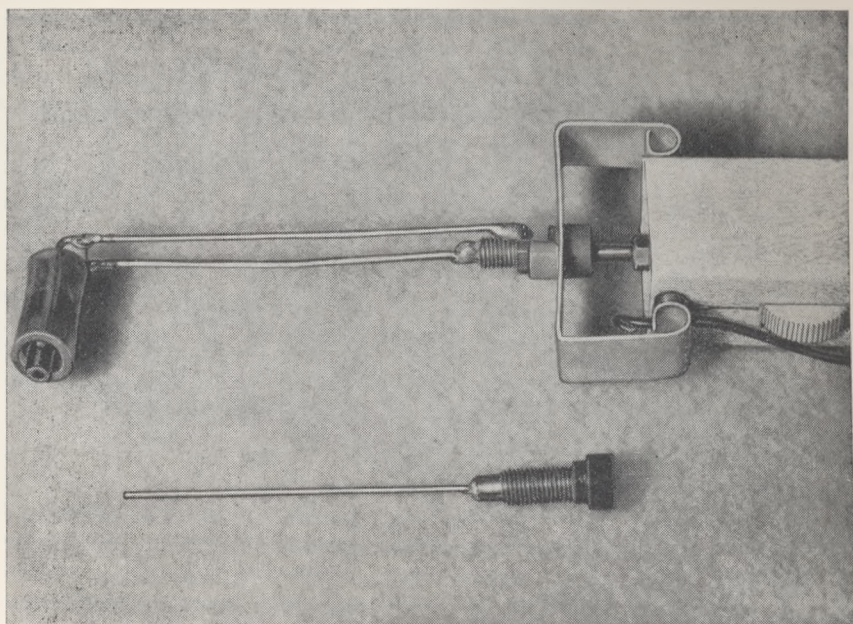


Fig. 3-28. — Avant de réaliser la sonde magnétique, on doit confectionner deux joues qui se placent sur le noyau en Ferroxcube.

mais les *champs magnétiques* que rayonnent les transformateurs M.F. et B.F. Il est évident qu'on localise l'emplacement d'un tel transformateur beaucoup plus rapidement que la connexion de collecteur qui l'alimente.

Pour capter ces champs magnétiques, on se sert d'un minuscule *collecteur d'ondes* constitué par un bâtonnet de *ferrite* (Ferroxcube 4 B) d'une longueur de 25 mm, les diamètres intérieur et extérieur étant respectivement de 2 et de 4,1 mm. A ses extrémités, en laissant dépasser le bâtonnet de quelques millimètres d'un côté, on colle deux joues, découpées dans une plaquette isolante d'une épaisseur de 1 mm environ (fig. 3-28). Puis on y bobine environ 300 spires (fil émaillé d'un diamètre de 0,1 à 0,15 mm). A l'aide de deux morceaux de fil rigide, d'une douille isolée et d'un étrier confectionné dans une bande de tôle élastique, on monte ensuite la sonde selon la figure 3-29. Réalisée de cette façon, la sonde magnétique peut coiffer l'une ou l'autre des sondes du signal-tracer, l'étrier assurant le contact de masse avec les vis latérales des

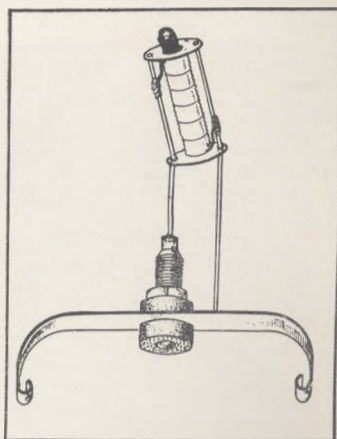


Sonde magnétique coiffant le multivibrateur. Devant, une pointe de touche s'adaptant sur les fiches bananes des sondes.

boîtiers. Pour protéger le bobinage, on peut le revêtir d'une gaine en matière plastique.

La tension induite dans le bobinage croît avec le nombre de spires, mais un bobinage comportant un trop grand nombre de spires risque de ne

Fig. 3-29. — Un champ magnétique est capté ou émis par la sonde magnétique si on la place sur la sonde lectrice ou sur le multivibrateur.

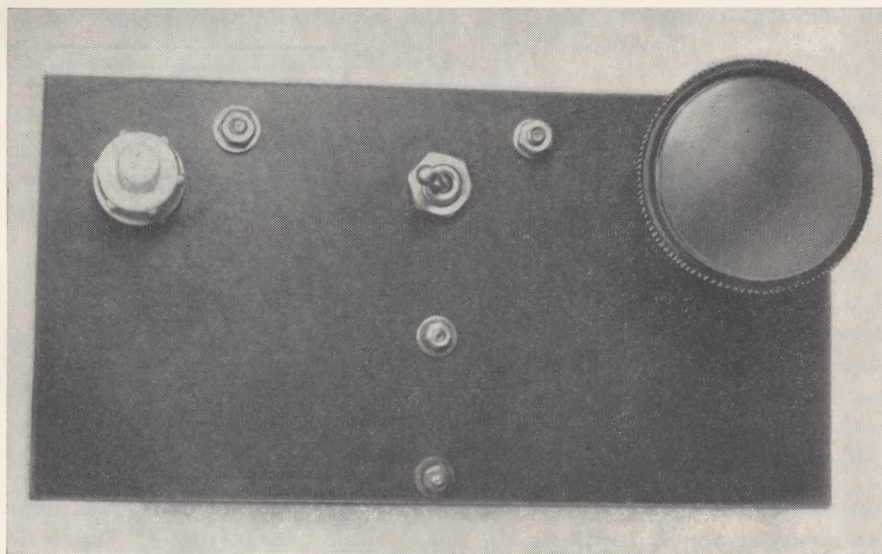


plus fonctionner en H.F., à cause de sa capacité répartie. Il peut donc être avantageux de disposer de deux sondes magnétiques, l'une, de 100 spires environ, éventuellement en fil divisé, pour la H.F., et une autre, de 1000 spires ou plus, pour la B.F.

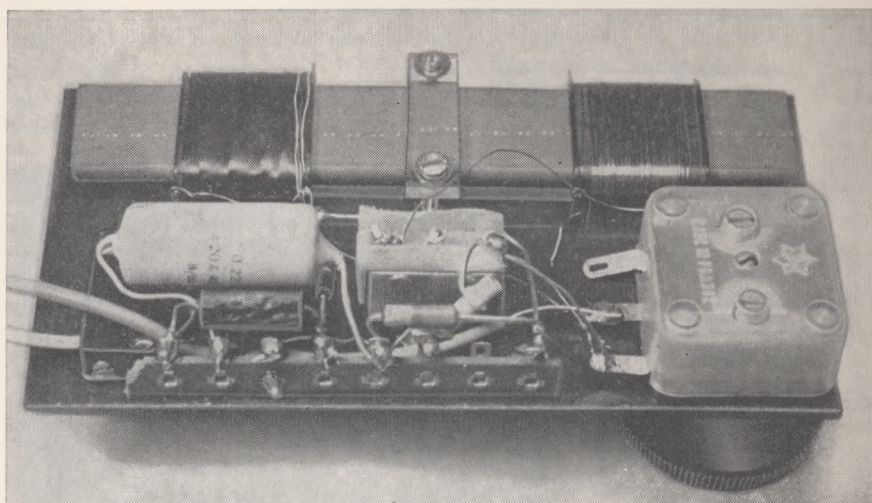
En connectant ce collecteur d'ondes sur la sonde lectrice du signal-tracer convenablement commutée, on peut, sur le dernier transformateur M.F. et sur les transformateurs B.F. de liaison et de sortie d'un récepteur, capter un signal parfaitement audible, si ce récepteur est simplement accordé sur une émission. En y injectant un signal plus fort, provenant d'une hétérodyne ou du « grincistor » décrit ci-après, on arrive également à mettre en évidence les champs magnétiques des bobinages d'antenne et de ceux des premiers transformateurs M.F. Il est également possible de connecter la sonde magnétique sur le multivibrateur et d'injecter ainsi un signal dans un bobinage quelconque du récepteur. On trouvera plus loin des indications plus détaillées sur l'utilisation de cette sonde magnétique.

Le « grincistor »

Par sa conception, le *grincistor* (son nom vient du son grinçant qu'il produit dans le récepteur qu'il attaque) ressemble à la combinaison « multivibrateur plus sonde magnétique ». Cependant (fig. 3-30), le bobinage du bâtonnet de ferrite (L) se trouve accordé par un condensateur variable C, et couplé au multivibrateur par une capacité de liaison très faible C₁. Excité par le multivibrateur, le circuit oscillant L-C produit des oscillations amorties dont la fréquence est égale à sa fréquence d'accord et qui paraissent *modulées* à la fréquence de travail du multivibrateur.



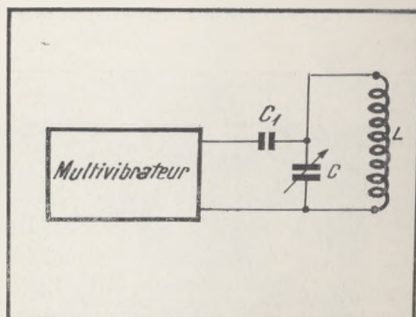
Le « Grincistor » dans son boîtier.



Il est difficile d'imaginer un câblage plus simple que celui du « Grincistor » que l'on voit ici à peine plus petit que la grandeur réelle.

Le schéma complet du *grincistor* est reproduit dans la figure 3-31. Les deux transistors constituant le multivibrateur peuvent être du type B.F. ou H.F. à alliage, leur gain en courant sera compris entre 20 et 50 et peut être différent de 50 % entre les deux transistors. Les condensateurs de liaison du multivibrateur (C_2 et C_3) étant de valeurs dissimilables, on n'obtient pas une rectangulaire, mais plutôt une tension

Fig. 3-30. — On obtient une onde H.F. modulée en excitant, à une cadence correspondant à une fréquence audible, un circuit oscillant par les impulsions produites par un multivibrateur.



impulsionnelle. Un oscillogramme de cette tension est reproduit dans le haut de la figure 3-32; en dessous, on a représenté la forme d'onde recueillie aux bornes de L . Sous des conditions différentes de balayage, cette même forme d'onde est encore reproduite dans les deux oscillogrammes de la figure 3-33.

Le circuit oscillant est constitué par un cadre de ferrite pour récepteurs à transistors et par un condensateur variable double correspondant, dont seule la cage « accord » sera utilisée. Pour la capacité de ce condensateur, on a le choix entre tous les types qui existent actuellement dans le

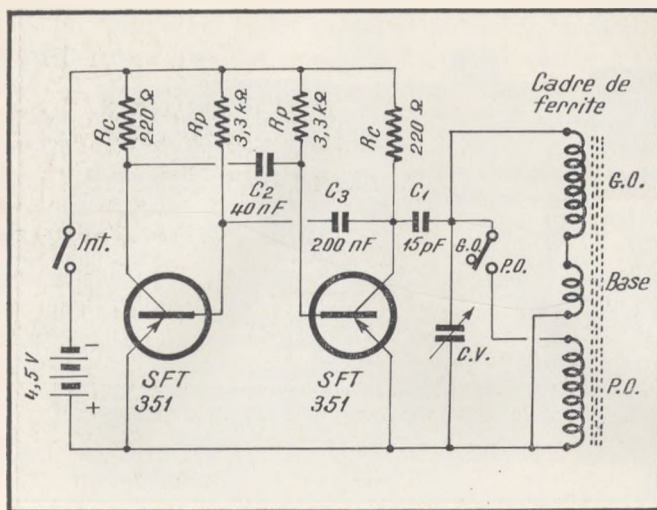
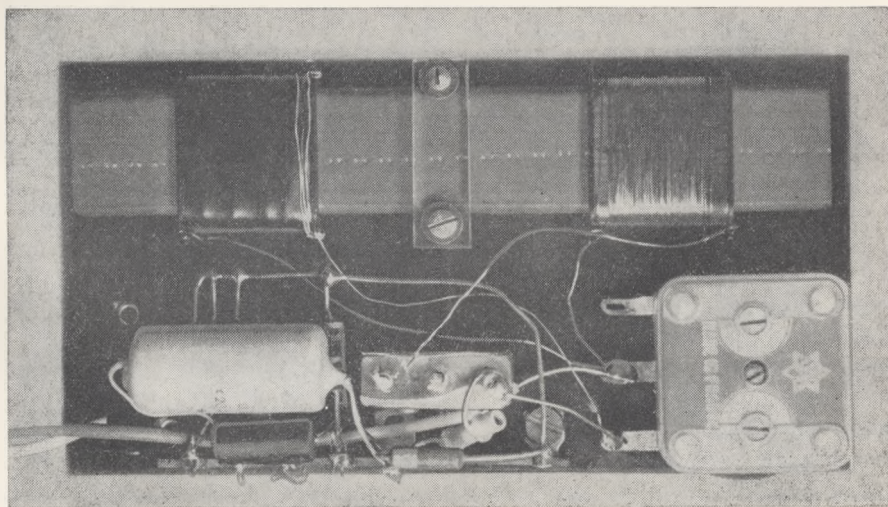


Fig. 3-31. — Schéma complet du « Grincistor » dont le principe est illustré par la figure 3-30. Il peut également être équipé des transistors indiqués pour le multi-vibrateur du signal-tracer.

commerce de façon courante, soit entre 230 et 495 pF. Cela, bien entendu, à condition qu'on utilise un cadre effectivement conçu pour le condensateur variable prévu. De ce cadre, on utilise, sur la gamme G.O. du *grincistor*, l'enroulement effectivement prévu pour G.O., en série avec l'enroulement normalement destiné à être connecté à la base du premier étage d'un récepteur. Lors de cette mise en série, il faut veiller à ce que les deux bobinages se suivent dans le même sens d'enroulement. L'adjonction de l'enroulement de base est nécessaire du fait que, dans les récepteurs, on prévoit normalement un condensateur fixe aux bornes de l'en-



Le câblage du « Grincistor » vu à la verticale. Les deux transistors sont cachés par le gros condensateur de 200 nF.

roulement G.O. Ce condensateur manquant ici, il faut augmenter la self-induction en conséquence, si on veut atteindre la fréquence la plus basse de la gamme G.O. Néanmoins, lorsque le condensateur variable est complètement ouvert, on atteint une fréquence maximale de l'ordre

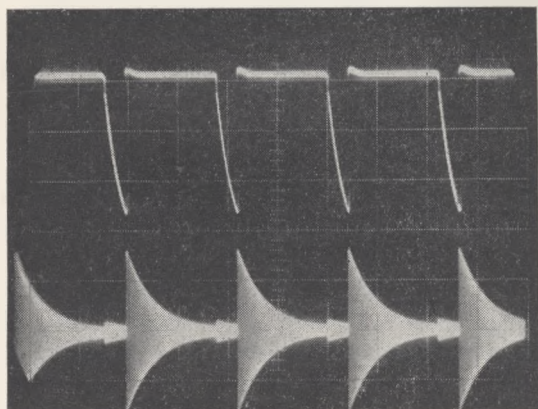
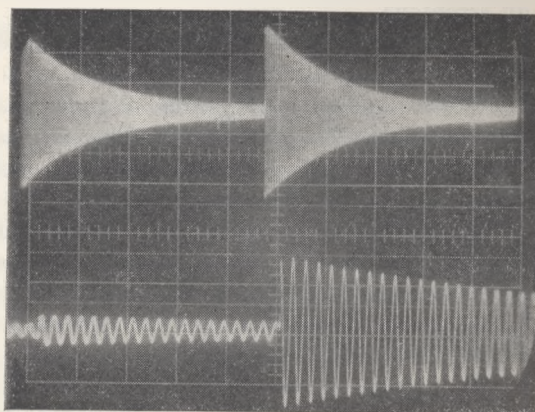


Fig. 3-32. — L'asymétrie du multivibrateur utilisé fait qu'on ne voit (en haut) qu'une variation rapide par période de récurrence. Ce signal excite le circuit oscillant à des oscillations amorties (en bas).

Fig. 3-33. — Avec une vitesse de balayage plus grande, on reconnaît les oscillations H.F. constituant le signal de sortie.



de 500 kHz, donc bien plus élevée que celle de l'extrémité « haute » d'une gamme G.O. normale. Il en résulte que les fréquences de l'ordre de 450-475 kHz, normalement utilisées pour les transformateurs F.I. des récepteurs, sont encore couvertes par le *grincistor*.

La gamme P.O. est obtenue en connectant, à l'aide d'un simple interrupteur, l'enroulement correspondant du cadre en parallèle sur celui des grandes ondes. Ici encore, il faut bien respecter le sens des enroulements, c'est-à-dire s'arranger pour que les extrémités connectées ensemble partent bien dans le même sens sur le bobinage. Pour compenser l'augmentation précédemment effectuée de l'enroulement G.O., il convient de retirer 5 spires environ à celui de P.O.

Comme on le voit sur la photographie de la maquette, le « châssis » est simplement constitué par une plaquette de bakélite. On y fixe le cadre, le condensateur variable, l'interrupteur assurant la commutation de gammes, ainsi que le bouton de mise en marche. Tout le reste du montage sera supporté par un relais de câblage. La disposition des pièces et les longueurs de connexions ne sont pas critiques.

Pour ne pas perturber le cadre, on utilisera le moins possible de masses métalliques. Bien entendu, le châssis, aussi bien qu'un éventuel boîtier, doivent être en matière isolante. Il est facile d'étalonner le *grincistor* par comparaison avec un récepteur dont le cadran est gradué en fréquence d'une façon suffisamment précise.

Celui qui possède déjà un générateur H.F. à oscillateur n'utilisera le *grincistor* que pour des vérifications rapides ou auxiliaires. Dans ce cas, un étalonnage assez grossier du cadran peut suffire.

Comme il a été dit, le *grincistor* ne demande aucune liaison « matérielle », et il suffit donc de le coupler au récepteur à l'essai. Lorsqu'il s'agit d'un récepteur à cadre d'une sensibilité normale, une audition puissante doit encore être obtenue à une distance de l'ordre du mètre, mais à trois mètres environ le signal doit devenir presque inaudible. Il faut, évidemment, ajuster la fréquence du *grincistor* exactement sur celle du récepteur.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur muni d'une douille pour antenne, l'utilisation du *grincistor* reste possible, en le couplant au bobinage d'entrée correspondant à la gamme d'ondes utilisée. Bien entendu, il faut alors approcher l'appareil à une distance beaucoup plus faible. Tel qu'il a été décrit, le *grincistor* peut, d'ailleurs, servir pour repérer et identifier les bobinages d'un bloc inconnu.

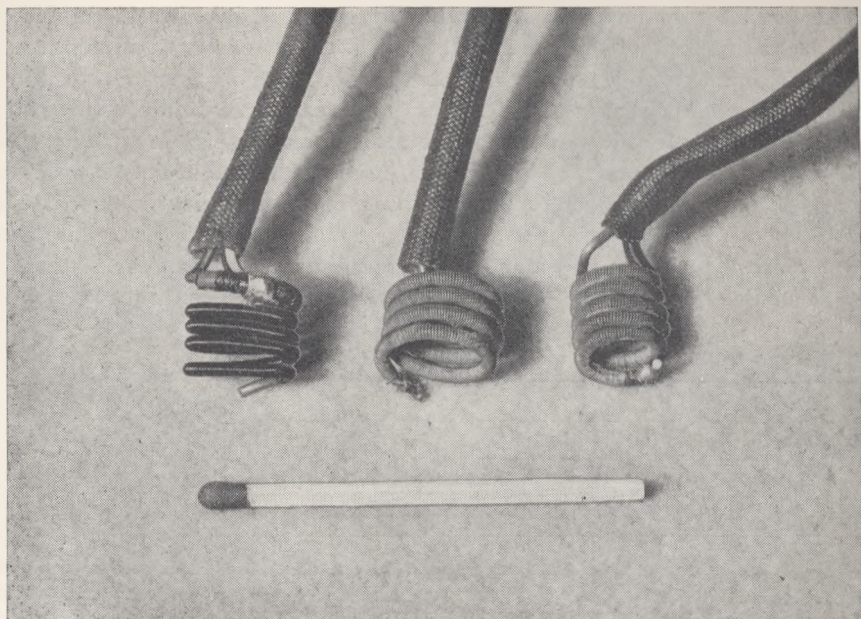
Si on a doté le cadran du condensateur variable d'une graduation suffisamment précise, il est possible d'utiliser le *grincistor* pour toutes les opérations courantes d'alignement sur les gammes P.O. et G.O. En faisant varier la distance qui le sépare du récepteur, il est facile de modifier l'intensité du signal.

De plus, le *grincistor* est également utilisable en fréquence intermédiaire. Pour cela, il suffit généralement de le coupler au cadre du récepteur, ou de l'approcher d'une ouverture du premier transformateur F.I. Comme précédemment, toutes les opérations d'alignement deviennent alors possibles.

Finalement, on peut, comme dans le cas de la combinaison « multi-vibrateur plus sonde magnétique », utiliser le *grincistor* pour injecter, par couplage, un signal dans un bobinage H.F. ou M.F. d'un récepteur.

Boudin chauffant

Tout dépanneur de récepteurs à transistors a rencontré des clients se plaignant que, l'été, à la plage, leur « transistor » cessait de fonctionner



Trois modèles de boudins chauffants. L'allumette donne l'échelle.

dès qu'il faisait chaud, « tandis que celui du voisin criait à longueur de journée ». Dans un tel cas, il existe d'abord une solution consistant à faire comprendre au client que son récepteur avait tout simplement le souci du repos des voisins. L'autre solution consiste à entreprendre le dépannage. Pour cela, il faut évidemment savoir quel est l'étage qui cesse de fonctionner à température ambiante élevée, et si c'est par une fraîche journée d'octobre que le client se décide d'apporter son récepteur, il ne sera pas facile au dépanneur de recréer, dans son atelier, l'ambiance thermique d'une plage en août.

De toute façon, il sera beaucoup plus élégant de chauffer non pas le récepteur entier, mais ses divers transistors un par un, car on voit ainsi immédiatement quel est le responsable de la panne. Pour provoquer un tel échauffement localisé, on peut se servir d'un boudin chauffant (voir la photographie ci-dessus) qu'on utilise en le poussant sur les boîtiers des transistors. Ces boudins sont conçus pour une tension d'alimentation de 6,3 V; on peut également en réaliser pour toute autre basse tension (alternative ou continue) dont on dispose.

Le support est constitué par un fil de fer ou d'acier (rigide et mauvais conducteur de la chaleur) d'un diamètre de 1,5 mm environ, et qui doit être bien étiré au départ. Les tringles fournies avec les reliures pour périodiques conviennent parfaitement. On commence par mettre une chignole à main dans un étau, et la tringle dans le mandrin de la chignole. Puis on prépare un morceau de fil résistant isolé, d'un dia-

mètre de 0,2 mm environ, et dont la longueur a été choisie de façon que la dissipation soit de l'ordre de 1 W sous la tension d'alimentation prévue. Une extrémité de ce fil sera soudée près de l'extrémité libre de la tringle, puis on bobine à spires jointives, et on soude, provisoirement, l'autre extrémité du fil résistant, également sur la tringle. Au voisinage de cette soudure, on dénude doucement la *surface externe* de l'enroulement sur une longueur de 5 mm environ. Puis, on enroule la partie bobinée de la tringle en spirale, sur une tige de fer, entourée de papier, et prise dans le mandrin de la chignole. L'une des extrémités de la tringle servira de manche, l'autre sera coupée. Sur la partie

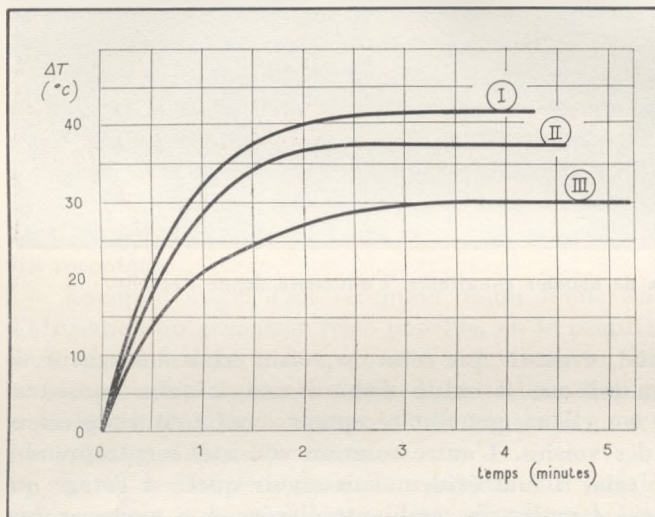
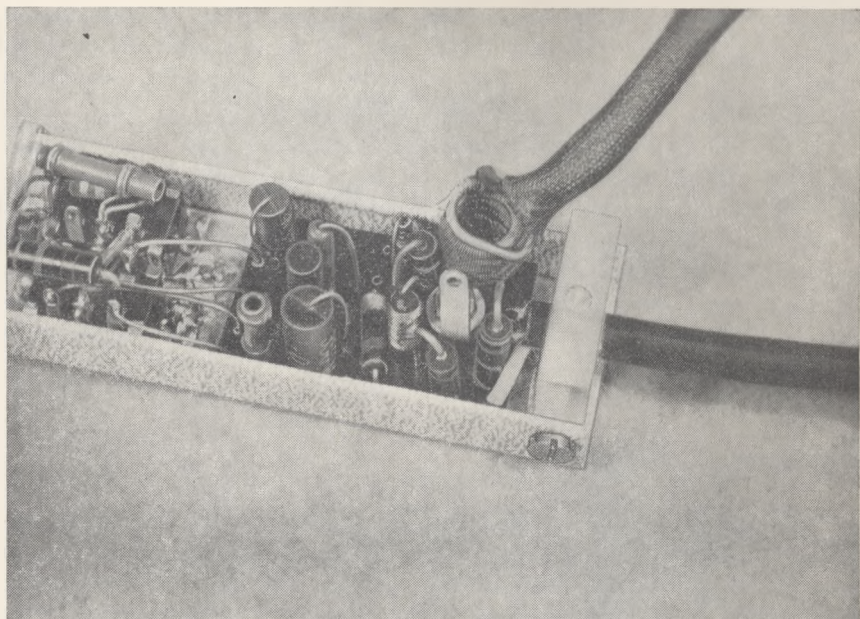


Fig. 3-34. — Courbes d'échauffement en fonction du temps relevées sur divers transistors et avec deux modèles de boudins chauffants.

préalablement dénudée de l'enroulement, on soude maintenant un fil de connexion, et on coupe ensuite les quelques spires le séparant de la soudure provisoire sur la tringle. L'amenée du courant sera ainsi effectuée par le fil de connexion et par le manche.

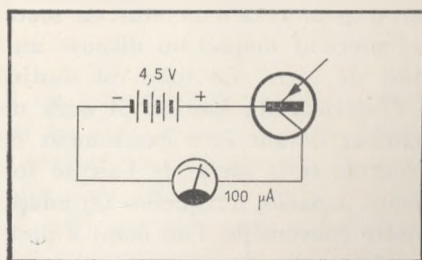
À défaut de fil résistant, on peut également effectuer l'enroulement en *fil de cuivre émaillé*. Pour une tension d'alimentation de 6,3 V, il faut une longueur de 15 m de fil de 0,1 mm de diamètre. Etant donné cette longueur, on doit effectuer l'enroulement en deux couches; sa longueur sera de 20 cm environ, pour une tringle de 1,5 mm. Après avoir soudé le fil au départ sur la tringle comme précédemment, on commence à bobiner à 20 cm de l'extrémité de la tringle. Sur cette soudure, on pousse un morceau de soupliso de 1 cm de longueur, et on y fera aboutir la fin de la deuxième couche de l'enroulement, bobinée en revenant au point de départ. Comme précédemment, on dénude en surface les spires se trouvant sur ce soupliso, et on y soude le fil de connexion.



Un boudin chauffant en action sur l'un des transistors de la sonde lectrice du signal-tracer.

Les courbes de la figure 3-34 montrent les variations de température de jonction qu'on obtient en fonction du temps, avec divers transistors coiffés de boudins chauffants. La courbe I est valable pour un transistor de 120 mW, pour un boîtier de diamètre de 5 mm et d'une longueur de 12 mm, le boudin de 5 spires possédant un diamètre interne de 6,5 mm. Dans le cas de la courbe II, les dimensions sont de 9 et de 6,5 mm pour le diamètre et la hauteur du boîtier du transistor (200 mW), et de 10 mm pour le diamètre interne du boudin de 4 spires. Ce même boudin

Fig. 3-35. — Circuit permettant de déterminer, par une mesure d'intensité de courant, les variations de la température de jonction d'un transistor.



a été utilisé pour le relevé de la courbe III, avec un transistor de 350 mW (diamètre 9,5 mm, hauteur 10 mm). Toutes ces courbes sont valables pour une dissipation de 1 W dans le boudin chauffant. Aux variations de température (ΔT) indiquées, il convient d'ajouter la température ambiante pour obtenir la température réelle de jonction. L'échauffement

dû à la dissipation se produisant dans un transistor en fonctionnement peut être négligé pour les étages H.F., M.F. et de préamplification B.F., de même pour les transistors d'un étage de sortie classe B, à condition qu'on travaille à un niveau acoustique très faible.

Pour relever des courbes selon la figure 3-34, on peut réaliser (fig. 3-35) un circuit de mesure du courant inverse de la diode base-émetteur d'un transistor. On note le courant obtenu à la température ambiante, puis on coiffe le transistor du boudin préalablement chauffé pendant quelques minutes. Relevant ensuite le courant de collecteur toutes les 10 ou 20 secondes, on peut tracer la courbe d'échauffement en admettant que l'intensité mesurée *double* chaque fois que la *température augmente de 8 °C*.

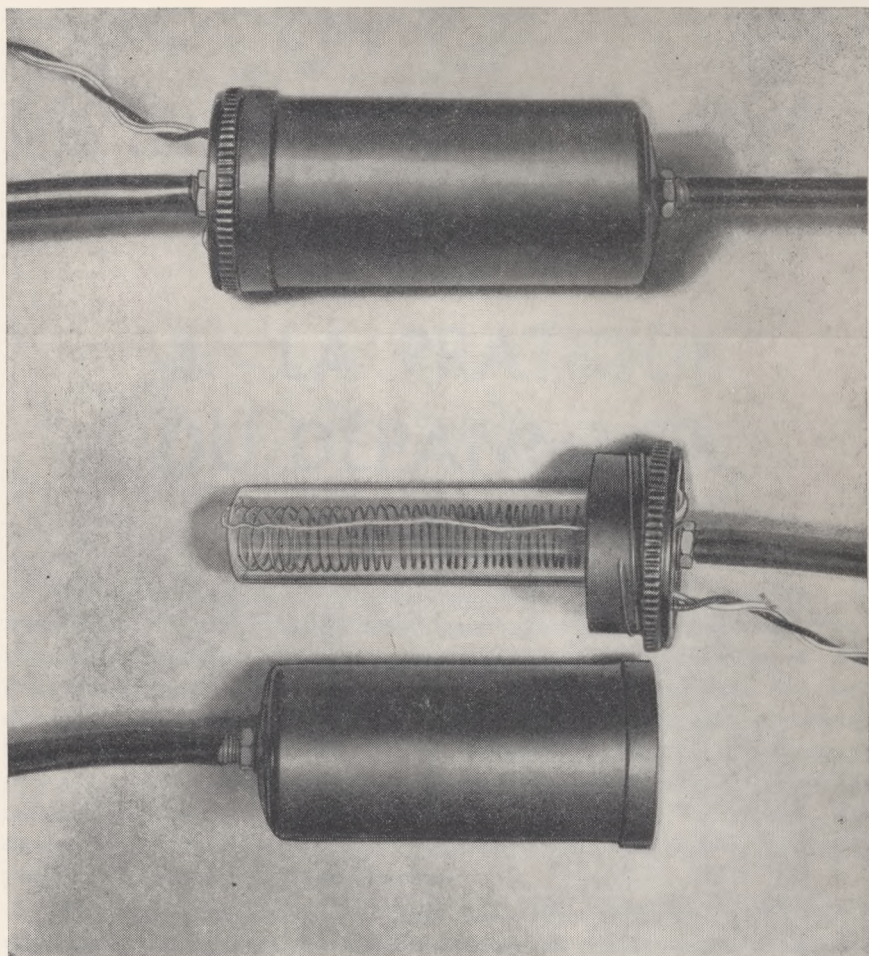
Soufflerie

Les courbes de la figure 3-29 montrent qu'une estimation assez précise de la température de jonction est possible par la méthode du boudin chauffant. Cependant, un tel boudin peut ne pas être facile à mettre en place dans le cas d'un montage serré; de plus, il est inutilisable pour les diodes à semiconducteurs et les autres éléments possédant leurs connexions aux extrémités.

Il reste néanmoins possible d'échauffer de telles pièces par un jet d'air chaud. Pour cela, on peut se servir d'un sèche-cheveux auquel on adapte un embout se terminant par un morceau de soupliso, et dont on réduit convenablement la puissance de chauffe. Une autre solution, plus simple et évitant les parasites radioélectriques engendrés par le moteur du sèche-cheveux, consiste à utiliser, comme soufflerie, les poumons du dépanneur, l'air étant échauffé par le passage dans une résistance électrique.

Les illustrations ci-contre permettent de constater qu'on peut se servir pour cela d'un étui en matière plastique (genre savon à barbe), à l'intérieur duquel on dispose un boudin en fil résistant, entouré d'un tube de verre. Ce tube est destiné à canaliser la circulation de l'air à l'intérieur du boîtier; il aura un diamètre de l'ordre de 15 mm, sa hauteur devant être exactement égale à la hauteur interne de l'étui. L'entrée et la sortie de l'air se font par deux douilles de 4 mm, pour fiches bananes, auxquelles on adapte deux morceaux de soupliso de diamètre convenable, l'un étant à prendre dans la bouche, l'autre à diriger sur le composant à éprouver.

L'enroulement chauffant doit dissiper 12 à 15 W; sous une tension d'alimentation de 6,3 V, il doit donc présenter une résistance de l'ordre de 3 Ω . Un fil résistant d'un diamètre de 0,5 mm a été utilisé dans la maquette. Si on juge excessive la température que prend l'étui en fonctionnement prolongé, on peut y percer quelques trous. Pour qu'il n'y



Aspects externe et interne de l'étui de savon à barbe abritant le dispositif de soufflerie.

ait pas de fuite d'air par ces trous, il est nécessaire de tailler le tube de verre de façon qu'il appuie bien sur les deux faces planes de l'étui.

En ce qui concerne l'échauffement produit, on peut dire que la capacité pulmonaire normale d'un adulte suffit pour augmenter de 30 à 35 °C la température d'un transistor de 200 mW par une seule exhalation. Comme cela correspond, sous une température ambiante de 20 °C, à une température de jonction de 50 à 55 °C, l'échauffement ainsi obtenu est suffisant pour la pratique. Une augmentation supplémentaire de 10 à 15 °C peut, d'ailleurs, être obtenue en soufflant de façon prolongée sur l'élément à éprouver.



[The text in this section is extremely faint and illegible. It appears to be several lines of a letter or document, possibly containing a signature and a date, but the characters are too light to be transcribed accurately.]

4. - LA PRATIQUE DU DÉPANNAGE

Des connaissances, même très approfondies, de la technique des transistors ne sont pas suffisantes pour effectuer un dépannage d'une manière rationnelle, car il faut surtout savoir trouver la panne sans analyser entièrement le schéma du récepteur. Il convient ainsi d'exclure, au départ, toute notion de détail et de considérer seulement la composition générale du récepteur, afin de déterminer l'étage se trouvant en panne. Ce n'est qu'alors que des investigations plus détaillées peuvent être nécessaires. Pour pratiquer cette méthode, une certaine habitude dans le maniement du signal-tracer est nécessaire. Elle sera facilement acquise par les expériences décrites ci-après.

Effectuées avec le plus simple des deux signal-tracer décrits, ces expériences comportent un certain nombre de restrictions concernant la sensibilité de cet appareil. Avec celui équipé de transistors au silicium, le signal pourra même être capté dans le cas où il est indiqué comme étant perceptible seulement avec une tension d'attaque particulièrement élevée.

4.1. — UTILISATION DU SIGNAL-TRACER

Expériences avec la sonde lectrice

Destinées à familiariser l'utilisateur avec le maniement du signal-tracer et de ses accessoires, les expériences qui vont être décrites doivent être réalisées sur un récepteur en parfait état de fonctionnement. On s'habitue ainsi aux ordres de grandeur qu'on doit normalement rencontrer, et on pourra ensuite créer quelques pannes artificielles afin de pouvoir se rendre compte de la façon dont elles se manifestent.

Comme c'est toujours par l'entrée qu'on commence une investigation à la sonde lectrice, c'est sur la cage « accord » du condensateur variable (point A, fig. 4-1) qu'on connectera d'abord la pointe de cette sonde. La masse est à relier au bâti du condensateur variable. Comme on l'y laissera pour toutes les expériences suivantes, on n'a à se préoccuper ni de savoir si le récepteur est câblé avec le « plus » ou le « moins » à la masse, ni de la polarité des transistors qui l'équipent. La sonde sera commutée sur « H.F. » et sur une résistance d'entrée de 200 k Ω , et le potentiomètre du signal-tracer poussé à fond. Dans des conditions favorables (endroit de réception dégagé et voisinage d'un émetteur local), on entend déjà dans ces conditions, après accord du condensateur variable, une ou plusieurs émissions locales dans le haut-parleur du signal-tracer, et cela sans ajouter d'antenne à un récepteur à collecteur d'ondes incorporé. Dans des conditions de réception plus difficiles, ou si le signal émerge à peine du souffle qu'implique la forte sensibilité du signal-tracer, on devra soit utiliser une antenne, soit coupler un générateur H.F. ou le *grincistor* au collecteur d'ondes. Il est évidemment inutile d'alimenter le récepteur pour cette expérience, ni pour la recherche du signal sur la base du transistor de conversion (point B). Beaucoup plus faible qu'en A, ce signal n'y sera perceptible que si on attaque le récepteur par un générateur.

Par contre, sur le collecteur du *transistor convertisseur* (point C), le signal doit être plus fort qu'en A, si le récepteur est alimenté, bien

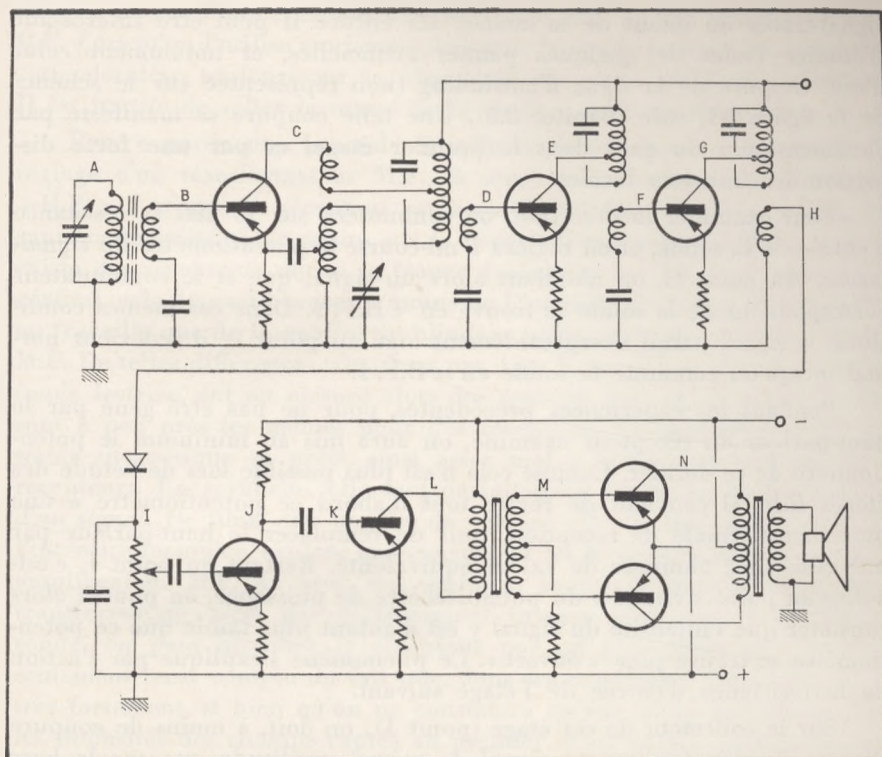


Fig. 4-1. — Pour suivre, au signal-tracer, la progression du signal dans un récepteur, il n'est nullement nécessaire d'en avoir étudié le circuit en détail. Le schéma ci-dessus, ne comportant ni circuits de polarisation et de découplage, ni commutation de gammes, ni antifading, est ainsi largement suffisant pour illustrer le procédé permettant de déterminer l'étage défaillant d'un récepteur.

entendu. On pourra maintenant introduire quelques pannes artificielles dans cet étage de conversion; en général, leur résultat sera évident *a priori*. Ainsi, dans le cas d'une coupure au point B, le signal persiste en A, mais disparaît en C.

Ensuite, on passera à l'amplificateur M.F. où, sur la base du premier étage (point D), le signal sera généralement trop faible pour être perceptible dans des conditions normales de réception. Sur le collecteur (point E), on l'entendra à peine plus fort qu'en C, en cas d'accord sur une émission locale, car l'antifading réduit fortement dans ce cas le gain du transistor. Cet antifading n'étant généralement pas appliqué au second étage M.F., on y constate un gain beaucoup plus grand. Sur la base (point F) la sensibilité maximale du signal-tracer permet à peine de mettre le signal en évidence; sur le collecteur (point F), par contre, il est suffisamment fort pour qu'on soit obligé de commuter sur 10 M Ω la résistance d'entrée de la sonde, et de ramener le potentiomètre du

signal-tracer au début de sa course. Ici encore il peut être intéressant d'étudier l'effet de quelques pannes artificielles, et notamment celui d'une coupure de la ligne d'antifading (non représentée sur le schéma de la figure 4-1, voir chapitre 2.2). Une telle coupure se manifeste par l'augmentation du gain dans le premier étage, et par une forte distorsion des émissions locales.

Pour examiner la *détection*, on commutera sur $10\text{ M}\Omega$ la résistance d'entrée de la sonde, et on règlera à mi-course le potentiomètre du signal-tracer. Au point H, on n'obtient alors un signal que si le commutateur correspondant de la sonde se trouve en « H.F. ». Dans ces mêmes conditions, le signal paraît désagréablement aigu au point I; il redevient normal lorsqu'on commute la sonde en « B.F. ».

Pendant les expériences précédentes, pour ne pas être gêné par le haut-parleur du récepteur examiné, on aura mis au minimum le potentiomètre de ce dernier. Comme cela n'est plus possible lors de l'étude des étages B.F., il convient de régler tout d'abord ce potentiomètre à une puissance normale de réception, puis de remplacer le haut-parleur par une résistance ohmique de valeur équivalente. Restant au point I, c'est-à-dire au point « chaud » du potentiomètre de puissance, on pourra alors constater que l'intensité du signal y est d'autant plus faible que ce potentiomètre se trouve plus « ouvert ». Ce phénomène s'explique par l'action de la résistance d'entrée de l'étage suivant.

Sur le collecteur de cet étage (point J), on doit, à moins de coupure dans la liaison, trouver un signal de même amplitude que sur la base de l'étage suivant (point K). Pour capter ce signal, on commute la sonde en « $10\text{ M}\Omega$ » et « B.F. », le potentiomètre du signal-tracer étant près du maximum. On ramènera ce potentiomètre au début de sa course pour examiner le signal en L (collecteur du second étage de préamplification B.F.), et au milieu dans le cas du point M (base de l'un des transistors de sortie). Entre les collecteurs des deux derniers étages (points L et N) on n'a, dans le cas d'une liaison par transformateur, qu'une faible différence dans l'amplitude du signal, car les transistors y sont essentiellement utilisés en tant qu'amplificateurs de courant. Cependant, l'amplitude en N augmente considérablement dès qu'on débranche le haut-parleur. Cette expérience est à effectuer à très faible niveau, pour ne pas exposer les transistors de sortie à des surtensions dangereuses. D'autres pannes artificielles seront faciles à imaginer; il sera, notamment, intéressant d'étudier l'affaiblissement et la distorsion que peut introduire un transistor incorrectement polarisé.

Sonde lectrice plus sonde magnétique

La sonde magnétique, rappelons-le, évite la recherche fastidieuse de connexions sur la platine imprimée du fait qu'elle permet de capter les

champs magnétiques émanant des bobinages M.F. ou des transformateurs B.F. Lorsqu'on l'utilise conjointement avec la sonde lectrice, on commute cette dernière toujours sur la plus basse des deux résistances d'entrée. Il est inutile de relier la masse de la sonde à celle du récepteur.

Pour expérimenter la sonde, il suffit de la coupler avec un noyau de réglage d'un transformateur M.F., la sonde lectrice étant commutée en « H.F. ». Lorsque le récepteur est accordé sur une émission locale, on capte cette émission au moins sur le dernier transformateur M.F., mais il existe des récepteurs où on la trouve également sur les deux autres. En général, cela dépend beaucoup moins de l'intensité du signal avec laquelle on travaille que de la qualité du blindage utilisé pour les transformateurs M.F. De telles différences n'existent pas dans le cas de l'emploi de la seule sonde lectrice, car on mesure alors des *tensions* qui, en un point donné, sont à peu près les mêmes pour des récepteurs de sensibilité égale. La sonde magnétique se prête ainsi assez mal à la *comparaison* de deux récepteurs. En revanche, elle met parfaitement en évidence la *présence d'un signal*. De plus, elle permet de vérifier s'il y a une progression de l'intensité lorsqu'on explore successivement les trois transformateurs d'un amplificateur M.F. Si, avec une émission locale, le champ du premier transformateur n'est pas suffisamment intense pour être capté par la sonde, on peut attaquer le récepteur par un générateur H.F. Il faut seulement tenir compte du fait que, dans ces conditions, l'antifading agit très fortement, si bien qu'on ne constatera qu'une faible différence dans les intensités des champs captés au premier et au second transformateur.

Lorsque des transformateurs B.F. sont utilisés dans le récepteur examiné, la sonde permet également d'en apprécier le champ magnétique. L'intensité du champ capté dépend à la fois de la constitution des transformateurs et de l'orientation de la sonde; il n'est donc guère possible de donner, à ce sujet, des indications qui seraient valables d'une façon générale.

Expériences avec le multivibrateur

Lorsqu'on recherche l'étage défaillant d'un récepteur en se servant du multivibrateur comme source de signal, c'est le haut-parleur du récepteur examiné qui fait office d'indicateur. Il faut donc, pour commencer, accorder ce récepteur sur une fréquence où aucune émission n'est perçue. Ensuite, c'est *en débutant par le dernier étage* qu'on doit vérifier le fonctionnement d'un récepteur, la masse de ce dernier étant reliée à celle du multivibrateur.

La première étape de cette vérification concernera le transformateur de sortie; le signal produit par le multivibrateur est, en effet, assez intense pour exciter le haut-parleur lorsqu'on l'applique à une extrémité de l'enroulement primaire (point N, fig. 4-1). En réduisant ensuite progres-

sivement l'amplitude de ce signal, on peut attaquer les bases des transistors précédents. Si on prend la peine d'effectuer quelques repères sur le bouton du potentiomètre du multivibrateur, il est parfaitement possible de vérifier de cette façon le gain des divers étages.

L'impédance de sortie du multivibrateur étant assez basse, son branchement sur le collecteur d'un étage M.F. provoque des modifications prohibitives des conditions de fonctionnement. Par contre, cette impédance est moins gênante lorsqu'on effectue l'attaque sur la base. Mais dans la plupart des cas un tel branchement n'est guère nécessaire. Pour vérifier grossièrement le fonctionnement d'un amplificateur M.F., il suffit, en effet, de promener la pointe de touche du multivibrateur au voisinage des transistors et des condensateurs d'accord. Par couplage capacitif, on entend alors dans le haut-parleur du récepteur un signal qui devient d'autant plus intense qu'on s'approche plus de l'entrée de l'amplificateur. Le résultat d'une telle expérience est particulièrement frappant quand cet amplificateur se trouve disposé en ligne.

A condition d'en réduire convenablement l'intensité, on peut également connecter le multivibrateur à la borne d'antenne du récepteur ou, à défaut, réaliser un couplage capacitif avec l'enroulement du collecteur d'ondes, en y approchant de quelques centimètres la pointe de touche. Dans ce dernier cas, la faible capacité de liaison laissera passer les harmoniques du multivibrateur d'autant plus facilement que leur fréquence est plus élevée. Comme, par ailleurs, l'amplitude propre de ces harmoniques diminue avec la fréquence, on arrive finalement à un signal à peu près constant à l'intérieur des gammes P.O. et G.O. En balayant la plage d'accord du récepteur, il est alors facile de vérifier si la sensibilité de ce dernier est indépendante de la fréquence (ce qui est assez rare en pratique) ou de mettre en évidence d'éventuels « trous » dans le fonctionnement de l'oscillateur local.

Multivibrateur plus accessoires

Pour rendre le multivibrateur émetteur d'un champ magnétique, il suffit de le coiffer de la sonde magnétique. On peut, de cette façon, injecter un signal dans le bâtonnet de ferrite d'un collecteur d'ondes. En ce qui concerne les bobinages M.F. et les transformateurs B.F., un tel procédé d'injection est souvent difficile à appliquer dans le cas d'un montage très compact. Les dimensions de la sonde magnétique sont, en effet, relativement grandes, et les sens de parcours des lignes de force magnétique ne sont pas toujours très évidentes, si bien qu'on peut provoquer l'injection d'un signal dans un transformateur B.F., quand on croit la sonde couplée à un bobinage M.F. Mais comme dans les montages compacts on utilise de plus en plus des circuits B.F. sans transformateur, cette difficulté n'est pas très importante en pratique.

La capacité de couplage qu'on obtient en approchant simplement la pointe de touche du multivibrateur d'une connexion peut se révéler insuffisante dans certains cas. On peut alors, sans perturber sensiblement le circuit étudié, effectuer la liaison par un condensateur de 5 pF environ. Si on l'utilise souvent, on peut placer ce condensateur dans un petit boîtier muni d'une pointe de touche se plaçant sur celle du multivibrateur.

De plus, il est parfaitement possible d'utiliser ce multivibrateur conjointement avec la sonde lectrice. On attaque ainsi le récepteur avec le multivibrateur, éventuellement par l'intermédiaire de la sonde magnétique, et on suit le signal, dans le récepteur, à l'aide de la sonde lectrice. Cette méthode est très rapide du fait qu'elle ne nécessite pas l'accord préalable du condensateur variable, mais, en raison de la forme du signal utilisé, elle ne permet que difficilement d'apprécier des désaccords de circuits ou des distorsions. On risque de conclure à un gain insuffisant dans un étage qu'on a simplement surmodulé par application d'un signal trop fort. D'autres méthodes, telles que l'utilisation simultanée de deux sondes magnétiques, restent possibles, mais demanderont une grande expérience pratique. Comme, finalement, chaque dépanneur adopte une méthode un peu personnelle, que la pratique lui enseigne, il est inutile d'insister sur cette question, l'essentiel étant, de toute façon, de posséder à fond *une* méthode.

4.2. — LOCALISATION DE L'ÉTAGE DÉFAILLANT

Vérifications préliminaires

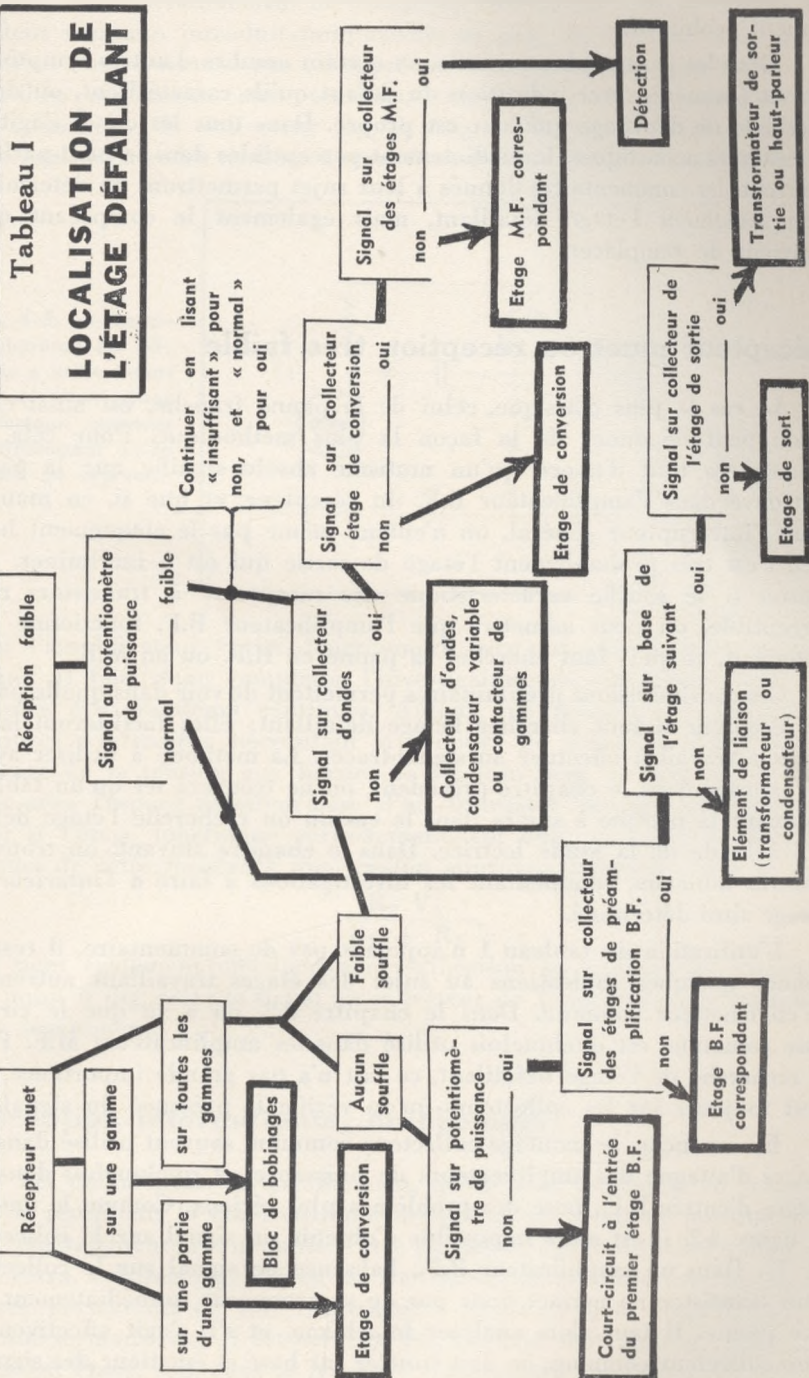
On ne cesse de s'étonner de la fréquence avec laquelle arrivent, chez le dépanneur, des récepteurs à transistors dont les propriétaires prétendent que les piles sont en bon état, alors que, en réalité, ces sources d'alimentation sont complètement à plat.

Or, bien souvent, les clients qui prétendent que leurs piles sont neuves ne sont pas toujours ceux qui se trompent sur la dernière date de changement, qui oublient de couper leur récepteur ou qui l'équipent de piles trop longtemps stockées. Le cas d'un récepteur affecté d'une consommation exagérée est très fréquent, de même que le cas du dessèchement d'un condensateur de découplage, impliquant un motor-boating dès que les piles ont perdu leur première jeunesse. De plus, on trouve quelquefois des interrupteurs de potentiomètre qui ne coupent plus rien.

Donc le remplacement pur et simple des piles ne suffit pas. Il faut effectuer une vérification, à l'aide d'une alimentation stabilisée, et cela en diminuant la tension d'alimentation aux deux tiers de sa valeur nominale, puis en augmentant progressivement la résistance interne de la source (voir chapitre 3.3 pour les ordres de grandeur courants). Finalement, on n'oubliera pas de contrôler le fonctionnement de l'interrupteur.

Interprétation des symptômes

Très souvent, le défaut d'un récepteur peut déjà être localisé en interprétant correctement la façon dont la panne se manifeste. Ainsi, dans le cas du motor-boating précédemment cité, on est à peu près sûr que c'est le condensateur découplant les circuits qui précèdent l'étage final qu'il faut remplacer, de préférence par un modèle de capacité plus forte. La consommation exagérée, dépassant, pour donner un exemple, 40 mA au repos dans le cas d'un récepteur portatif de 7 transistors, est



généralement due soit à un courant de polarisation trop fort dans l'étage de puissance, soit à des transistors de sortie endommagés par un échauffement prohibitif.

Dans les paragraphes suivants, un certain nombre d'autres symptômes seront énumérés, avec indication du défaut qu'ils caractérisent, ou de la méthode de dépistage qui leur est propre. Dans tous les cas il s'agit de symptômes acoustiques, immédiatement perceptibles dans le haut-parleur. Souvent, les commentaires donnés à leur sujet permettront de déterminer non seulement l'étage défaillant, mais également le composant qu'il convient de remplacer.

Récepteur muet ou réception très faible

Le cas le plus classique, celui de la panne franche, est aussi celui qu'on peut dépanner de la façon la plus méthodique. Pour cela, on remarquera tout d'abord qu'un mutisme absolu signifie que la panne se trouve dans l'amplificateur B.F. du récepteur, et que si, en manoeuvrant l'interrupteur général, on n'entend même pas le claquement habituel, c'est très probablement l'étage de sortie qui est à incriminer. Par contre, si le souffle caractéristique des récepteurs à transistors reste perceptible, on peut admettre que l'amplificateur B.F. fonctionne correctement, et qu'il faut chercher la panne en H.F. ou en M.F.

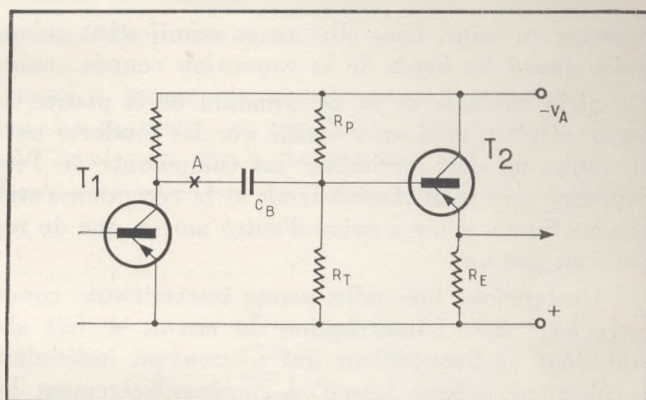
Ces considérations préliminaires permettent de voir dans quelle partie du récepteur il faut chercher l'étage défaillant; elles faciliteront largement le travail à effectuer au signal-tracer. La méthode à utiliser ayant été exposée dans le chapitre précédent, on ne trouvera ici qu'un tableau résumant la marche à suivre dans le cas où on recherche l'étage défaillant à l'aide de la sonde lectrice. Dans le chapitre suivant, on trouvera d'autres tableaux, commentant les investigations à faire à l'intérieur de l'étage ainsi déterminé.

L'utilisation du tableau I n'appelant pas de commentaire, il reste à donner quelques indications au sujet des étages travaillant autrement qu'en émetteur commun. Dans le chapitre 2.2, on a vu que le circuit-base commune est quelquefois utilisé dans les amplificateurs M.F. Pour la recherche de l'étage défaillant, ce fait n'a pas grande importance, car c'est toujours sur les collecteurs qu'on vérifie la présence du signal.

En revanche, le montage collecteur commun, souvent utilisé dans les étages d'attaque des amplificateurs de puissance, et quelquefois dans les étages d'entrée B.F., pose des problèmes plus sérieux. Comme le montre la figure 4-2, il est alors impossible d'obtenir un signal sur le collecteur de T_2 . Dans un amplificateur B.F., l'absence de signal sur le collecteur d'un transistor ne permet donc pas de se prononcer immédiatement sur une panne. Il faut alors analyser le schéma, et s'il s'agit effectivement d'un collecteur commun, on doit trouver sur base et émetteur des signaux

de même amplitude. Cependant, cette vérification n'est pas suffisante pour savoir si le fonctionnement de l'étage est correct. En effet, le circuit collecteur commun introduit uniquement un gain en courant, et la sonde lectrice ne permet pas d'apprécier un tel gain, car elle est sensible seulement aux tensions. Ainsi, lors d'une coupure de la connexion de collecteur de T_2 (fig. 4-2), on observera toujours une égalité entre les tensions alternatives de base et d'émetteur, cependant

Fig. 4-2. — Le signal-tracer est difficile à utiliser dans le cas d'un étage collecteur commun n'introduisant qu'un gain en courant.



que l'amplificateur entier fonctionnera avec un gain nettement insuffisant. Il faut donc compléter l'investigation au signal-tracer par une mesure des grandeurs continues. Autant que possible, on évitera des mesures d'intensités, nécessitant la coupure de connexions. Souvent, la mesure de la tension aux bornes de R_E (qui peut se trouver en parallèle avec l'espace émetteur-base d'un transistor suivant) permettra de voir si l'étage fonctionne correctement. On doit, en effet, trouver aux bornes de cette résistance une tension approximativement égale à

$$\frac{R_T V_A}{R_P + R_T}.$$

On peut également effectuer une vérification en coupant la connexion au point A (fig. 4-2) ; le signal au collecteur de T_1 ne doit alors augmenter que légèrement.

Réception intermittente, crachements.

Les défauts, tels un grésillement, qu'on peut provoquer en frappant sur le récepteur, le non-fonctionnement dans une certaine position, etc., ont généralement la renommée d'être particulièrement difficiles à dépister. On verra, à l'usage, qu'il n'en est rien lorsqu'on travaille avec un signal-tracer permettant de voir facilement à partir de quel étage la perturbation se manifeste. Il est évident que sa cause doit alors se situer soit dans cet étage, soit dans le circuit d'alimentation correspondant.

Lorsqu'on aura déterminé la région du circuit responsable de la panne, on essaiera de faire subir à la platine imprimée une torsion telle que la réception s'arrête complètement. On aura ainsi créé une panne franche, facile à dépister suivant les méthodes qui seront indiquées dans le chapitre suivant. Le plus souvent, on constatera que la panne est due à une rupture d'une connexion imprimée. De telles ruptures se produisent fréquemment avec des circuits imprimés non entièrement étamés. Souvent elles sont dues à des efforts mécaniques que la platine a subis lors du montage en usine, mais elles ne se manifestent qu'au bout de plusieurs mois, quand les bords de la connexion coupée commencent à s'oxyder.

Si la méthode de la déformation de la platine imprimée ne donne aucun résultat, et si on a vérifié que les soudures ne sont pas, non plus, en cause, on doit incriminer les composants de l'étage. Là encore, le dépistage sera relativement facile si la réception s'arrête parfois complètement. Sinon, il n'y a guère d'autre moyen que de remplacer les composants un par un.

Quelquefois, une telle panne intermittente conduit à un véritable *accrochage B.F.* L'interruption du circuit se fait alors au rythme des vibrations du haut-parleur qui se trouvent indéfiniment entretenues. Si ce phénomène cesse lorsqu'on ramène légèrement le potentiomètre de puissance, on doit en chercher la cause dans les étages qui précèdent ce potentiomètre, sinon, dans ceux qui suivent. Malgré la façon bruyante dont le récepteur manifeste alors sa défaillance, un dépannage au signal-tracer reste possible si on utilise un écouteur qu'on peut connecter dans les douilles menant au haut-parleur.

Certains récepteurs manifestent également des crachements lorsqu'on manœuvre un réglage. En ce qui concerne le potentiomètre de puissance, on trouvera les indications relatives à ce cas dans le chapitre 2.2. Si le condensateur variable ou le commutateur de gammes sont marqués d'un tel phénomène, il suffit d'en nettoyer les contacts frottants.

Bruit de fond exagéré

Tous les récepteurs sont affectés d'un bruit de fond plus ou moins important quand, sans appliquer aucun signal, on pousse à fond le potentiomètre de puissance. Un bruit ne pourra donc être qualifié de prohibitif que s'il se manifeste sur une émission qu'on reçoit dans des conditions confortables avec un autre récepteur. Dans ce cas, le bruit peut prendre naissance à cause d'un mauvais alignement en H.F. ou en M.F., obligeant de pousser à fond l'amplification B.F. En vérifiant, par le signal-tracer, le signal aux bornes du potentiomètre, on pourra se rendre compte si le bruit y existe déjà. Il faut, pour cela, ramener au minimum le curseur de ce potentiomètre, dans le but de ne pas y transmettre un bruit prenant éventuellement naissance dans le premier étage B.F.

Si cette vérification montre que le signal est exempt de bruit au potentiomètre, c'est l'amplificateur B.F. qu'il faut incriminer. Généralement c'est alors le transistor du premier étage qui est le siège de la panne, mais il arrive également qu'une résistance ou un condensateur, voire une mauvaise soudure, en soient la cause. Grâce au signal-tracer, il sera relativement facile d'identifier la source du bruit gênant.

Distorsion, manque de puissance

Dans les récepteurs à transistors, on rencontre couramment trois formes de distorsion. La première, se manifestant uniquement lors de l'écoute d'une *station locale*, est due à un mauvais fonctionnement de

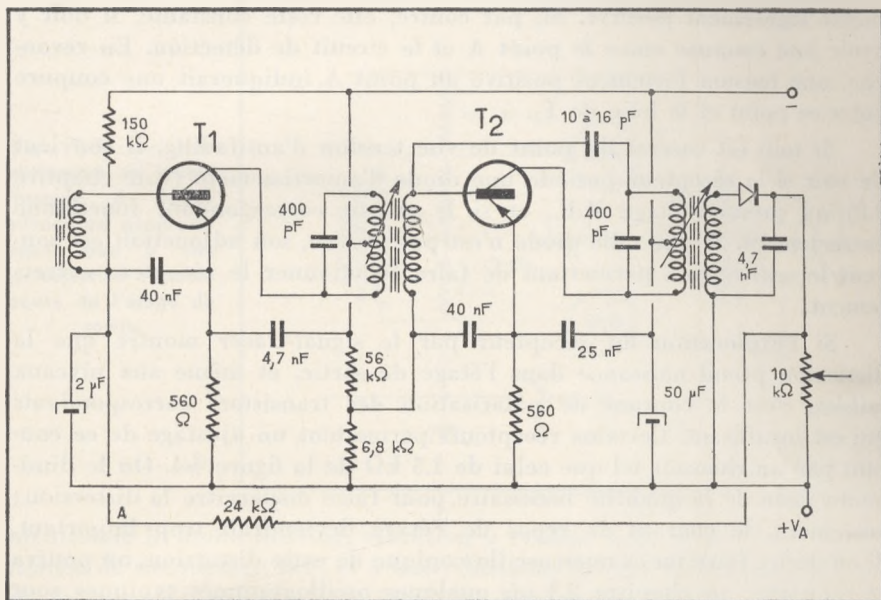


Fig. 4-3. — Une distorsion peut prendre naissance dans un amplificateur M.F., quand l'antifading ne fonctionne pas correctement.

l'antifading. La deuxième, perceptible sur toutes les émissions et plus particulièrement à *faible niveau*, provient généralement d'une polarisation insuffisante d'un étage de sortie travaillant en classe B. La troisième, ayant également son origine dans l'étage de sortie, se traduit accessoirement par un manque de puissance; la réception est normale à faible niveau, mais devient *distordue* dès qu'on cherche à écouter à une *puissance plus forte*. Cette notion du « manque de puissance » n'est pas à confondre avec celle du « manque de sensibilité », rejoignant le cas de la réception faible, précédemment cité, et résidant dans le gain insuffisant d'un étage.

Si on a des doutes sur le type de distorsion auquel on a affaire, on peut encore utiliser, comme critère, le signal aux bornes du potentiomètre de puissance. Si, sur une émission locale, ce signal est déjà distordu, c'est bien l'étage M.F. qui est en cause. Pour prélever ce signal par la sonde lectrice du signal-tracer, on aura bien soin de travailler sur la résistance d'entrée de $10\text{ M}\Omega$; autrement, une distorsion par surmodulation risque de se manifester dans les étages d'amplification de la sonde.

Dans le cas d'une distorsion prenant effet *avant* le potentiomètre de puissance, il convient de mesurer la tension continue d'antifading (point A, fig. 4-3). Lors de la réception d'un signal faible, cette tension doit être (s'il s'agit de transistors *p-n-p*) légèrement négative par rapport au positif de la tension d'alimentation. En s'accordant sur une émission puissante, on constate que cette tension diminue; quelquefois elle devient même légèrement positive. Si, par contre, elle reste constante, il doit y avoir une coupure entre le point A et le circuit de détection. En revanche, une tension fortement positive au point A indiquerait une coupure entre ce point et la base de T_1 .

Si tout est correct du point de vue tension d'antifading, il convient de voir si le récepteur possède une diode d'amortissement (voir chapitre 2.2) au premier étage M.F., et si le circuit correspondant fonctionne correctement. Si une telle diode n'est pas prévue, son adjonction est souvent le seul moyen permettant de faire fonctionner le récepteur correctement.

Si l'exploration du récepteur par le signal-tracer montre que la distorsion prend naissance dans l'étage de sortie, et même aux niveaux faibles, c'est le courant de polarisation des transistors correspondants qui est insuffisant. Certains récepteurs permettent un ajustage de ce courant par un rhéostat tel que celui de $1,5\text{ k}\Omega$ de la figure 4-4. On le diminuera juste de la quantité nécessaire pour faire disparaître la distorsion; autrement, le courant de repos de l'étage deviendrait trop important. Si on désire faire un examen oscilloscopique de cette distorsion, on pourra se rapporter au chapitre 2.3 où quelques oscillogrammes typiques sont donnés.

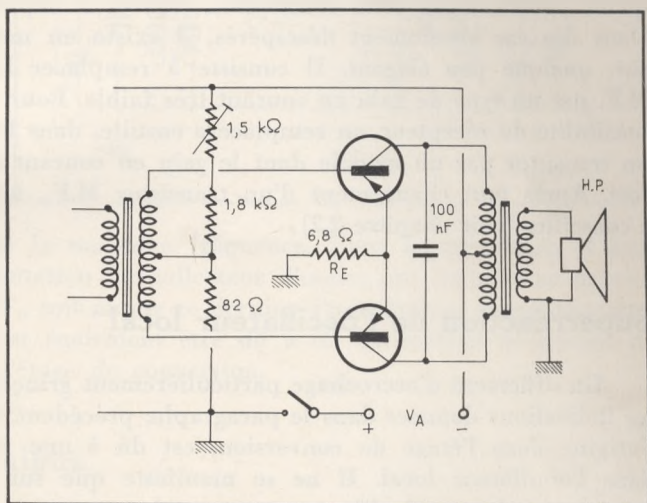
Le troisième type de distorsion, s'accompagnant d'un manque de puissance, peut également être localisé au signal-tracer. Le plus souvent, c'est dans l'étage de sortie qu'on en trouvera la source. La cause réside fréquemment dans une différence importante des caractéristiques des transistors de sortie; il peut même se faire que l'un d'eux ait complètement cessé de fonctionner. On remarquera qu'il n'est pas possible de mettre une telle défaillance en évidence avec le signal-tracer car, même si on retire l'un des transistors d'un montage symétrique, on obtient toujours des signaux de même amplitude sur les deux extrémités du primaire du transformateur de sortie. Une absence de signal sur base ou collecteur de l'un des transistors ne permet donc pas de conclure sur l'état de ce dernier; elle montre, par contre, que l'enroulement du

transformateur correspondant se trouve coupé. Un autre type de distorsion, se manifestant uniquement aux fréquences acoustiques élevées, et dû à la self-induction de fuite du transformateur de sortie, a été mentionné au chapitre 2.3. Il apparaît notamment en absence, ou en cas de coupure, du condensateur se trouvant connecté entre les deux collecteurs dans la figure 4-4.

Accrochages

Comme pour le cas des distorsions, il convient de distinguer entre plusieurs genres d'accrochages. Dans les pages précédentes, on a déjà

Fig. 4-4. — Une distorsion se manifestant à faible niveau est généralement due à une polarisation insuffisante de l'étage de sortie.



mentionné le motor-boating, vibration à rythme lent, et dû à une insuffisance de découplage B.F. et à une résistance interne relativement élevée de la source d'alimentation. Lors du dessèchement d'un condensateur électrolytique, il peut arriver que la constante de temps d'un circuit de découplage devienne très faible; l'accrochage qui en résulte se traduit alors par un véritable hurlement. Ce phénomène n'est pas à confondre avec celui dû à un contact intermittent, décrit plus haut.

Mais, en général, les sifflements d'accrochage proviennent des étages M.F. ou de conversion. Ils ne se produisent pas toujours sur toutes les gammes, quelquefois seulement sur l'extrémité d'une seule d'entre elles. Pour en connaître la provenance, on connecte la sonde lectrice (commutée en H.F., 200 kΩ) sur le collecteur de l'étage de conversion, et on accorde le récepteur de façon à entendre un sifflement intense. Puis, on court-circuite émetteur et base du second étage M.F. Si le sifflement cesse, il s'agit bien d'un accrochage M.F., sinon, d'une superréaction dans l'étage de conversion, cas qui sera examiné dans le paragraphe suivant.

Un accrochage M.F. se produit le plus souvent à la suite d'une modification de la capacité collecteur-base d'un transistor. On peut facilement compenser cette modification quand les condensateurs de neutrodynage sont variables. Cependant, un remplacement du transistor est préférable car, ayant déjà subi une variation de ses caractéristiques, il risque d'y être encore sujet par la suite. Un réajustage des condensateurs de neutrodynage peut néanmoins rester nécessaire, car le nouveau transistor risque de présenter une capacité collecteur-base différente de celle qu'avait l'ancien à l'origine.

Dans d'autres cas, un accrochage M.F. peut être dû à une variation spontanée des condensateurs de neutrodynage, de liaison ou de découplage. Ce n'est qu'en remplaçant patiemment un élément après un autre qu'on pourra, dans cette éventualité, arriver à dépanner le récepteur. Dans des cas absolument désespérés, il existe un moyen qui est assez sûr, quoique peu élégant. Il consiste à remplacer l'un des transistors M.F. par un type de gain en courant très faible. Pour rétablir l'ancienne sensibilité du récepteur, on remplacera ensuite, dans l'amplificateur B.F., un transistor par un modèle dont le gain en courant est nettement plus fort. Après tout changement d'un transistor M.F., un réaligement est à conseiller (voir chapitre 2.2).

Superréaction de l'oscillateur local

Un sifflement d'accrochage particulièrement grinçant et dont, d'après les indications données dans le paragraphe précédent, on aura déterminé l'origine dans l'étage de conversion, est dû à une réaction trop forte dans l'oscillateur local. Il ne se manifeste que sur une partie d'une gamme et, plus particulièrement, sur ondes courtes.

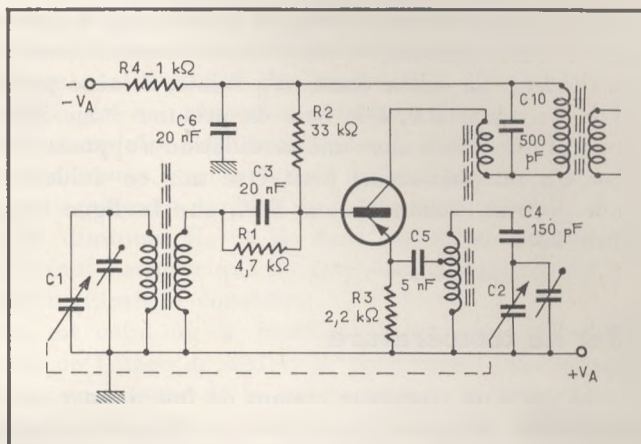
Pour éliminer ce phénomène, on peut essayer de réduire la tension d'alimentation de l'étage de conversion en augmentant la résistance du circuit de découplage correspondant (R_4 , fig. 4-5). Si on arrive effectivement à faire cesser le sifflement de cette façon, il faut encore vérifier si la sensibilité du récepteur n'a pas trop souffert de la modification effectuée et si, notamment, l'oscillateur local ne cesse pas, maintenant, de fonctionner sur certains réglages du condensateur variable.

On peut également essayer de réduire les condensateurs C_3 et C_6 (fig. 4-5), mais il est alors à craindre que la sensibilité ne diminue sur la gamme des grandes ondes. Un autre moyen de correction, généralement exempt d'effets parasites, mais plus difficile à mettre en pratique dans le cas d'un circuit imprimé, consiste à insérer une résistance de 10 à 50 Ω dans la connexion d'émetteur, directement à la sortie du transistor convertisseur.

L'oscillation parasite de superréaction, se manifestant sur des plages bien déterminées d'une gamme, n'est pas à confondre avec un phéno-

mène d'accrochage se produisant uniquement au voisinage étroit d'une fréquence de réception exactement égale au double (ou au triple) de la moyenne fréquence utilisée dans le récepteur. Il apparaît quand, par un couplage inductif parasite, le collecteur d'ondes capte l'harmonique

Fig. 4-5. —
L'étage de conversion
est quelquefois
le siège d'un accro-
chage par super-
réaction.



deux (ou trois) de la moyenne fréquence. Pour le supprimer, il faut soit modifier l'orientation du collecteur d'ondes par rapport au dernier transformateur M.F., soit munir ce dernier d'un blindage supplémentaire. Cet accrochage peut également être dû à un découplage insuffisant de l'alimentation de l'étage de conversion.

Sonorité trop aiguë

Les récepteurs portatifs à transistors possèdent généralement des haut-parleurs de dimensions si restreintes que, de toute façon, la reproduction des fréquences basses n'est pas très bonne. Pour devenir manifeste, le phénomène de la sonorité trop aiguë doit donc prendre des proportions assez frappantes.

Le haut-parleur est le premier élément qu'on doit vérifier dans un pareil cas, car la modification de la tonalité provient souvent d'un blocage accidentel de la bobine mobile ou de la membrane. Le phénomène se trouve alors accompagné d'une distorsion, ainsi que d'un manque de puissance et de sensibilité.

Si on constate que le haut-parleur est en bon état, il faut incriminer un condensateur de liaison ou de découplage. A l'aide du signal-tracer, on détermine facilement à partir de quel étage de l'amplificateur B.F. le phénomène se manifeste. Pour voir si la panne provient du dessèchement d'un condensateur de découplage d'émetteur, il suffit de connecter la sonde sur l'émetteur de l'étage correspondant. Le cas échéant, on y entendra un signal ayant une sonorité assez sourde. En prélevant le

signal aux deux extrémités d'un condensateur de liaison, il est relativement facile de voir si celui-ci est en bon état. De plus, on peut essayer si l'augmentation de la capacité d'un condensateur découplant la tension d'alimentation du préamplificateur B.F. apporte une amélioration.

Enfin, il peut arriver que le manque de notes basses se manifeste déjà lorsqu'on connecte la sonde lectrice sur le potentiomètre de puissance. Dans un tel cas, le fautif est le condensateur découplant la ligne d'antifading. Sa valeur étant trop faible, il laisse parvenir les fréquences basses du signal B.F. à la base du premier étage M.F.; la tension qui y est amplifiée subira alors une modulation s'opposant à celle de l'émetteur reçu. Un tel phénomène peut être mis en évidence en connectant la sonde lectrice, commutée en B.F., sur la ligne d'antifading (point A, figure 4-3).

Effet de température

Le cas d'un récepteur cessant de fonctionner correctement sous une température ambiante trop élevée a déjà été mentionné à propos des outils de dépannage correspondants : le boudin chauffant et la soufflerie

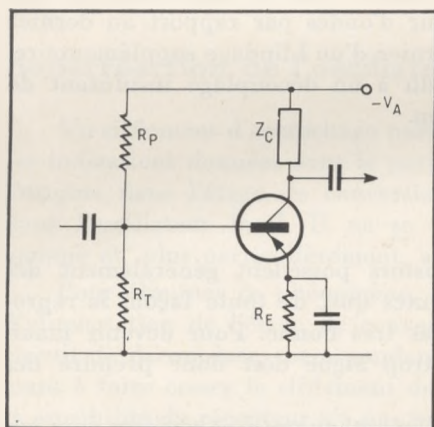


Fig. 4-6. — L'effet de température sera d'autant plus sensible que la résistance ohmique du circuit de collecteur (Z_C) est plus grande.

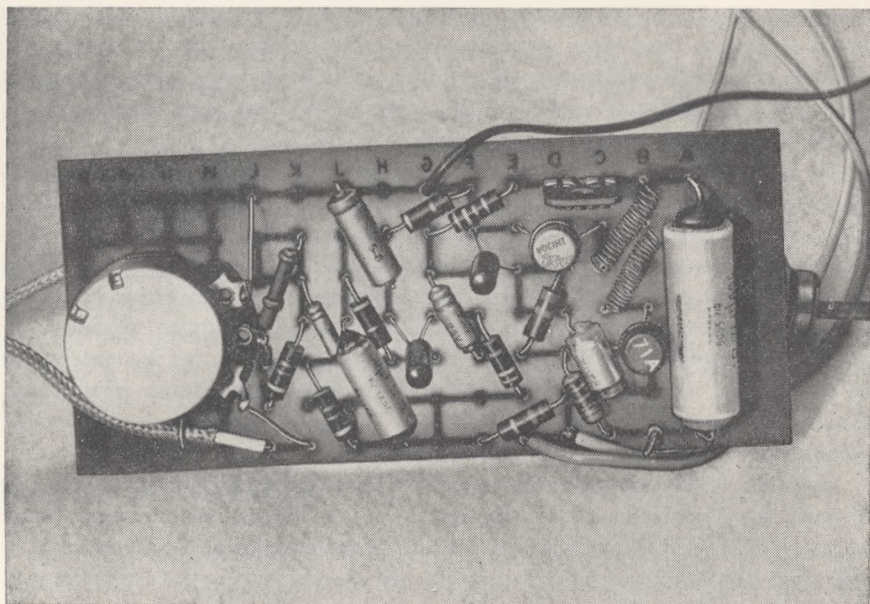
(chapitre 3.5). On a vu que ces dispositifs auxiliaires permettent d'échauffer successivement et séparément les divers transistors d'un récepteur; on détermine ainsi très facilement lequel ne supporte pas une température élevée.

Comme on l'a vu dans le chapitre 1.1, un échauffement provoque une augmentation du courant de collecteur d'un transistor, qui accroît (fig. 4-6) les chutes de tension aux bornes des éléments Z_C (circuit de collecteur) et R_E (résistance d'émetteur). Il est évident que le transistor cesse de fonctionner quand la somme de ces chutes de tension égale la tension d'alimentation. Cela se produira d'autant plus rapidement que

la valeur ohmique (en courant continu) de Z_c sera plus grande. L'effet de température sera ainsi *particulièrement sensible* dans les étages travaillant avec une résistance de *charge purement ohmique* (étages de préamplification B.F.), et *beaucoup moins* dans ceux dont la charge est constituée par un *transformateur* (M.F. ou B.F.).

L'expérience montre qu'un effet de température excessif ne provient pas toujours d'un défaut du transistor; il arrive également que le fabricant n'a pas prévu une compensation de température suffisante. Cela peut être le cas quand Z_c est une résistance ohmique relativement élevée ($> 10 \text{ k}\Omega$); on peut alors réduire cette résistance à la moitié de sa valeur initiale si elle reste néanmoins grande devant la résistance d'entrée de l'étage suivant. On peut également doubler en même temps les valeurs de R_E et R_T (fig. 4-6), ou diminuer R_P et R_T dans une même proportion. Dans ce dernier cas, il faut s'assurer que R_T reste toujours grande devant la résistance d'entrée du transistor considéré.

Un cas différent est celui où le fonctionnement cesse quand on chauffe les transistors de l'étage de sortie; le phénomène s'accompagne toujours d'une forte augmentation de la consommation du récepteur. Il faut alors admettre que ces transistors ont une tendance à l'emballement. Cela peut provenir d'une valeur trop faible de la résistance commune d'émetteur (R_E , fig. 4-4); mais on constate plus souvent (par la mesure du courant initial I_{CEO} , chapitre 1.1) que les transistors ont été endommagés par un échauffement prohibitif, dû à un fonctionnement à pleine puissance et sous une température ambiante élevée. Dans un tel cas, il convient de remplacer ces transistors par des modèles admettant une dissipation plus élevée.



En disposant une ampoule d'éclairage derrière un circuit imprimé, on peut très facilement en suivre les connexions et relever le schéma.

4.3. — LOCALISATION DE LA PANNE

Techniques de mesure

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, un grand nombre de pannes peuvent être localisées plus ou moins directement d'après leurs *symptômes*. Mais les pannes franches (réception nulle ou très faible) nécessitent toujours des investigations supplémentaires, telles que mesures de grandeurs continues ou vérification de résistances.

L'art du dépanneur consiste, notamment dans le cas d'un circuit imprimé, à effectuer ces mesures *en coupant le moins possible de connexions*.

Ainsi, il est souvent possible de ramener une mesure d'intensité à une mesure de tension, effectuée aux bornes d'une résistance connue. Quand on a affaire à un étage dont la disposition générale correspond au schéma de la figure 4-7, on peut en déterminer le courant de collecteur (pratiquement égal au courant d'émetteur) en mesurant la chute de tension aux bornes de R_E , et en divisant par R_E la tension ainsi mesurée. Si on n'est pas sûr de la valeur de cette résistance, on peut la mesurer, *sans la démonter*, à l'ohmmètre. Il suffit pour cela que l'alimentation du circuit soit coupée et qu'on applique (dans le cas d'un *p-n-p*) la sortie *négative* de l'ohmmètre sur l'émetteur (ou la sortie positive dans le cas d'un *n-p-n*). On est ainsi certain que la diode émetteur-base du transistor n'est pas conductrice.

Si le circuit ne comporte pas de résistance d'émetteur, il reste la possibilité de mesurer la chute de tension aux bornes de la charge de collecteur (Z_c , fig. 4-7). S'il s'agit là d'une résistance purement ohmique, le procédé sera le même que précédemment. En revanche, quand la charge de collecteur est constituée par l'enroulement primaire d'un trans-

formateur B.F., il faut au préalable en mesurer à l'ohmmètre la résistance en courant continu. Pour éviter que le collecteur ne conduise pendant cette manœuvre, il convient de connecter la sortie *négative* de l'ohmmètre sur le collecteur (ou la sortie positive dans le cas d'un *n-p-n*). Bien entendu, l'alimentation doit être coupée pendant cette mesure.

Il reste le cas où, l'émetteur étant directement relié à la masse, la résistance en courant continu de la charge de collecteur (transformateur M.F.) est trop faible pour qu'on puisse utiliser le procédé décrit avec les appareils de mesure dont on dispose. On peut alors se baser sur la chute de tension qu'on mesure aux bornes de la résistance de découplage R_D . Bien entendu, ce procédé n'est directement utilisable que si cette résistance n'alimente pas (point A, fig. 4-7) un autre étage du récepteur, car il conviendrait de déterminer séparément, par l'un des moyens précédemment indiqués, le courant de collecteur de cet autre étage, et le déduire de celui qu'on détermine en mesurant la chute sur R_D . On peut aussi, si on est sûr que le transistor équipant cet autre étage est en bon état, en relier émetteur et base. Son courant de collecteur devient alors nul, et la chute dans R_D n'est due qu'au courant de collecteur de l'étage examiné, ainsi qu'au courant, généralement négligeable, qui circule dans les résistances de polarisation.

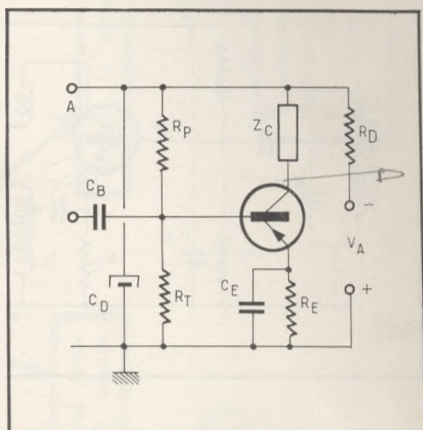
Une mesure *in situ*, à l'ohmmètre, est généralement possible pour une résistance base-masse, telle que R_T dans la figure 4-7. On devra mettre le *positif* de l'ohmmètre (le négatif dans le cas d'un *n-p-n*) sur la *base*, pour éviter que le transistor ne conduise pendant la mesure. La résistance de polarisation (R_P , fig. 4-7) ne peut être mesurée sans démontage préalable car, même si l'alimentation du récepteur se trouve coupée, les diviseurs de tension des autres étages constituent, avec R_T , un shunt important. Ce n'est que dans un circuit ne comportant pas de résistance R_T qu'une mesure de R_P est possible sans démontage; comme précédemment, on mettra le positif de l'ohmmètre (le négatif dans le cas d'un *n-p-n*) sur la base.

Avec un appareillage de mesure courant, il n'est pas possible de vérifier le bon fonctionnement d'un transistor se trouvant dans un circuit susceptible de se trouver en panne. Il existe, tout au plus, un critère permettant de déterminer la coupure franche ou le court-circuit d'un transistor. Dans le premier cas, le courant de collecteur sera pratiquement nul, et il n'augmente pas lorsqu'on diminue la résistance de polarisation. Dans le second cas, le courant de collecteur, anormalement élevé, ne varie pas lorsqu'on court-circuite émetteur et base. Un autre critère consiste à mesurer les tensions émetteur-masse et base-masse. Sauf quand il s'agit d'un étage oscillateur ou convertisseur, ou encore d'un étage B.F. travaillant avec un courant de collecteur très faible, le transistor est à considérer comme mauvais quand la première de ces tensions est plus élevée que la seconde.

Le transistor étant un élément de longue durée de vie, il est très probable qu'un *claquage* éventuel a été provoqué par une panne dans le circuit qui l'entoure.

Un examen électrique, effectué sur le transistor après démontage, peut, dans certains cas, renseigner sur la cause de la panne. Si, en connectant un ohmmètre entre collecteur et base, on constate une résistance inférieure au kilohm dans les deux sens de branchement, il est probable que le transistor a été endommagé par un excès de courant de polarisation de base, par une surtension ou par un échauffement prohibitif, notamment s'il se trouvait dans un étage attaquant un transformateur. Il convient donc, avant de mettre un nouveau transistor en place, de vérifier le circuit de base. Souvent, un excès de polarisation est dû à une fuite dans le condensateur de liaison de base.

Fig. 4-7. — C'est par la mesure de la chute de tension sur les résistances d'émetteur, de collecteur ou de découplage qu'on arrive à déterminer des intensités sans couper de connexion.



Si le courant de base du transistor est normal, il faut vérifier que l'ancien transistor n'était pas, quant à la tension maximale de collecteur et à la dissipation, choisi avec une marge de sécurité trop faible. Le cas échéant, le remplacement par un type plus puissant est à envisager. Après ce remplacement, on aura soin de n'appliquer que progressivement la tension d'alimentation, tout en vérifiant l'intensité de collecteur.

Si le transistor à remplacer se trouve en panne par suite de la coupure d'une connexion, la cause peut être due à une surcharge violente. Cependant, à moins de court-circuit accidentel lors du dépannage, une telle surcharge n'est possible que si le transistor se trouve monté avec des résistances relativement faibles dans les circuits d'émetteur et de collecteur. Dans le cas contraire, on doit conclure à la rupture purement mécanique d'une soudure dans le transistor. On peut alors, sans faire d'autres mesures, remplacer le transistor.

Etage de conversion

Le tableau ci-contre, valable pour le schéma de la figure 4-8, permet de localiser une panne qu'on aurait située, par des mesures préliminaires (tableau I), dans l'étage de conversion. Si on ne dispose pas du signal-tracer nécessaire pour ces mesures préalables, ou si on n'est pas assuré que la panne se trouve effectivement dans l'étage de conversion, on peut néanmoins se servir du tableau II pour vérifier cet étage. Au cas où le fonctionnement est correct, on se trouve alors automatiquement amené à la case « Panne dans le primaire du transformateur M.F. » (en bas, à droite). Une telle panne (court-circuit de C_A ou de L_M) ne peut être vérifiée que par des mesures de signal; si on ne peut effectuer

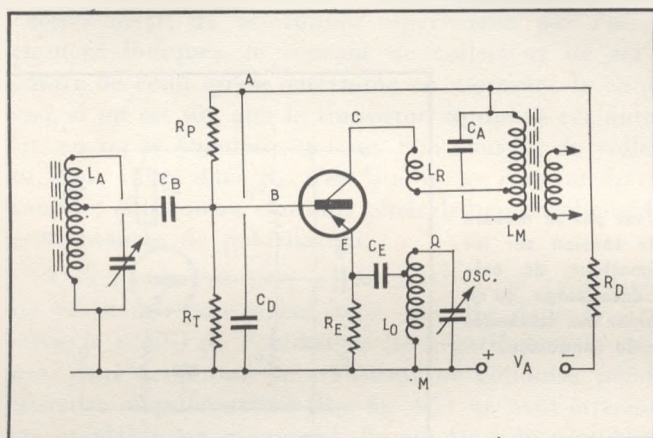
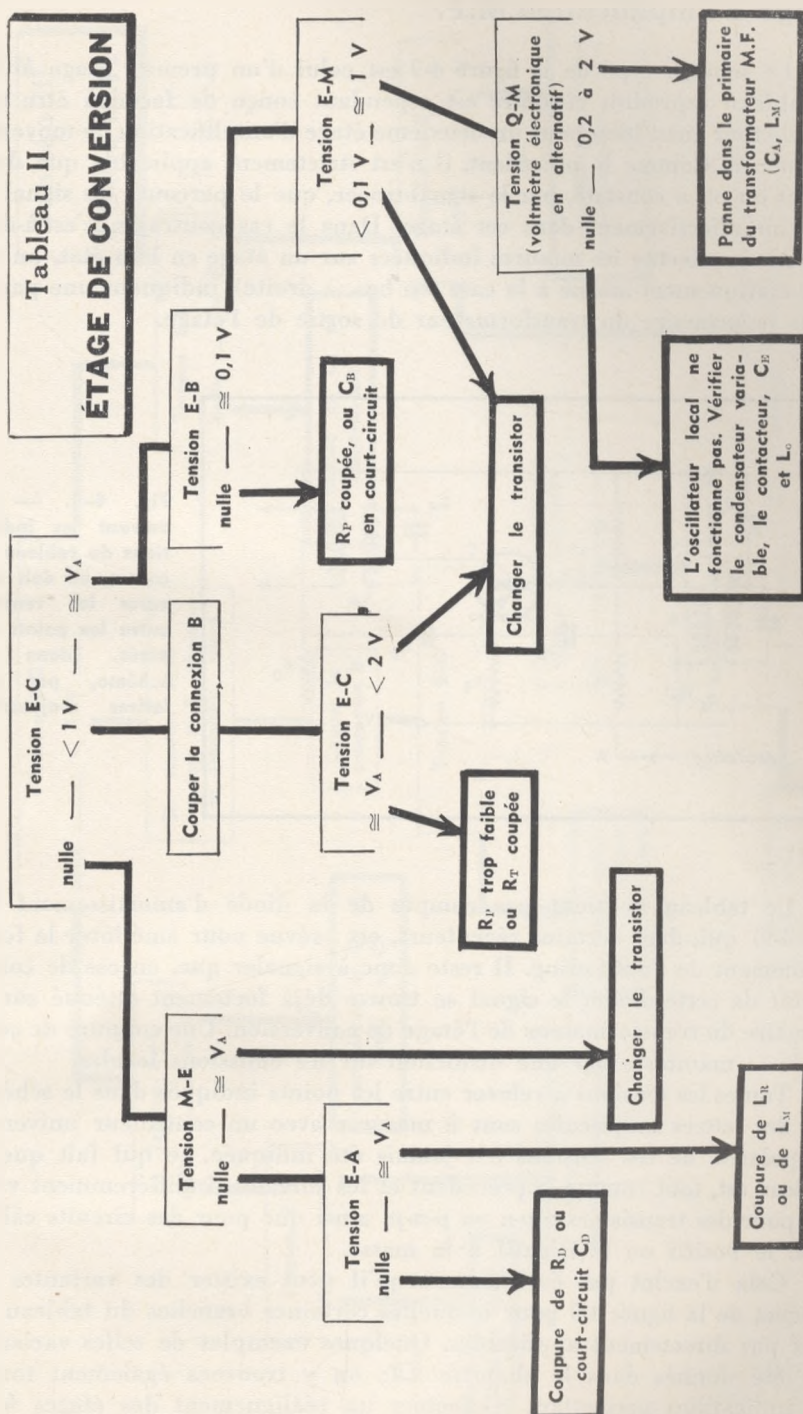


Fig. 4-8. — Schéma type d'un étage de conversion, illustrant le tableau II.

de telles mesures, il est prudent d'accorder le bénéfice du doute au transformateur en question. La panne de bobinage est en effet très peu probable, à moins qu'elle n'affecte la forme parfaitement visible de la perte du noyau.

Les tensions à vérifier doivent être mesurées entre les points qui sont, dans le schéma, repérés par des lettres majuscules. Sauf indication contraire, ces tensions sont à mesurer avec un contrôleur universel d'au moins 5000 Ω/V .

Tout en recherchant ces points repères sur le montage, on devra évidemment s'assurer que le circuit incriminé correspond effectivement au schéma type de la figure 4-8. Bien que le tableau de dépannage ait été conçu de façon que le détail du schéma ait une influence aussi réduite que possible sur la marche à suivre, il peut arriver que ses données ne soient pas, dans certains cas, applicables d'une manière absolument générale. Il ne faut donc pas suivre les indications d'une manière trop servile, mais chercher à bien saisir le but des mesures et vérifications qu'on effectue.



Etage d'amplification M.F.

Le schéma type de la figure 4-9 est celui d'un premier étage M.F.; le tableau reproduit ci-contre est cependant conçu de façon à être utilisable tout aussi bien pour un deuxième étage d'amplification de moyenne fréquence. Comme le précédent, il n'est strictement applicable que dans le cas où on a constaté, par le signal-tracer, que le parcours du signal se termine effectivement dans cet étage. Dans le cas contraire, c'est-à-dire quand on effectue les mesures indiquées sur un étage en bon état, on est automatiquement amené à la case (en bas, à droite) indiquant une panne dans le primaire du transformateur de sortie de l'étage.

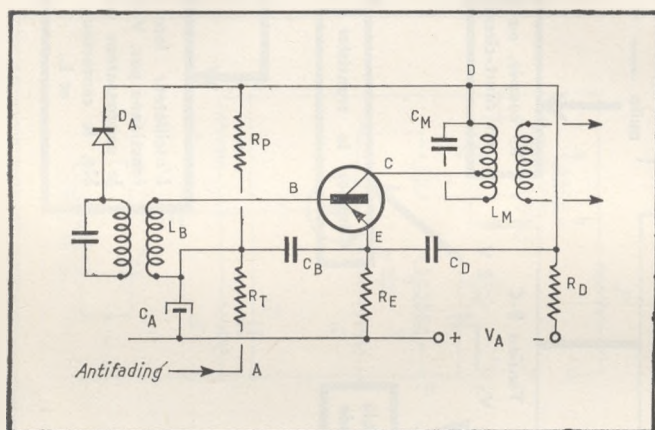
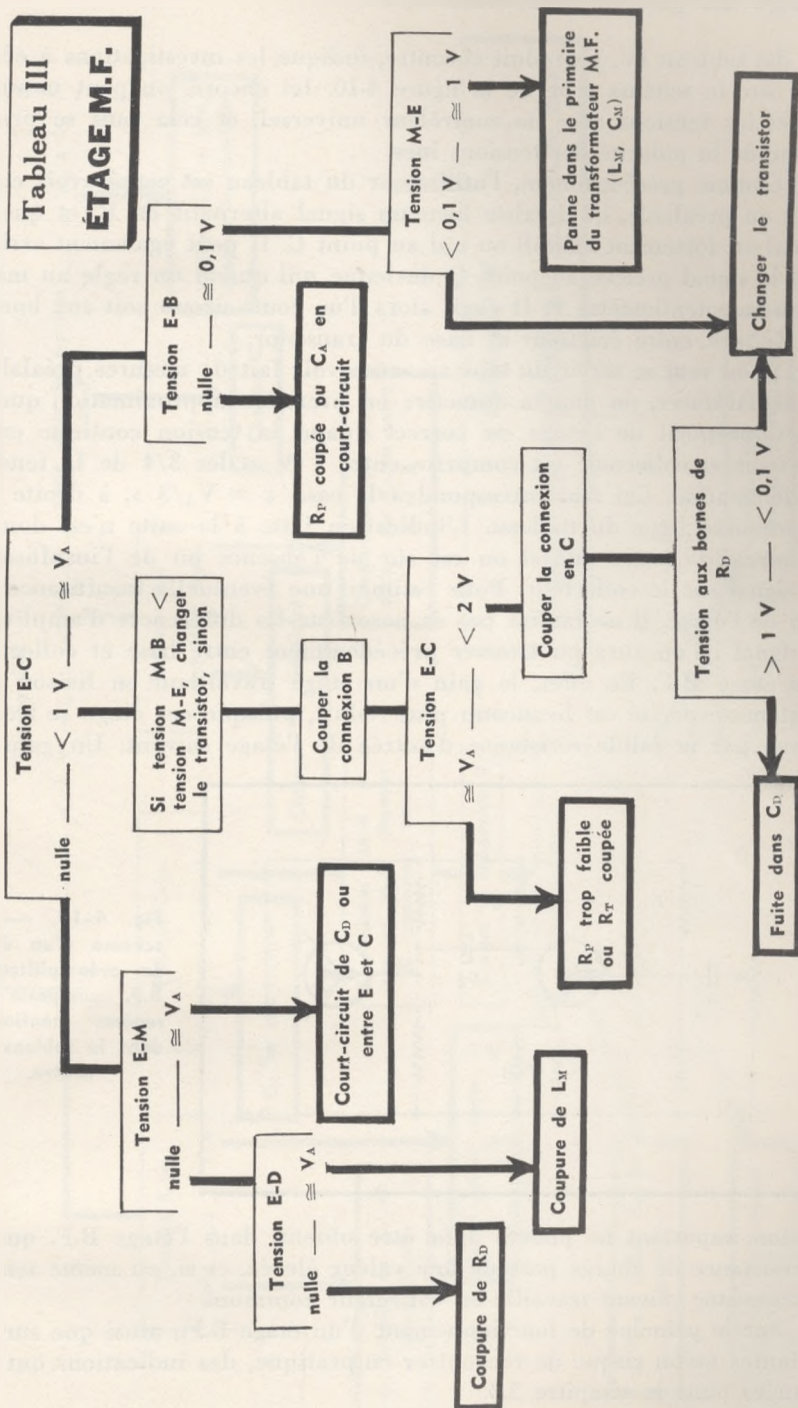


Fig. 4-9. — En suivant les indications du tableau ci-contre, on doit mesurer les tensions entre les points repérés, dans ce schéma, par des lettres majuscules.

Le tableau ne tient pas compte de la diode d'amortissement D_A (fig. 4-9) qui, dans certains récepteurs, est prévue pour améliorer le fonctionnement de l'antifading. Il reste donc à signaler que, en cas de court-circuit de cette diode, le signal se trouve déjà fortement atténué sur le primaire du transformateur de l'étage de conversion. Une coupure de cette diode se manifeste par une distorsion sur les émissions locales.

Toutes les tensions à relever entre les points indiqués dans le schéma par des lettres majuscules sont à mesurer avec un contrôleur universel. La polarité de ces tensions n'a jamais été indiquée, ce qui fait que le tableau est, tout comme le précédent et les suivants, indifféremment valable pour des transistors $n-p-n$ ou $p-n-p$, ainsi que pour des circuits câblés avec le positif ou le négatif à la masse.

Cela n'exclut pas évidemment qu'il peut exister des variantes du schéma de la figure 4-9 pour lesquelles certaines branches du tableau ne sont pas directement applicables. Quelques exemples de telles variantes ont été donnés dans le chapitre 2.2; on y trouvera également toutes les indications permettant d'effectuer un réalignement des étages M.F.



Etage de préamplification B.F.

Le tableau IV, reproduit ci-contre, indique les investigations à effectuer sur le schéma type de la figure 4-10. Ici encore, on peut mesurer toutes les tensions avec un contrôleur universel, et cela sans se préoccuper de la polarité des tensions lues.

Comme précédemment, l'utilisateur du tableau est censé avoir constaté, au préalable, qu'il existe bien un signal alternatif en B, et que ce signal est fortement affaibli ou nul au point C. Il peut également arriver que le signal prélevé au point Q devienne nul quand on règle au maximum le potentiomètre P. Il s'agit alors d'un court-circuit soit aux bornes de R_T , soit entre émetteur et base du transistor.

Si on veut se servir du tableau sans avoir fait de mesures préalables au signal-tracer, on pourra admettre en première approximation que le fonctionnement de l'étage est correct quand la tension continue entre émetteur et collecteur est comprise entre 1 V et les $3/4$ de la tension d'alimentation. Cet état correspond à la case « $\equiv V_A/3$ », à droite sur la première ligne du tableau. L'indication faite à la suite n'est donc à prendre à la lettre que si on est sûr de l'absence ou de l'insuffisance du signal sur le collecteur. Pour estimer une éventuelle insuffisance du gain de l'étage, il ne faudra pas se baser sur les différences d'amplitude de signal qu'on aura pu trouver précédemment entre base et collecteur d'un étage M.F. En effet, le gain d'un étage travaillant en liaison par résistance-capacité est beaucoup plus réduit, puisque cet étage se trouve chargé par la faible résistance d'entrée de l'étage suivant. Un gain en

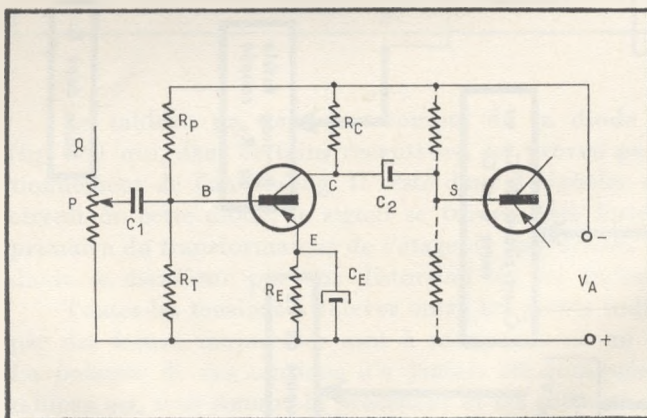
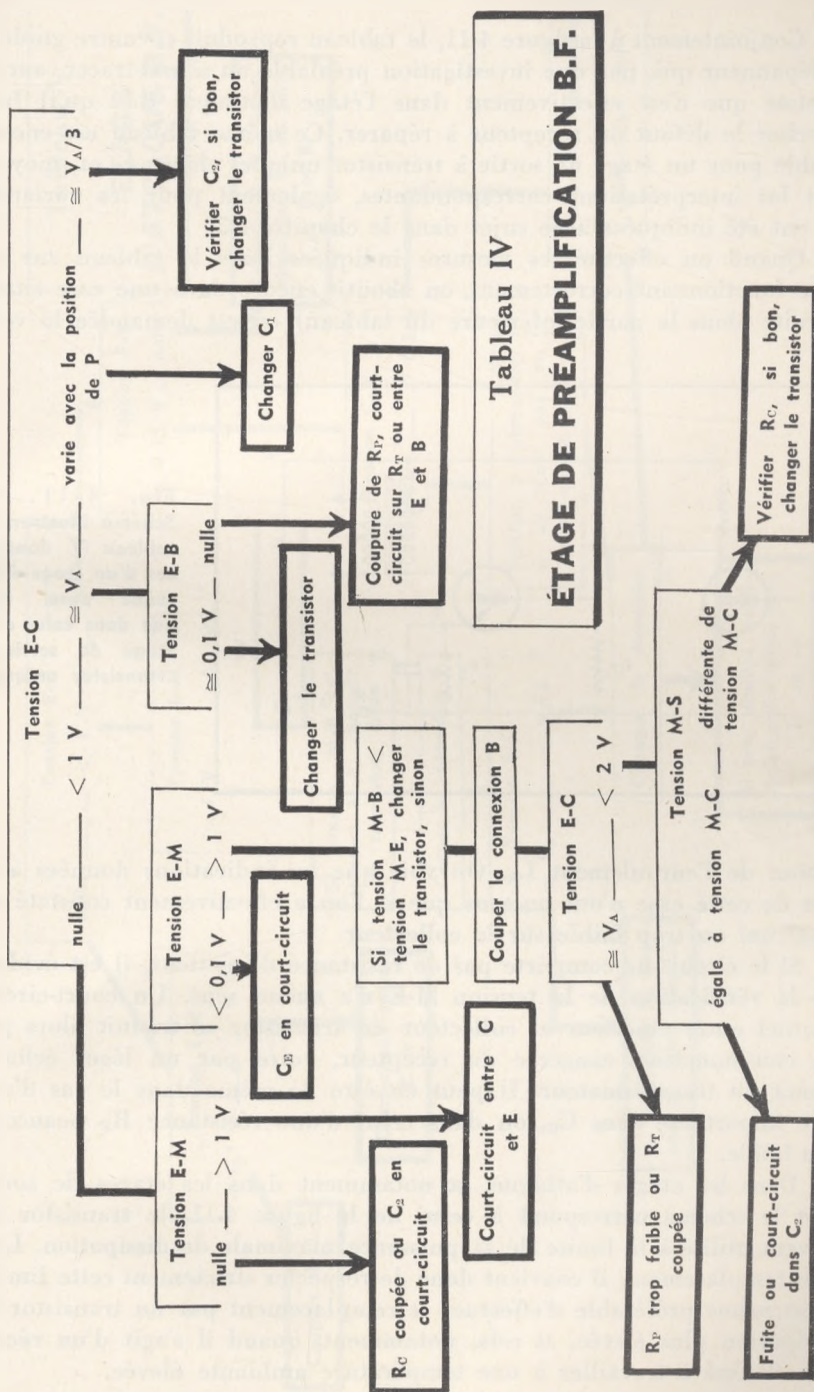


Fig. 4-10. — Ce schéma d'un étage de préamplification B.F. comporte les repères mentionnés dans le tableau ci-contre.

tension important ne pourra donc être obtenu dans l'étage B.F. que si la résistance de charge possède une valeur élevée, et si, en même temps, le transistor suivant travaille en collecteur commun.

Sur le principe de fonctionnement d'un étage B.F., ainsi que sur les variantes qu'on risque de rencontrer en pratique, des indications ont été données dans le chapitre 2.3.



Etage d'attaque B.F.

Conjointement à la figure 4-11, le tableau reproduit ci-contre guidera le dépanneur qui, par une investigation préalable au signal-tracer, aurait constaté que c'est effectivement dans l'étage d'attaque B.F. qu'il faut chercher le défaut du récepteur à réparer. Ce même tableau est encore valable pour un étage de sortie à transistor unique, classe A, et, moyennant les interprétations correspondantes, également pour les variantes qui ont été indiquées à ce sujet dans le chapitre 2.3.

Quand on effectue les mesures indiquées dans le tableau sur un étage fonctionnant correctement, on aboutit encore dans une case située à droite (dans la partie inférieure du tableau) où est demandée la véri-

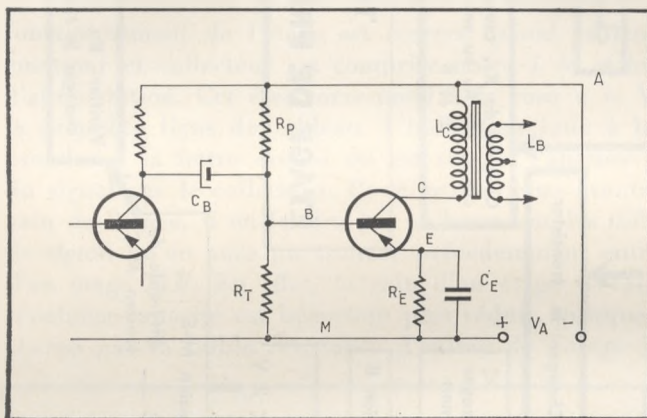
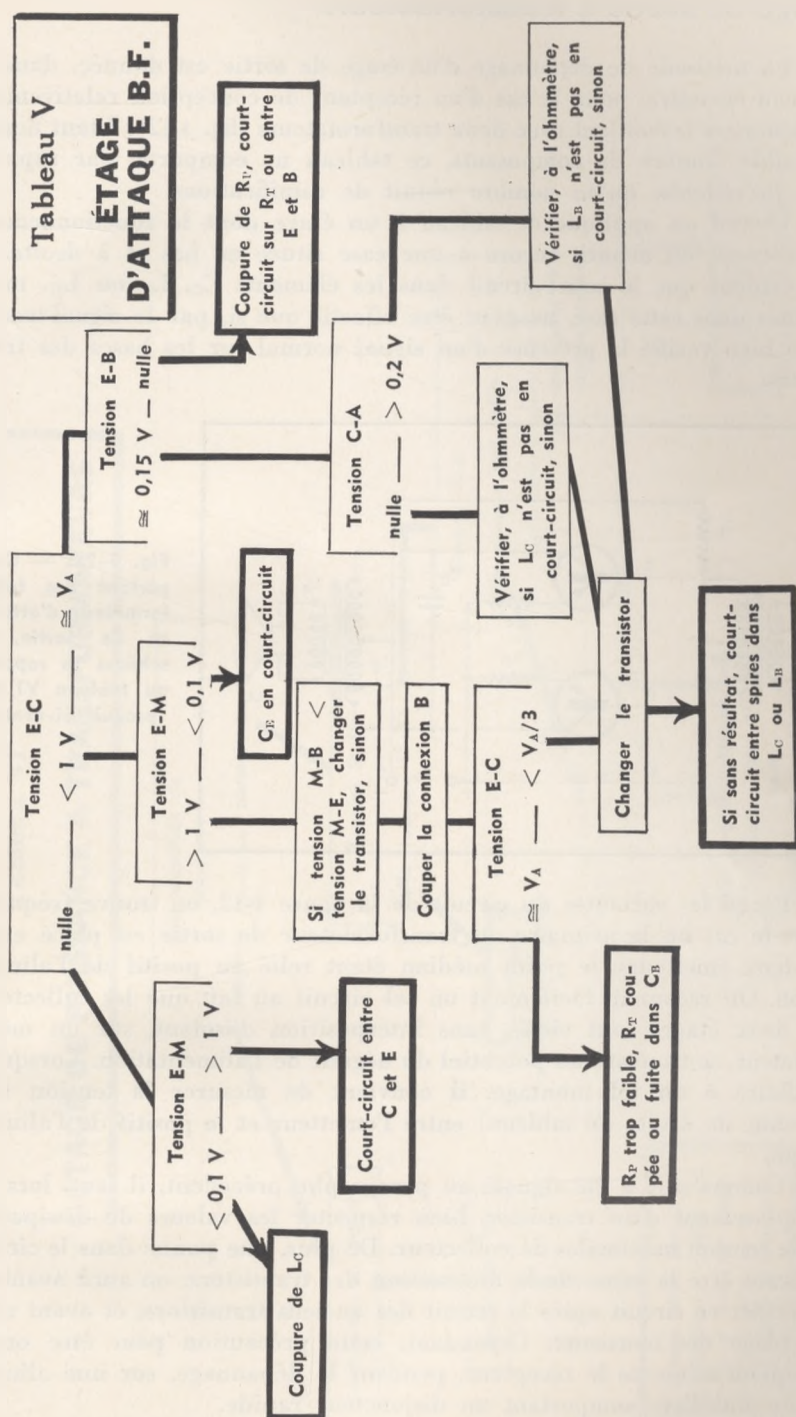


Fig. 4-11. — Schéma illustrant le tableau V dans le cas d'un étage d'attaque aussi bien que dans celui d'un étage de sortie à transistor unique.

fication de l'enroulement L_B . On voit que les indications données à la suite de cette case n'ont un sens que si l'on a effectivement constaté un signal nul ou trop faible sur le collecteur.

Si le circuit ne comporte pas de résistance d'émetteur, il est évident que la vérification de la tension M-E n'a aucun sens. Un court-circuit éventuel entre émetteur et collecteur du transistor se traduit alors par une consommation exagérée du récepteur, voire par un léger échauffement du transformateur. Il peut en être de même dans le cas d'une fuite importante dans C_B , ou dans celui d'une résistance R_P beaucoup trop faible.

Dans les étages d'attaque, et notamment dans les étages de sortie dont le schéma correspond à celui de la figure 4-11, le transistor est souvent utilisé à la limite de sa puissance maximale de dissipation. Lors d'un remplacement, il convient donc de respecter strictement cette limite. Il est même préférable d'effectuer le remplacement par un transistor de dissipation plus élevée, et cela, notamment, quand il s'agit d'un récepteur destiné à travailler à une température ambiante élevée.



Etage de sortie à transformateurs

La méthode de dépannage d'un étage de sortie est donnée, dans le tableau ci-contre, pour le cas d'un récepteur de conception relativement ancienne, et travaillant avec deux transformateurs (fig. 4-12). Etant donné le faible nombre de composants, ce tableau ne comporte, par rapport aux précédents, qu'un nombre réduit de ramifications.

Quand on applique ce tableau à un étage dont le fonctionnement est correct, on aboutit encore à une case située en bas et à droite. Il est évident que le court-circuit dans les éléments C_C , L_P ou L_H , mentionnés dans cette case, ne peut être effectif que si, par le signal-tracer, on a bien vérifié la présence d'un signal normal sur les bases des transistors.

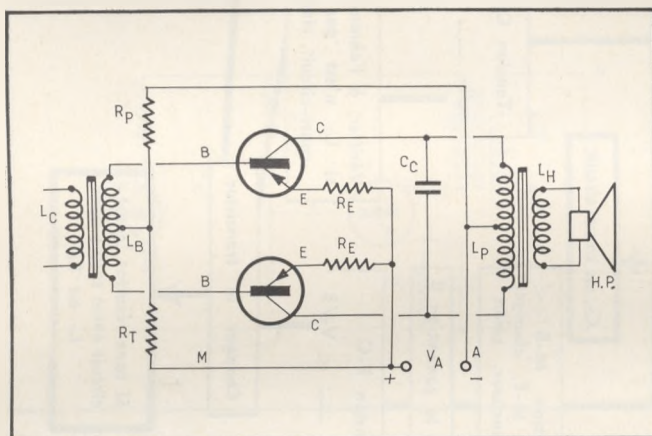


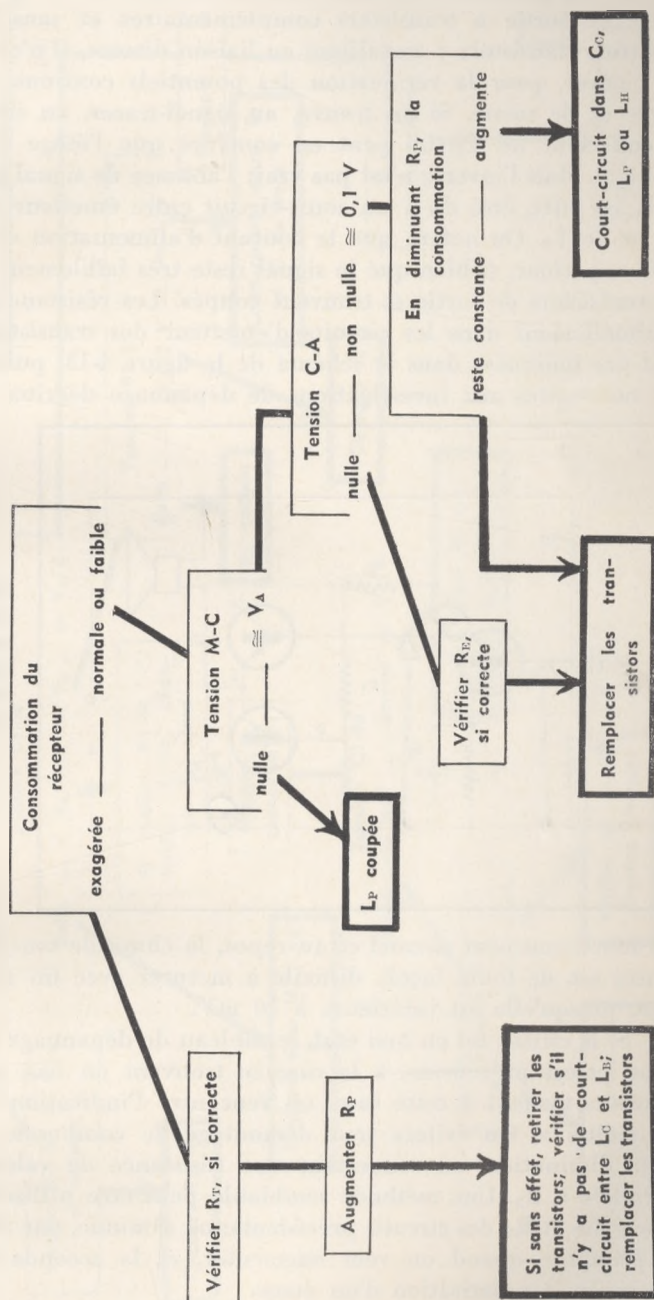
Fig. 4-12. — Comportant des transformateur d'attaque et de sortie, ce schéma se rapporte au tableau VI, reproduit ci-contre.

Parmi les variantes du circuit de la figure 4-12, on trouve fréquemment le cas où le primaire du transformateur de sortie est placé entre les deux émetteurs, le point médian étant relié au positif de l'alimentation. On reconnaît facilement un tel circuit au fait que les collecteurs des deux étages sont vissés, sans interposition d'isolant, sur un même radiateur, se trouvant au potentiel du négatif de l'alimentation. Lorsqu'on a affaire à un tel montage, il convient de mesurer la tension C-A (colonne de droite du tableau) entre l'émetteur et le positif de l'alimentation.

Comme cela a été signalé au paragraphe précédent, il faut, lors du remplacement d'un transistor, bien respecter les valeurs de dissipation et de tension maximales de collecteur. De plus, une panne dans le circuit pouvant être la cause de la destruction des transistors, on aura avantage à vérifier ce circuit après le retrait des anciens transistors, et avant mise en place des nouveaux. Cependant, cette précaution peut être omise lorsqu'on alimente le récepteur, pendant le dépannage, sur une alimentation stabilisée comportant un disjoncteur rapide.

Tableau VI

ÉTAGE DE PUISSANCE A TRANSFORMATEURS



Etage de sortie sans transformateur

Illustré par la figure 4-13, le tableau VII, reproduit ci-contre, indique la marche à suivre dans le cas où une panne a été délimitée dans un étage de sortie à transistors complémentaires et sans transformateur. Les trois transistors y travaillant en liaison directe, il n'est guère possible de séparer, pour la vérification des potentiels continus, les étages d'attaque et de sortie. Si on trouve, au signal-tracer, un signal correct sur le collecteur de T_1 , on peut en conclure que l'étage d'attaque est en bon état. Mais l'inverse n'est pas vrai; l'absence de signal sur ce collecteur peut, en effet, être dû à un court-circuit entre émetteur et collecteur de T_2 ou de T_3 . On notera que le courant d'alimentation de T_1 passe dans le haut-parleur, si bien que le signal reste très faiblement audible, quand les transistors de sortie se trouvent coupés. Les résistances qu'on prévoit habituellement dans les circuits d'émetteur des transistors de sortie ne sont pas indiquées dans le schéma de la figure 4-13, puisqu'elles ne sont pas nécessaires aux investigations de dépannage décrites par le tableau.

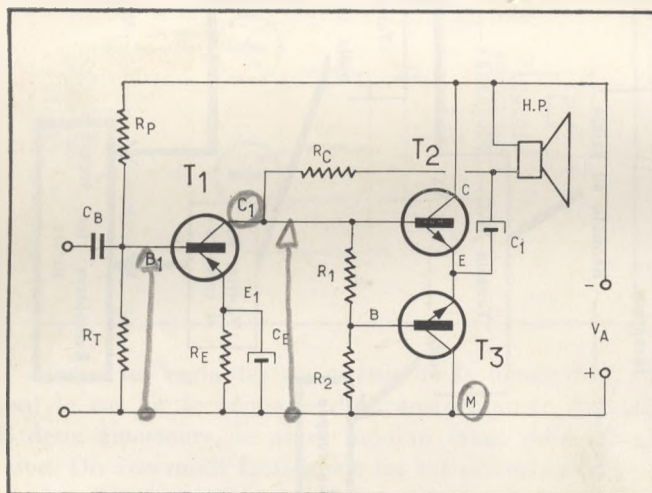
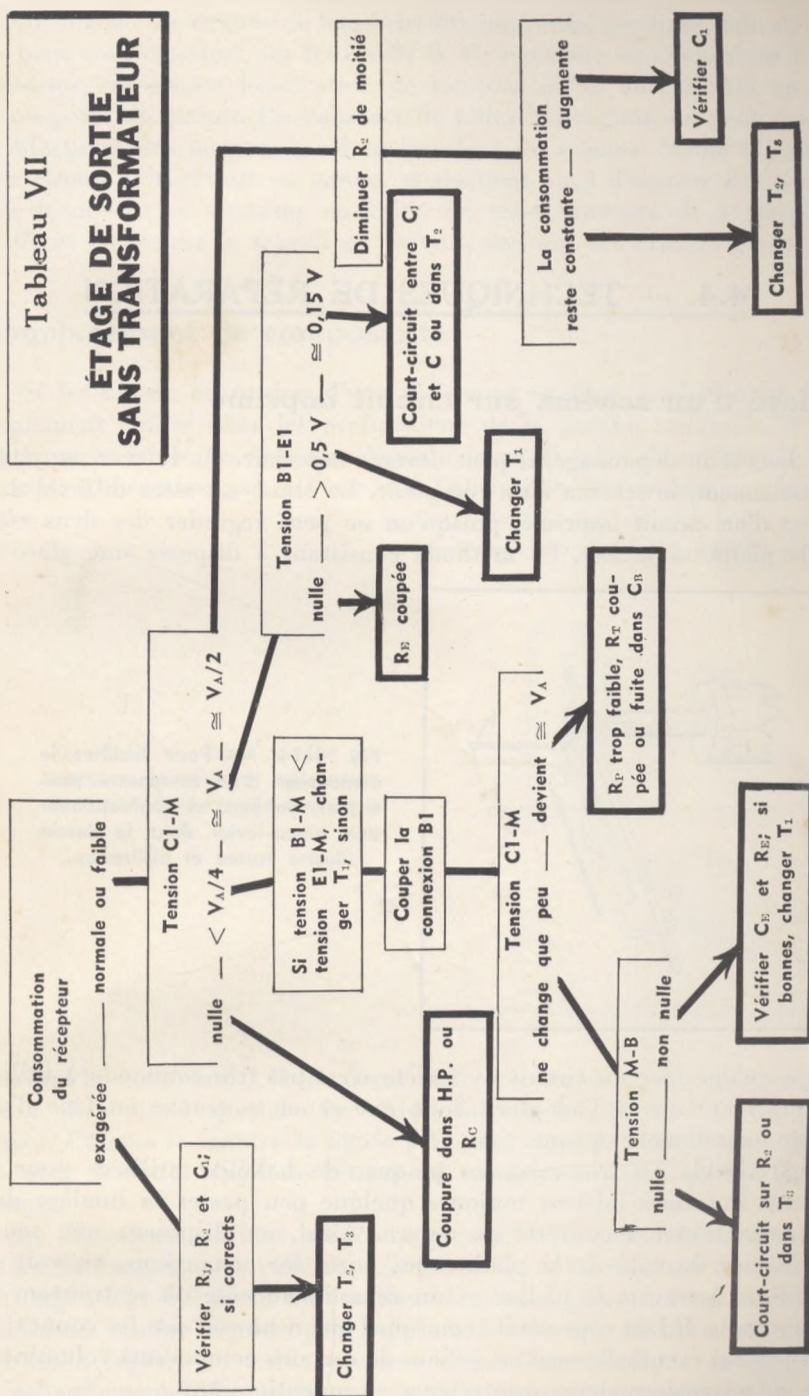


Fig. 4-13. — Schéma d'un amplificateur B.F. sans transformateur et à transistors complémentaires, illustrant le tableau VII.

En fonctionnement normal et au repos, la chute de tension sur ces résistances est, de toute façon, difficile à mesurer avec un appareillage courant, puisqu'elle est inférieure à 10 mV.

Si le circuit est en bon état, le tableau de dépannage conduit, comme dans les cas précédents, à la case se trouvant en bas, à droite. Sur le parcours menant à cette case, on rencontre l'indication « Diminuer R_2 de moitié ». On évitera tout démontage de composant, si on effectue cette diminution, en connectant une résistance de valeur identique en parallèle à R_2 . Une méthode semblable peut être utilisée avec les résistances R_P et R_T des circuits précédents; on diminue, par mise en parallèle, la première quand on veut augmenter, et la seconde quand on veut diminuer la polarisation d'un étage.



4.4. — TECHNIQUES DE RÉPARATION

Relevé d'un schéma sur circuit imprimé

Lors d'un dépannage, il peut devenir nécessaire de relever, au moins partiellement, le schéma d'un récepteur. La chose est assez difficile dans le cas d'un circuit imprimé, puisqu'on ne peut regarder des deux côtés de la platine à la fois. La méthode consistant à disposer une glace de

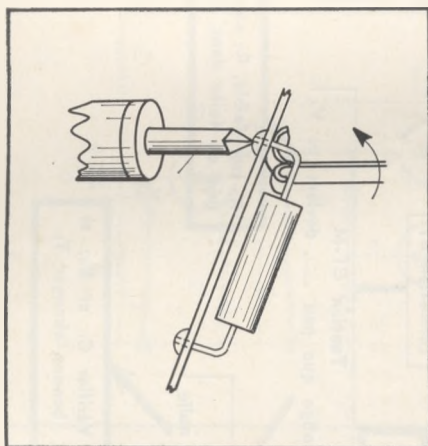


Fig. 4-14. — Pour faciliter le démontage d'un composant posé à plat, on peut se confectionner une pince-levier dont le dessin illustre forme et utilisation.

façon qu'une face du circuit s'y reflète n'est pas très commode à utiliser en pratique; on ne l'adoptera donc que si on se trouve en face d'une platine absolument opaque.

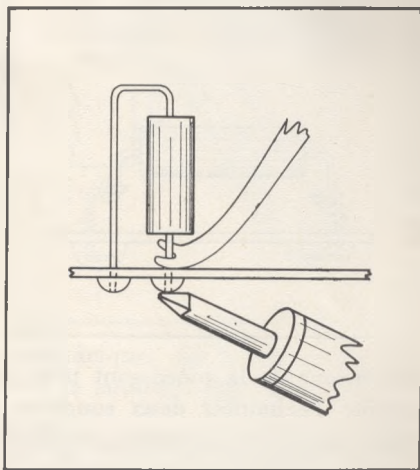
Mais cela est très rare, les plaques de bakélite utilisées pour les circuits imprimés laissent toujours quelque peu passer la lumière dans les endroits non recouverts de cuivre. Ainsi, en disposant une source d'éclairage du côté de la platine qui porte les connexions, on voit ces dernières à travers la platine si on regarde du côté où se trouvent les composants. Il faut cependant remarquer qu'on ne voit pas les connexions qui passent éventuellement en dessous de certains composants volumineux, tels que transformateurs, contacteurs et potentiomètres.

Pour faciliter le repérage des connexions, certains fabricants prévoient, sur la face cuivrée de leurs circuits imprimés, certaines indications. On peut trouver, ainsi, les lettres E, B, C, signalant les connexions d'un transistor, ou encore l'indication de tensions qu'on doit trouver en tel ou tel point du circuit. En l'absence de telles indications, on peut s'aider en effectuant des mesures pendant le relevé du schéma. Même s'il s'agit d'un circuit se trouvant en panne, et risquant ainsi d'accuser des potentiels incorrects en certains endroits, de telles mesures de vérification facilitent largement le travail en évitant, surtout, des erreurs grossières.

Remplacement de composants

Si les fils de connexion d'une résistance ou d'un condensateur sont simplement enfilés dans les perforations de la platine imprimée, il est relativement facile de démonter le composant. Il suffit d'appliquer le fer à souder alternativement à l'une et à l'autre des deux soudures, tout en

Fig. 4-15. — Pince fendue permettant de soulever un composant monté en épingle à cheveux.



soulevant le composant à l'aide d'une lame de couteau ou de tournevis, ou encore d'un outil spécial (fig. 4-14) faisant levier, facile à confectionner. Comme le montre la figure 4-15, une sorte de pince fendue peut être utile lorsqu'il s'agit de retirer un composant monté en épingle à cheveux.

Le démontage devient beaucoup plus difficile quand les extrémités des fils de connexion ont été repliés lors de la mise en place du composant (fig. 4-16). Même si, en fouillant avec une pince à long bec dans la soudure rendue liquide par l'application du fer, on arrive à saisir l'extrémité repliée et à la redresser, l'opération implique en général un échauffement tel que les composants voisins en souffrent. On a

alors beaucoup plus vite fait de couper les connexions soit en A (fig. 4-16), pour retirer le morceau de fil par en dessous, soit en B, pour monter le nouveau composant sur les tronçons de fil, comme cela est indiqué dans le bas de la figure 4-16.

Un autre problème délicat est celui des composants comportant plus de deux connexions rigides. Si ces connexions sont suffisamment près les unes des autres (comme dans le cas du potentiomètre du multivibrateur, fig. 3-22), on peut les échauffer simultanément avec un fer dont la panne a été limée de façon à présenter une grande surface plate. Après retrait de la pièce, on nettoie le circuit en secouant ou en essuyant, après échauffement, la soudure superflue. Des trous éventuellement obturés peuvent être débouchés à chaud, avec un fil d'aluminium ou une épingle d'acier fortement oxydée, ne prenant pas la soudure. Si les

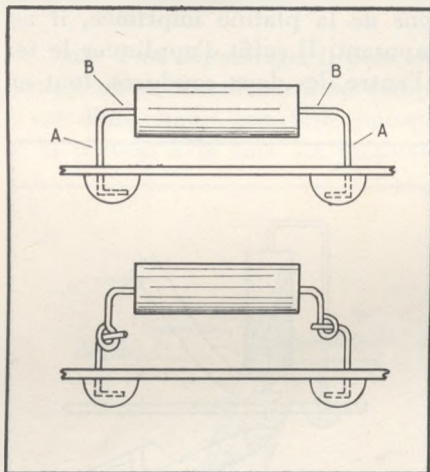


Fig. 4-16. — Quand les fils de connexion se trouvent repliés sous la plaquette, on peut fixer le composant nouveau sur les tronçons de fil subsistant après sectionnement de l'ancien.

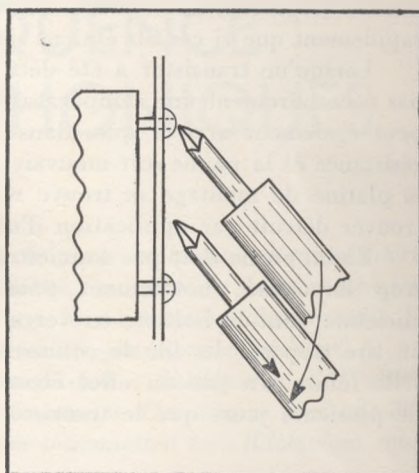
dimensions de la pièce sont plus grandes (transformateur B.F.), on peut essayer d'échauffer deux soudures à la fois en tenant, dans une même mains, deux fers à souder, parallèlement. Comme le montre la figure 4-17, on fait glisser ces fers à souder l'un par rapport à l'autre, tout en les inclinant ensemble, jusqu'à ce que la distance entre les panes soit égale à celle existant entre les soudures. En jouant sur l'élasticité de la platine, on arrive alors à décoller progressivement la pièce à démonter. Sur les platines dont les connexions ne sont pas entièrement recouvertes de soudure (soudures effectuées point par point et non pas dans un bain d'étain), on évitera toutefois des efforts mécaniques importants, car les connexions risquent de se rompre.

Pour les travaux courants, on utilisera un fer à souder de petites dimensions mais travaillant à une température relativement élevée. Il est important en effet que la soudure d'un point de connexion fonde avant que la chaleur se propage par les fils menant aux composants. Avec un fer insuffisamment chaud, on est obligé d'insister longtemps

sur la soudure, si bien que les pièces connectées risquent de prendre une température prohibitive.

Quand on est devant la nécessité d'*ajouter* un composant sur un circuit imprimé, la méthode la plus simple consiste à le souder, sur la face cuivrée, entre les connexions correspondantes. Si on trouve cette méthode peu élégante, ou si des raisons d'encombrement n'en permettent pas l'application, le percement de trous supplémentaires est obligatoire. On ne percera ces trous dans des bandes cuivrées que lorsque celles-ci sont suffisamment larges. Autrement, on se contentera de percer dans la bakélite nue; avant soudure, on repliera les extrémités des fils introduits, de façon qu'elles touchent la connexion correspondante. Si besoin est, une coupure peut être effectuée dans une connexion imprimée à l'aide d'un grattoir, d'une lame de couteau, ou en attaquant la platine par

Fig. 4-17. — En faisant glisser parallèlement deux fers à souder tenus dans une même main, on arrive à en disposer les pannes de façon à pouvoir échauffer deux soudures à la fois.



un foret affûté d'une façon presque cylindrique. Au fer à souder, on enlèvera, auparavant, le plus possible de la soudure qui recouvre éventuellement la connexion à sectionner.

Lors des manipulations que nécessitent ces remplacements de composants, on devra s'astreindre à ne jamais mettre le bâtonnet de ferrite en contact avec l'aimant du haut-parleur. Autrement, ce bâtonnet risque de recevoir une aimantation permanente qui en altère fortement les qualités et qui nécessite un remplacement.

Semiconducteurs et fer à souder

En principe les transistors sont, dans un récepteur, les éléments les plus sensibles à la température. Dans la pratique, la chose n'est pas aussi délicate qu'on le croit généralement, car tous les transistors, ainsi que les diodes à pointe, sont fournis avec des fils de connexion en alliage spécial, mauvais conducteur de chaleur. On peut ainsi, sans danger pour

le semiconducteur, en échauffer les connexions à une distance de 5 mm de la sortie du boîtier, et cela à une température de 250 °C pendant 10 secondes, ou à 400 °C pendant 5 secondes. Lorsque la distance indiquée se trouve réduite à 1,5 mm, une température de 250 °C est encore admissible pendant 5 secondes. On voit qu'il est surtout important de travailler avec un fer bien chaud, afin de pouvoir effectuer très rapidement les soudures.

Il reste à signaler que l'alliage utilisé pour les fils de connexion est également assez mauvais conducteur électrique. Etant donné les intensités auxquelles on travaille, la chose est sans importance dans le cas des transistors B.F. Avec des semiconducteurs utilisés en haute fréquence on combat la perte pouvant être due à un effet de peau en utilisant des fils de connexion dorés. Ne s'oxydant pas, cette mince couche d'or facilite largement la soudure qui, de ce fait, peut se faire bien plus rapidement que si ces fils étaient simplement étamés.

Lorsqu'un transistor a été détruit lors de sa mise en place, ce n'est pas nécessairement une température trop élevée qu'il faut incriminer. Il peut également arriver que, dans le fer à souder, l'isolement entre la résistance et la panne soit mauvais; et si, d'une manière ou d'une autre, la platine de montage se trouve reliée à la terre, le transistor peut se trouver détruit par application d'une tension trop forte.

Enfin, on ne doit pas soumettre un transistor à un effort mécanique trop important, notamment pour certains transistors de conception ancienne dont le boîtier, en verre, risque de se fêler à sa base quand on tire trop sur les fils de connexion. Provoquant une entrée d'air, une telle fêlure n'a pas un effet électrique immédiat; ce n'est qu'au bout de plusieurs jours que le transistor cesse de fonctionner.

5. - LES RECEPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE ET STEREOPHONIQUES

La modulation de fréquence est la seule technique digne d'intérêt pour la transmission de la haute fidélité, car elle est bien moins sensible aux perturbations électriques que la modulation d'amplitude. De plus, elle est utilisée sur des fréquences à propagation réduite, ce qui réduit la probabilité d'une perturbation due à l'utilisation d'un même canal de transmission par plusieurs émetteurs. Ces canaux peuvent être suffisamment larges pour qu'on puisse transmettre très fidèlement toute la gamme des sons acoustiques.

Le récepteur à modulation de fréquence fait appel aux avantages des transistors aussi bien dans le cas de l'appareil portatif que dans celui de l'appareil domestique. Mais puisque, notamment dans sa version stéréophonique, il ne s'adresse qu'à une clientèle particulière, le réparateur n'en aura que rarement en mains, et il ne pourra acquérir que difficilement cette habitude expérimentale qui le dispensera de revenir constamment à des considérations théoriques. Il nous a ainsi paru opportun de rappeler l'essentiel des principes de base avant d'aborder la technique de réception. De plus on trouvera, dans les chapitres consacrés aux divers étages d'un récepteur à modulation de fréquence, les indications de dépannage en liaison immédiate avec les exposés sur le fonctionnement.

5.1. — PRINCIPE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Comparaison entre modulations d'amplitude et de fréquence

Pour qu'on puisse mieux saisir les différences entre les types de modulation, la figure 5-1 rappelle d'abord le principe de la modulation d'amplitude (A.M.). On voit que c'est l'intensité ou l'amplitude de l'onde émise qui varie avec le signal B.F., issu du microphone. Le pilote, engendrant la porteuse sous forme d'une onde entretenue pure, se trouve suivi par un étage modulateur, agissant comme un robinet ou un potentiomètre de puissance sur l'onde. La figure 5-1 illustre ce principe; le signal B.F. se retrouve dans l'enveloppe du signal H.F. issu du modulateur. En prenant isolément une période de ce signal complexe, on voit qu'elle ne correspond pas exactement à une sinusoïde pure. En effet, le signal modulé en amplitude est composé de trois fréquences différentes : la porteuse et les deux bandes latérales. L'écart entre chacune de ces fréquences est égal à la fréquence de modulation B.F.; et l'amplitude des fréquences latérales est d'autant plus élevée que le degré de modulation est plus fort, c'est-à-dire que la modulation est plus profonde.

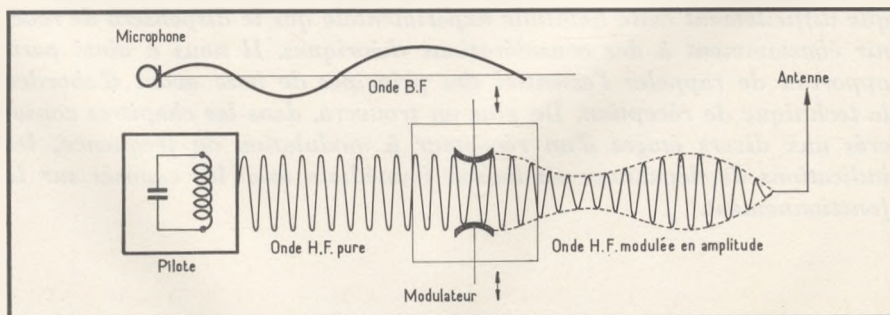


Fig. 5-1. — Principe de la modulation d'amplitude.

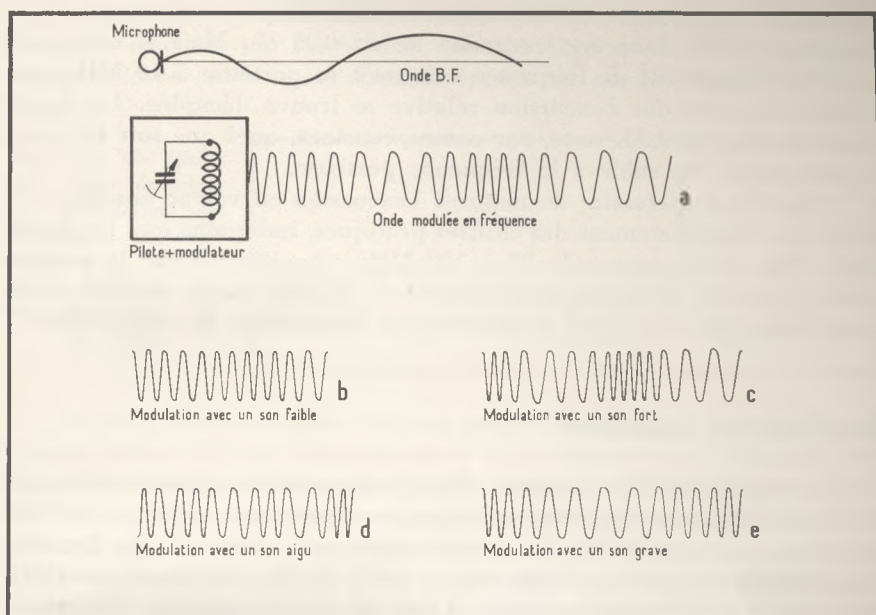


Fig. 5-2. — Principe de la modulation de fréquence.

On voit qu'il faut un certain espace, ou un canal assez large, pour chaque émission. La valeur actuellement adoptée étant de 9 kHz, la fréquence la plus élevée qu'on peut transmettre est donc de 4 500 Hz. On s'impose là une restriction assez pénible, car l'oreille est, en effet, encore sensible à des fréquences trois fois plus élevées, et ces fréquences définissent précisément le timbre de la musique. L'émission en ondes très courtes, modulée en fréquence, par contre, est apte à transmettre intégralement la gamme des fréquences audibles.

En modulation de fréquence (F.M.), pilote et modulateur forment un même étage (fig. 5-2 a). La modulation agit ici, comme son nom l'indique, sur la *fréquence* du circuit oscillant qui varie ainsi selon le rythme de la B.F. On peut, par exemple, brancher un microphone-condensateur aux bornes de ce circuit; les vibrations de la voix transmises sur sa membrane font alors varier la fréquence du pilote. Il est évident que cette variation est d'autant plus intense que l'amplitude de modulation est plus forte (fig. 5-2 b et c), et d'autant plus rapide que la fréquence de modulation est plus élevée (fig. 5-2 d et e).

Excursion et taux de modulation

En F.M., on ne peut parler, comme en A.M., d'un degré de modulation. L'excursion peut, évidemment, s'exprimer en pourcentage de la fréquence porteuse; un émetteur travaillant sur une fréquence de 100

MHz avec une plage de modulation de 50 kHz de part et autre de cette fréquence aurait donc une excursion de $\pm 0,05 \%$. Mais si ce signal subit un changement de fréquence ramenant sa porteuse à 10 MHz par exemple, on voit que l'excursion relative se trouve décuplée. Le degré de modulation en A.M. reste, par contre, constant, quel que soit le changement qu'on fait subir à la fréquence porteuse.

Il est donc nécessaire de mesurer l'excursion en valeur absolue; et, pour citer immédiatement des chiffres pratiques, indiquons que les émetteurs F.M. de la gamme de 87 à 100 MHz travaillent, dans le monde entier, avec une excursion maximum de ± 75 kHz. Cette excursion est proportionnelle à la valeur instantanée de l'amplitude de modulation.

Les bandes latérales

Il serait erroné de conclure, d'après les considérations précédentes sur l'excursion, que le spectre des fréquences émises par un émetteur F.M. ne s'étend que de 75 kHz de part et autre de sa porteuse. Au lieu des deux fréquences latérales bien connues en A.M., nous en avons, en F.M., un nombre théoriquement infini. Leur amplitude diminue, heureusement, avec leur écart de la porteuse, et on peut les négliger à partir d'un certain rang.

Dans la modulation de fréquence à bande étroite, utilisée quelquefois par les amateurs-émetteurs et où l'excursion est de l'ordre de la fréquence de modulation la plus élevée à transmettre, il suffit de respecter les deux premières fréquences latérales (fig. 5-3). Comme en A.M., leur distance de la porteuse est égale à la fréquence de modulation.

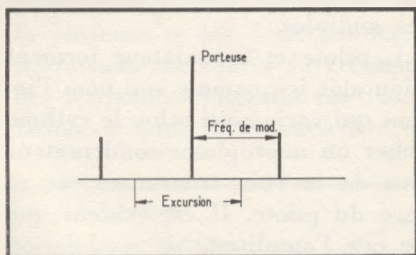


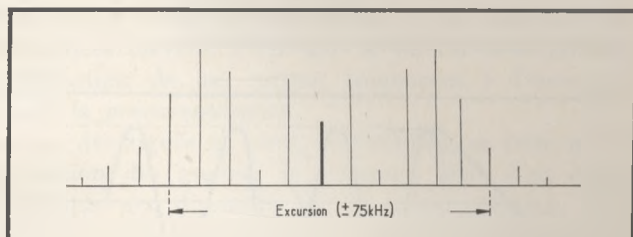
Fig. 5-3. — Aux faibles excursions, il suffit de tenir compte de deux bandes latérales.

Il est possible de supprimer la porteuse et une bande latérale et de ne conserver que l'autre; et il est curieux de constater qu'alors le produit de cette opération ne se distingue en rien de la modulation d'amplitude à bande latérale unique.

Avec les valeurs d'excursion utilisées en radiodiffusion, le nombre des fréquences latérales devient plus important (fig. 5-4). Leur distance est toujours égale à la fréquence de modulation, mais on voit que leur amplitude ne décroît pas nécessairement avec leur écart de la porteuse.

Le spectre de fréquence total à transmettre est donc de $3/2$ environ de la plage couverte par l'excursion, soit 225 kHz au total. On doit tenir compte de ce chiffre pour l'établissement des amplificateurs F.I.

Fig. 5-4. — Spectre d'une émission en modulation de fréquence. L'excursion est de 75 kHz et la fréquence de modulation de 15 kHz.



On est en droit d'être un peu surpris de lire que des largeurs de bandes aussi fortes soient nécessaires en modulation de fréquence, tandis qu'en modulation d'amplitude une bande de 30 kHz environ serait suffisante pour transmettre toutes les finesses d'un signal musical. Nous verrons, par la suite, que cette largeur de bande est en rapport avec l'effet anti-parasites. Mais, d'une façon générale, la radiodiffusion sur ondes très courtes ne peut utiliser des bandes très étroites. D'une part, la stabilité des oscillateurs est trop faible, et d'autre part, on ne peut que difficilement réaliser des transformateurs F.I. suffisamment sélectifs. Pour éviter des perturbations (fréquence image, entraînement des oscillateurs) on est, en effet, obligé de choisir une fréquence intermédiaire de l'ordre de 10 MHz.

L'effet anti-parasites

En F.M., l'amplitude du signal H.F. reste constante, quelle que soit l'amplitude ou la fréquence du signal de modulation. Comme les perturbations affectent principalement cette amplitude H.F., il doit être possible de les éliminer par un limiteur.

Un tel limiteur possède, dans sa forme idéale, une caractéristique telle que l'indique la figure 5-5. Malheureusement, il n'est pas capable d'éliminer entièrement la perturbation, comme on le voit dans la figure 5-5 d'une manière peut-être un peu simpliste : la période parasitée ne possède plus la même forme que ses voisines après écrêtage ; elle est donc, prise toute seule, d'une fréquence différente. Or, comme notre détecteur sera précisément sensible aux variations de fréquence, la période parasitée se manifestera par un crachement désagréable dans le haut-parleur.

En réalité, les choses se passent d'une manière moins simple, et leur développement mathématique entraînerait assez loin. Retenons donc seulement ceci : une perturbation dont la fréquence est égale à celle de la porteuse reçue reste parfaitement inaudible. Au fur et à mesure que

la fréquence de la perturbation s'écarte de cette valeur, elle est perçue avec une amplitude de plus en plus forte. Enfin, si elle est émise sur une des extrémités de la plage couverte par l'excursion, elle a le même effet qu'en modulation d'amplitude. Le battement d'interférence auquel donne lieu la perturbation est, évidemment, égal à la différence entre les fréquences porteuse et perturbatrice.

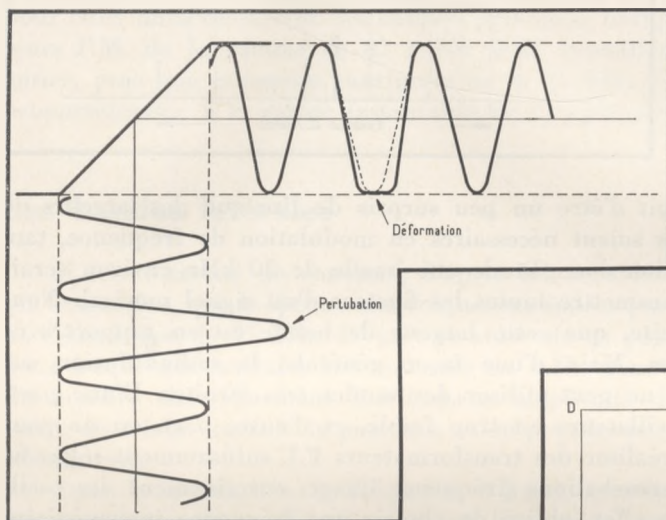
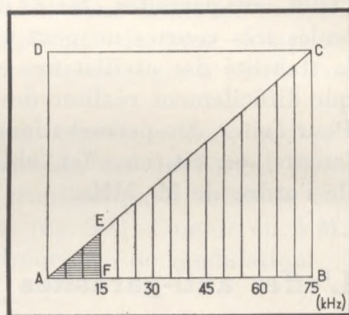


Fig. 5-5. - Principe de fonctionnement d'un limiteur d'amplitude.

Fig. 5-6. — Ce graphique exprime l'effet de la réduction du bruit et des perturbations qu'offre la modulation de fréquence.



Ces considérations, applicables, pour l'instant, à une perturbation de fréquence définie (émission entretenue) sont résumées dans la figure 5-6. Les traits verticaux dans le grand triangle inférieur représentent l'amplitude avec laquelle on perçoit une perturbation émise sur des fréquences plus ou moins écartées de la porteuse. Or, les perturbations qu'on rencontre en pratique couvrent en général toute une plage de fréquences. C'est donc la surface du triangle ABC qui représente l'amplitude de la perturbation en F.M. En A.M., elle est égale au rectangle ABCD. D'après ces considérations, la F.M. serait donc moitié moins sensible aux perturbations que la A.M.

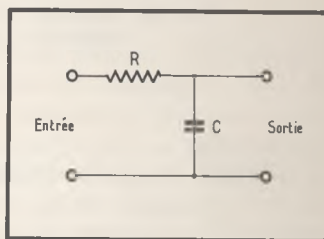
Or, nous n'avons pas encore tenu compte du fait que les battements supérieurs à 15 kHz sont inaudibles. En réalité, ce n'est donc que la surface du triangle AEF qui exprime l'amplitude des perturbations perceptibles. L'effet anti-parasites ainsi obtenu constitue une amélioration de 18,75 dB par rapport à la modulation d'amplitude. On voit, en même temps, l'avantage des excursions importantes.

La préaccentuation

La figure 5-6 avait montré que les perturbations donnent principalement lieu à des sons aigus. On peut donc les étouffer d'une manière beaucoup plus efficace qu'en A.M. en affaiblissant, à la réception, la reproduction des fréquences élevées. Pour que la fidélité n'en souffre pas, on relève l'amplification de ces mêmes fréquences à l'émission. Cette opération s'appelle la *préaccentuation*.

Une suramplification des aiguës ne peut, évidemment, se faire qu'au détriment de l'amplification des graves; la puissance utile d'un émetteur se trouve donc quelque peu diminuée par la préaccentuation. Toutefois, elle permet de diminuer le niveau des perturbations de 23 dB par rapport à la modulation d'amplitude.

Fig. 5-7. — La désaccentuation est effectuée par un circuit RC dont la constante de temps est de 50 μ s.



Afin qu'on puisse opérer, à la réception, la *désaccentuation* correspondante, le taux de préaccentuation est fixé par une norme : la constante de temps du circuit correcteur doit être de 50 microsecondes. Ce dernier (fig 5-7) consiste simplement en un condensateur et une résistance; le produit de leurs valeurs (R en kilohms et C en millièmes de μ F) doit être égal à 50. Ce circuit se branche immédiatement après la détection; les valeurs les plus courantes sont 50 k Ω et 1 000 pF.

La dynamique orchestrale

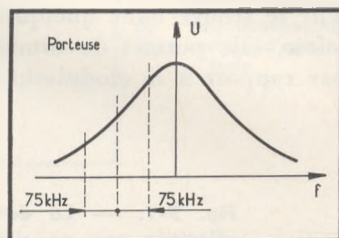
Dans le jeu d'un orchestre, le rapport des pressions acoustiques dépasse fréquemment la valeur de 1 000. Etant donné le niveau de perturbation relativement élevé en A.M. et l'importance du bruit d'aiguille des disques, on a été contraint, jusqu'ici, de comprimer pour toute reproduction musicale le taux de dynamique à 100 ou 200 environ. En F.M., une transmission sans compression de dynamique est possible. Cependant, on ne fait que rarement usage de cette possibilité, car seuls les auditeurs habitant un pavillon isolé pourraient en profiter sans gêner leurs voisins...

En plus de cela, une telle mesure désavantagerait les auditeurs ne recevant qu'un faible signal. L'effet anti-parasites de la F.M. diminuant avec l'amplitude du signal reçu, elle ne conserve plus aucun avantage sur la A.M. à partir d'une certaine distance de l'émetteur.

Principe de la détection F.M.

Les montages de détection utilisés dans les récepteurs à modulation de fréquence faisant l'objet d'un chapitre ultérieur, on ne trouvera ici que des indications sur le mode de détection le plus simple, et particulièrement intéressant pour un dépanneur travaillant avec un signal-tracer. Comme cet appareil ne permet que la détection de la modulation d'amplitude, on ne peut l'utiliser que si on effectue préalablement une conversion de modulation.

Fig. 5-8. — Détection de la modulation de fréquence sur un flanc de courbe de résonance.



Comme le montre la figure 5-8, une telle conversion peut être réalisée par un simple circuit oscillant, si on l'accorde de façon que la porteuse tombe au centre de la partie à peu près linéaire de la courbe de réponse. La tension délivrée par ce circuit sera alors fonction de la fréquence instantanée de l'émission.

Dans un récepteur, les circuits de fréquence intermédiaire peuvent être utilisés pour une telle conversion. Lorsqu'on connecte la sonde du signal-tracer sur un tel circuit, on entend à l'accord exact un signal faible et distordu. Ce signal devient plus intense et plus pur quand on désaccorde légèrement le circuit dans un sens ou dans l'autre. Dans un étage H.F. ou de conversion, cette expérience ne réussit qu'avec un signal d'attaque assez fort, parce qu'on alors affaire à des circuits de plus grande largeur de bande, et parce que la sensibilité du signal-tracer devient assez faible à 100 MHz. Néanmoins, en respectant les particularités signalées, le signal-tracer est parfaitement utilisable pour le dépannage des récepteurs à modulation de fréquence. De plus, il est parfaitement possible d'attaquer le récepteur examiné par un signal modulé en amplitude et de le poursuivre, d'étage en étage, par la méthode habituelle.

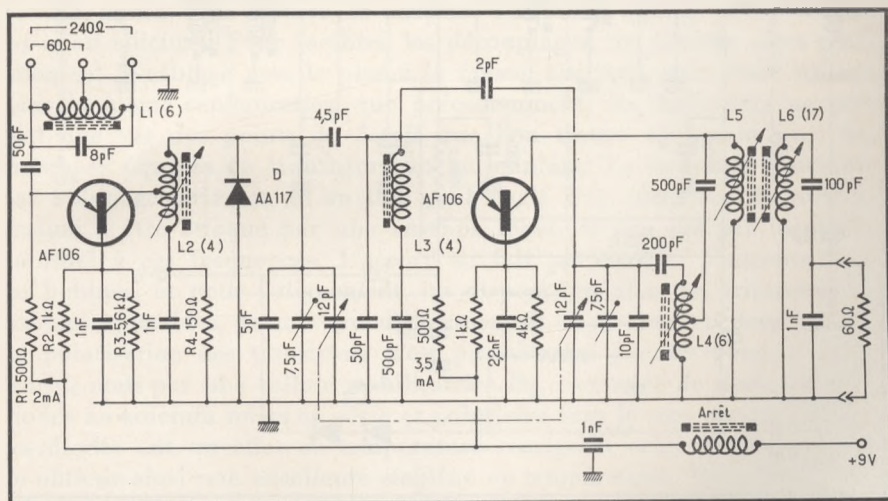
5.2. — LES BLOCS D'ENTRÉE

Blocs d'entrée à deux transistors

Dans les récepteurs combinés A.M./F.M., la plupart des transistors servent dans les deux fonctions de réception, et seulement ceux des étages d'entrée et de conversion V.H.F. ne comportent pas de commutation. On les réunit généralement, avec leurs bobinages et leurs organes d'accord, dans un bloc inséré entre l'antenne et le premier étage de fréquence intermédiaire.

La conversion peut être assurée, comme en A.M., par un transistor fonctionnant également en oscillateur. Cependant, dans la gamme de fréquences de 86 à 100 MHz, le gain d'un étage de conversion n'est pas suffisant, et on le fait toujours précéder d'un étage d'amplification. Un bloc d'entrée, ou « tuner », comporte donc au moins deux transistors.

Un schéma correspondant est donné dans la figure 5-9. Il est équipé



de deux transistors *n-p-n* mesa au germanium, travaillant en base commune. Le circuit oscillant d'entrée est accordé par une capacité faible, et sa bande passante est suffisamment grande pour couvrir entièrement la gamme de réception. Le signal est appliqué à l'émetteur de T_1 et prélevé sur le collecteur, tandis que la base est connectée à la masse par un condensateur de 1 nF. Par ailleurs, la base reçoit une polarisation par le diviseur de tension R_2 - R_3 , déterminant le courant dans la résistance d'émetteur R_1 . Dans le filtre de liaison (L_2 , L_3) on trouve une diode D , polarisée à 0,3 V environ par la chute aux bornes de R_4 , et destinée à limiter des signaux d'amplitude plus forte. L'accord du circuit de collecteur est effectué par un condensateur variable auquel on adjoint un trimmer et une capacité fixe d'appoint.

Dans l'étage de conversion, l'entrée et la polarisation sont effectuées de la même manière que précédemment. Dans le circuit de collecteur, on trouve le transformateur de fréquence intermédiaire (L_5 , L_6), ainsi que le circuit oscillateur (L_4). La réaction est assurée par un condensateur de 2 pF, rejoignant l'émetteur de T_2 . Les chiffres qui ont été

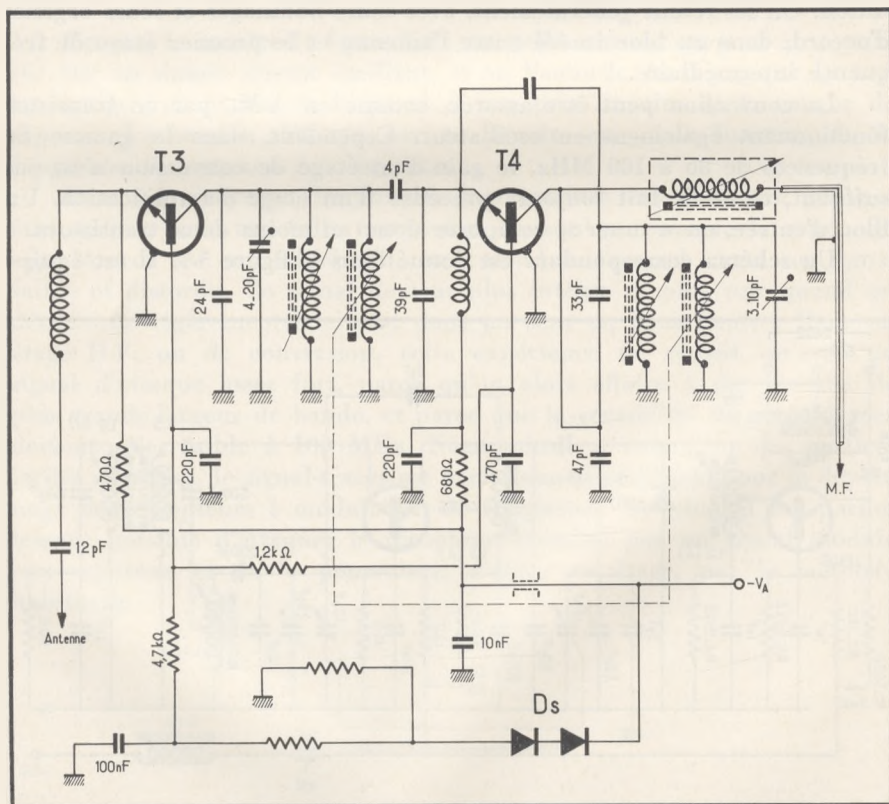


Fig. 5-10. — Dans ce bloc d'entrée, la polarisation des deux transistors est obtenue par une cellule stabilisatrice D_s .

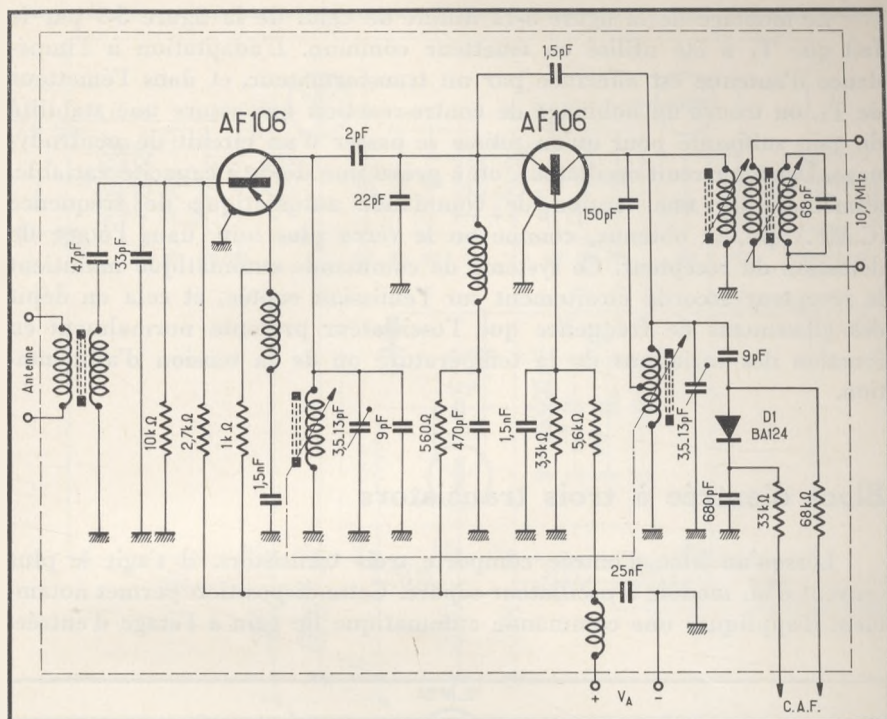


Fig. 5-11. — Le transistor de l'étage d'entrée est utilisé en émetteur commun et fonctionne avec une contre-réaction dans le circuit émetteur.

inscrits, entre parenthèses, à côté de bobinages, donnent un ordre de grandeur du nombre de spires des divers enroulements.

La figure 5-10 montre le schéma d'un bloc équipé de transistors *n-p-n* au silicium. Pour faciliter les découplages, on effectue alors généralement le câblage avec le plus à la masse. Les transistors étant utilisés dans la même configuration que précédemment, les différences ne portent que sur des points de détail que l'on trouve également avec des montages équipés de transistors au germanium. Le couplage d'antenne par bobinage série est dû au fait qu'il s'agit d'un récepteur de voiture, destiné à être attaqué par une antenne fouet, et non pas par le dipôle habituel à ces fréquences. L'accord se fait par noyaux plongeurs dans les bobines, et pour l'alignement, on dispose, en plus des trimmers, de bobines ajustables, permettant d'effectuer un alignement en deux points. La polarisation des transistors n'est pas obtenue par des ponts à résistances, mais par une cellule stabilisatrice D_s , composée de deux ou trois diodes au silicium mises en série et polarisées dans le sens direct. Comme ces diodes ont un effet de température corrigeant celui des transistors, on obtient ainsi une excellente stabilité en température. Très souvent, la cellule stabilisatrice sert également pour la polarisation d'autres transistors du récepteur.

Le montage de la figure 5-11 diffère de celui de la figure 5-9 par le fait que T_1 a été utilisé en émetteur commun. L'adaptation à l'impédance d'antenne est effectuée par un transformateur, et dans l'émetteur de T_1 , on trouve un bobinage de contre-réaction qui assure une stabilité de gain suffisante pour qu'on puisse se passer d'un circuit de neutrodyne. Dans le circuit oscillateur, on a prévu une diode à capacité variable, alimentée par une tension de commande automatique de fréquence (C.A.F.) qui est obtenue, comme on le verra plus loin, dans l'étage de détection du récepteur. Ce système de commande automatique maintient le récepteur accordé étroitement sur l'émission captée, et cela en dépit des glissements de fréquence que l'oscillateur présente normalement en fonction des variations de la température ou de la tension d'alimentation.

Blocs d'entrée à trois transistors

Lorsqu'un bloc d'entrée comporte trois transistors, il s'agit le plus souvent d'un modèle à oscillateur séparé. Cette disposition permet notamment d'appliquer une commande automatique de gain à l'étage d'entrée.

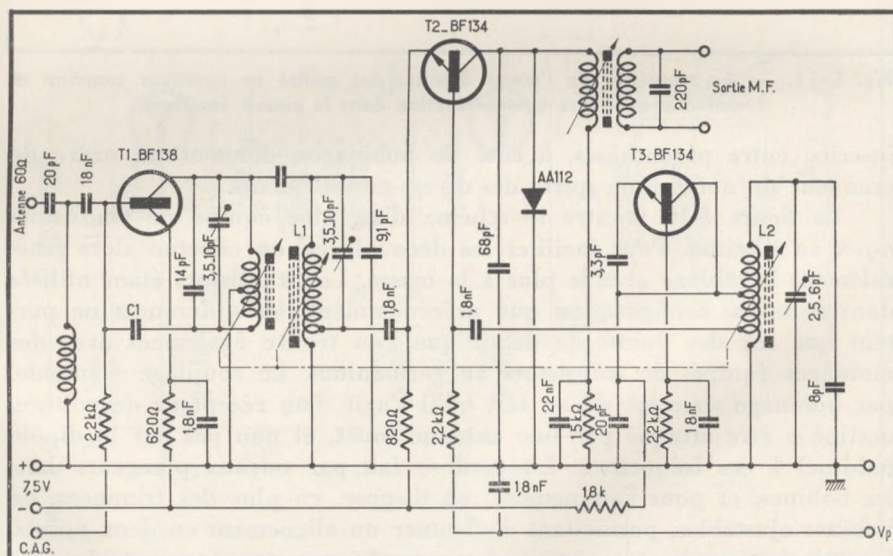


Fig. 5-12. — Bloc d'entrée à oscillateur séparé, et équipé de transistors au silicium.

Dans le cas des montages donnés plus haut, une telle régulation entraînerait des glissements de fréquence prohibitifs dans l'oscillateur.

Un premier exemple (fig. 5-12), relatif à des transistors *n-p-n* au silicium, comporte un étage d'entrée travaillant en émetteur commun

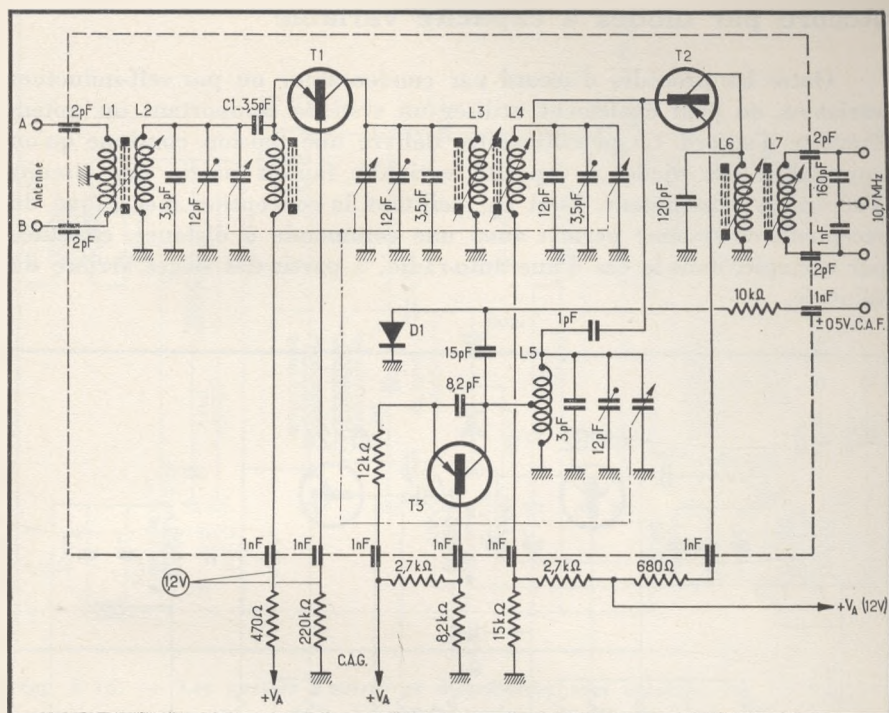


Fig. 5-13. — Bloc d'entrée à oscillateur séparé, l'étage de conversion travaillant en émetteur commun.

et neutrodyné par C_1 . La liaison entre le collecteur de T_1 et l'émetteur de T_2 s'effectue par un filtre de bande dont les deux circuits sont à accord variable. Le signal de l'oscillateur (T_3) est injecté sur la base de T_2 . La borne V_P mène à un circuit de polarisation semblable à celui de la figure 5-10.

Quant aux montages fondamentaux dans lesquels sont utilisés les deux premiers transistors du bloc, toutes les combinaisons sont possibles. Ils peuvent être tous deux en base commune ou en émetteur commun, mais on trouve plus souvent une configuration telle qu'elle est illustrée par la figure 5-13. Contrairement à l'exemple précédent, le premier étage y fonctionne en base commune et le second en émetteur commun, l'oscillation locale et le signal à convertir étant simultanément appliqués sur la base. Comme précédemment, le bloc est prévu pour l'application de tensions de commande automatique de gain et de fréquence.

L'exemple de la figure 5-14 montre qu'un bloc à trois transistors peut également comporter une conversion auto-oscillante, précédée de deux étages d'amplification. Le premier travaille en émetteur commun, le second en collecteur commun, l'accord se faisant par un condensateur variable à quatre cages.

Accord par diodes à capacité variable

Outre les procédés d'accord par condensateur ou par self-induction variables, on peut également utiliser un système comportant un potentiomètre d'accord. Ce potentiomètre délivre une tension continue qu'on applique à des diodes à capacité variable, faisant partie des circuits d'accord et d'oscillateur. Tout en facilitant la conception mécanique du récepteur, ce système permet aussi une commande à distance, effectuée par exemple, dans le cas d'une auto-radio, à partir des sièges arrière du véhicule.

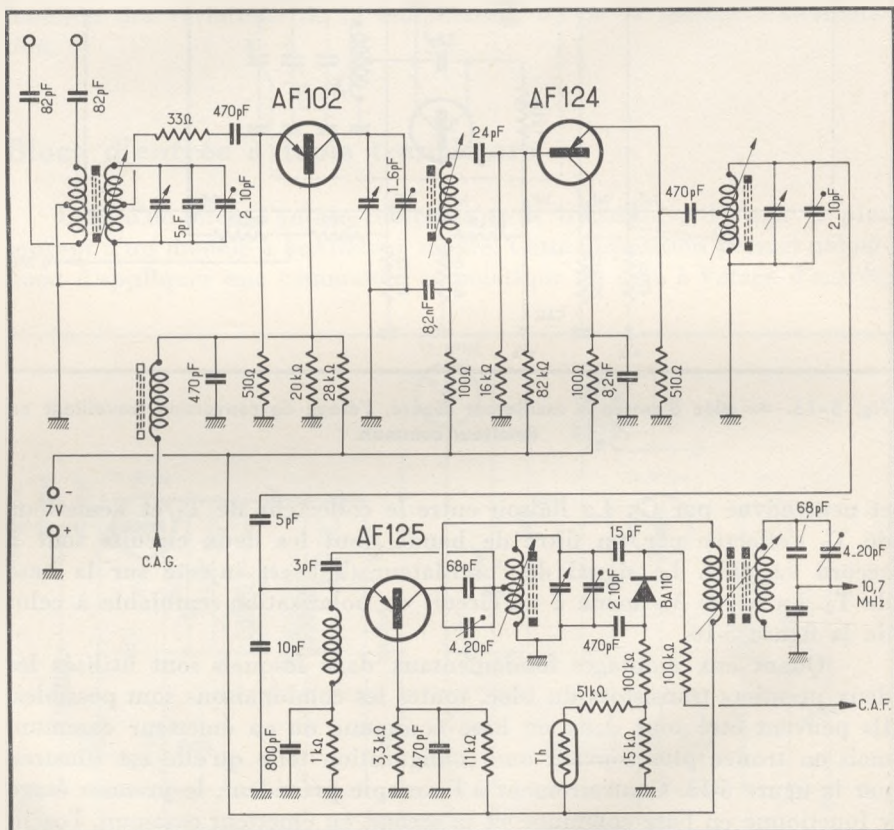


Fig. 5-14. — Une conversion auto-oscillante se trouve précédée par deux étages d'amplification H.F.

Le schéma d'un bloc d'accord correspondant est donné par la figure 5-15. D'une conception assez semblable à celui de la figure 5-11, ce schéma comporte, aux bornes de chacun des bobinages accordés, une paire de diodes BA 124, montées en opposition par rapport aux tensions alternatives des circuits, mais en série par rapport à la tension continue

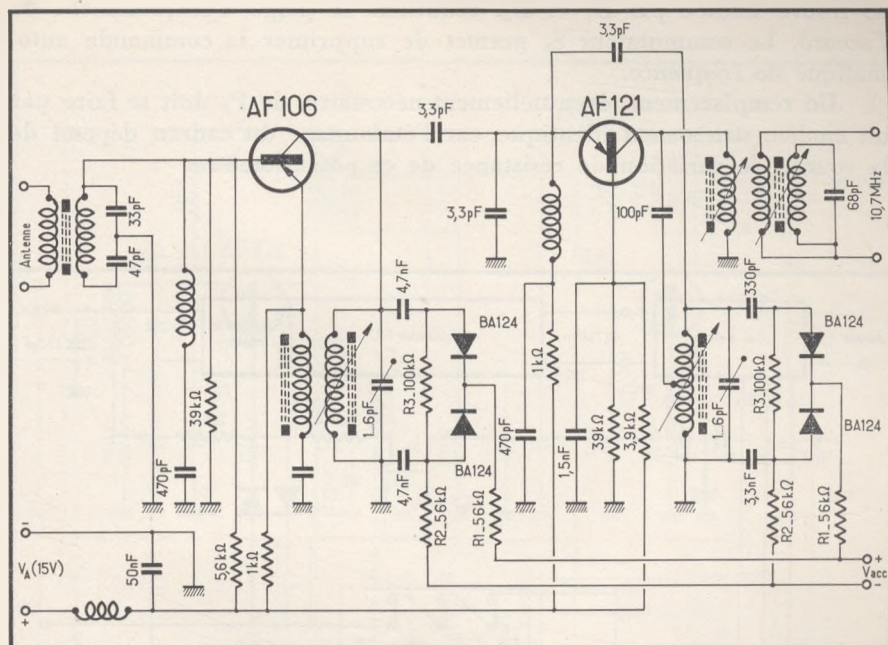


Fig. 5-15. — Les circuits d'entrée et d'oscillateur sont accordés par des diodes à capacité variable.

de commande V_{acc} . Le positif de cette tension parvient aux diodes par les résistances R_1 , et le négatif par R_2 , R_3 . Sous l'influence des tensions alternatives du signal, les capacités des diodes varient ainsi en sens inverse, et leur valeur globale de capacité ne dépend que de la tension continue de commande. Une telle disposition symétrique n'est pas nécessaire dans le cas des diodes de réglage automatique d'accord, car on peut les coupler très lâchement aux circuits, puisqu'elles ne doivent couvrir qu'une plage de fréquences relativement étroite.

La figure 5-16 montre le circuit de commande du bloc de la figure 5-15. Comme il s'agit d'un récepteur de voiture, on ne dispose que d'une tension maximale d'alimentation de 7,1 V. Pour obtenir les 15 V nécessaires pour la commande des diodes à capacité variable, on a prévu un convertisseur délivrant cette tension avec une tolérance de 0,5 %. Par le commutateur S_3 , on peut mettre en service trois potentiomètres qu'on règle une fois pour toutes sur les stations les plus souvent écoutées. Si aucune des touches de S_3 n'est manœuvrée, le potentiomètre P_1 se trouve en service; il permet l'accord continu sur toute la gamme. Il est mis hors circuit lorsqu'on connecte le bouchon du câble de commande à distance. En série avec la tension de commande manuelle, on connecte celle de commande automatique de fréquence, prélevée, comme on le verra plus loin, au détecteur de rapport. L'amplitude de cette tension

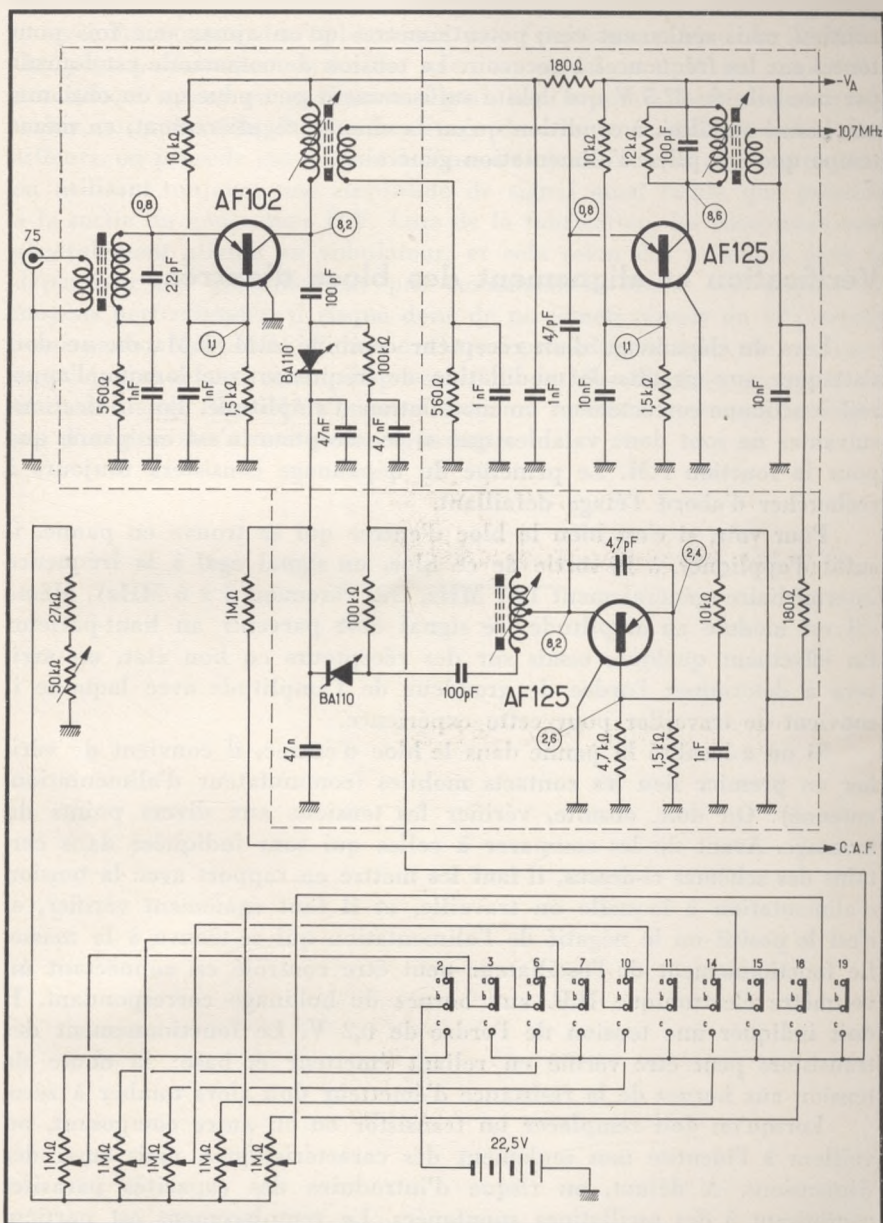


Fig. 5-17. — Etages d'entrée d'un récepteur dont l'accord s'effectue uniquement par des touches qui commandent des diodes à capacité variable.

qu'on entende une émission locale à plusieurs endroits du cadran. En pratique, cet effet ne sera pas très gênant, car on n'a pas prévu d'accord continu, mais seulement cinq potentiomètres qu'on ajuste une fois pour toutes sur les fréquences à recevoir. La tension de commande est fournie par une pile de 22,5 V qui débite suffisamment peu pour qu'on obtienne une bonne stabilité, à condition qu'on la change régulièrement, en même temps que les piles d'alimentation générale.

Vérification et alignement des blocs d'entrée

Lors du dépannage d'un récepteur combiné A.M./F.M., on ne doit s'attaquer aux circuits de modulation de fréquence que lorsque l'appareil fonctionne correctement en modulation d'amplitude. Les indications suivantes ne sont donc valables que si le récepteur n'est en panne que pour la fonction F.M. Le principe du dépannage consistera toujours à rechercher d'abord l'étage défaillant.

Pour voir, si c'est bien le bloc d'entrée qui se trouve en panne, il suffit d'appliquer, à la sortie de ce bloc, un signal égal à la fréquence intermédiaire (généralement 10,7 MHz, très rarement 5 à 6 MHz). Même s'il est modulé en amplitude, ce signal doit parvenir au haut-parleur. En effectuant quelques essais sur des récepteurs en bon état, on arrivera à déterminer l'ordre de grandeur de l'amplitude avec laquelle il convient de travailler pour cette expérience.

Si on a localisé la panne dans le bloc d'entrée, il convient de vérifier en premier lieu les contacts mobiles (commutateur d'alimentation, antenne). On doit, ensuite, vérifier les tensions aux divers points du montage. Avant de les comparer à celles qui sont indiquées dans certains des schémas ci-dessus, il faut les mettre en rapport avec la tension d'alimentation à laquelle on travaille, et il faut également vérifier, si c'est le positif ou le négatif de l'alimentation qui se trouve à la masse. Le fonctionnement de l'oscillateur peut être contrôlé en connectant un voltmètre électronique H.F. aux bornes du bobinage correspondant. Il doit indiquer une tension de l'ordre de 0,2 V. Le fonctionnement des transistors peut être vérifié en reliant émetteur et base; la chute de tension aux bornes de la résistance d'émetteur doit alors tomber à zéro.

Lorsqu'on doit remplacer un transistor ou un autre composant, on veillera à l'identité non seulement des caractéristiques, mais aussi des dimensions. A défaut, on risque d'introduire des capacités parasites conduisant à des oscillations spontanées. Le remplacement est particulièrement délicat dans le cas des diodes d'accord à capacité variable qui subissent toujours, lors du montage du récepteur, une sélection préalable quant à leur courbe de capacité. Dans beaucoup de cas, la solution la plus rationnelle consistera dans le remplacement pur et simple du bloc d'entrée.

Quel que soit le mode d'accord utilisé, l'alignement du bloc s'effectue toujours avec les trimmers sur les fréquences élevées de la gamme, et avec les noyaux des bobines sur une fréquence voisine de 88 MHz. On peut parfaitement travailler avec un signal modulé en amplitude, notamment quand on prélève ce signal, par la sonde lectrice du signal-tracer, au collecteur du dernier étage de fréquence intermédiaire. Par ailleurs, on procède exactement comme cela était indiqué au chapitre 2.1., en utilisant toujours une amplitude de signal aussi faible que possible à la sortie du générateur H.F. Lors de la fabrication, les récepteurs sont généralement alignés au vobulateur, et cela selon des principes dont le dépanneur n'a généralement pas connaissance. Même s'il dispose de moyens perfectionnés, il risque donc de ne jamais réussir un alignement aussi parfait que celui d'origine. On ne procèdera donc à un réaligement que si cela s'avère indispensable. Si le bloc d'entrée comporte un filtre de bande (fig. 5-13), on aura toujours intérêt à conserver les réglages d'origine des circuits correspondants.

5.3. — AMPLIFICATION

DE FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE ET DÉTECTION

Récepteurs à gamme d'onde unique

Dans les installations de haute fidélité, on fait souvent appel à des blocs de réception distincts pour la modulation d'amplitude et pour la modulation de fréquence. Dans ce cas, l'amplificateur de fréquence intermédiaire est à fréquence unique et sa conception est relativement simple. Il comporte trois étages, quelquefois même quatre, comme c'est le cas dans l'exemple de la figure 5-18. Les deux premiers étages sont identiques, dans le troisième on trouve une diode D_1 produisant la tension pour la commande automatique de gain. Celle-ci n'est appliquée qu'au bloc d'entrée, pour éviter des effets d'intermodulation en cas de signaux de forte intensité. Dans l'amplificateur de fréquence intermédiaire, on n'effectue aucune commande de gain, puisque ce n'est que quand il est surmodulé que cet amplificateur peut assurer l'effet de limitation dont il était question dans le chapitre 5.1. L'état de surmodulation étant ainsi le régime courant du dernier étage, on y observe une tension constante en fonctionnement normal. Il n'est donc pas très indiqué d'y prélever une tension pour la commande automatique du gain. Le dernier étage attaque le détecteur de rapport dont le fonctionnement sera examiné plus loin.

Les nombreuses variantes qu'on connaît en matière d'amplificateurs de fréquence intermédiaire se distinguent essentiellement par le montage fondamental dans lequel le transistor est utilisé. C'est surtout dans les appareils de conception relativement ancienne qu'on trouve le montage base commune. Avec des transistors à faible capacité interne de contre-réaction, le montage émetteur commun est généralement utilisé sans neutrodynage. Cette capacité de réaction sera donc une caractéristique importante en cas de remplacement d'un transistor. Dans les récepteurs combinés A.M./F.M., on trouve même parfois une combinaison de

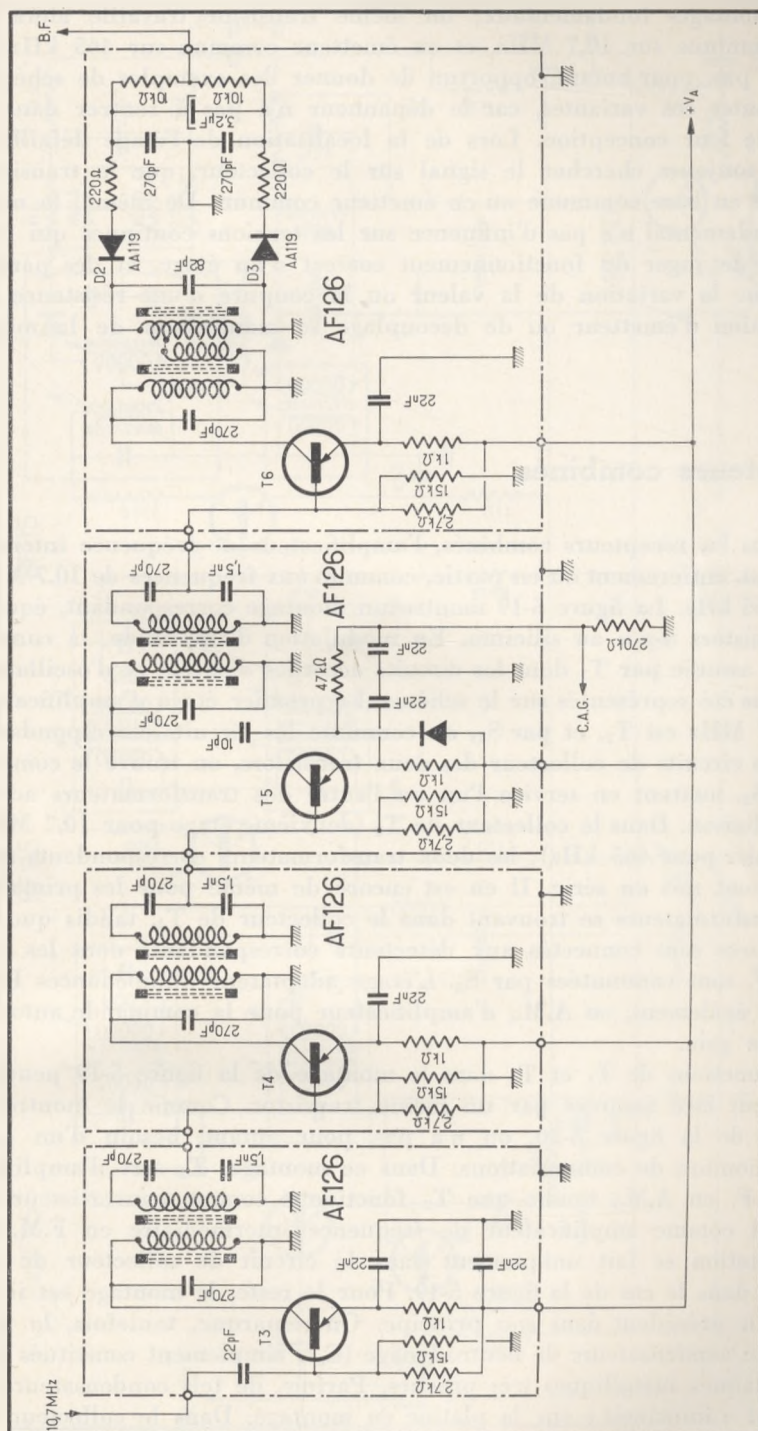


Fig. 5-18. — Amplificateur de fréquence intermédiaire d'un récepteur à gamme d'onde unique.

deux montages fondamentaux; un même transistor travaille alors en base commune sur 10,7 MHz, et en émetteur commun sur 465 kHz. Il ne sera pas, pour autant, opportun de donner des exemples de schémas pour toutes ces variantes, car le dépanneur n'a pas à rentrer dans le détail de leur conception. Lors de la localisation de l'étage défaillant, il doit toujours chercher le signal sur le collecteur, que le transistor travaille en base commune ou en émetteur commun. De même, le montage fondamental n'a pas d'influence sur les tensions continues qui permettent de juger du fonctionnement correct d'un étage, et des pannes telles que la variation de la valeur ou la coupure d'une résistance de polarisation d'émetteur ou de découplage se manifestent de la même façon.

Récepteurs combinés

Dans les récepteurs combinés, l'amplificateur de fréquence intermédiaire est, entièrement ou en partie, commun aux fréquences de 10,7 MHz et de 465 kHz. La figure 5-19 montre un montage correspondant, équipé de transistors *n-p-n* au silicium. En modulation d'amplitude, la conversion est assurée par T_1 dont les circuits accordés d'entrée et d'oscillateur n'ont pas été représentés sur le schéma. Le premier étage d'amplification sur 10,7 MHz est T_2 , et par S_1 , on commute les circuits correspondants. Dans les circuits de collecteur des deux transistors, on trouve le commutateur S_2 , mettant en service l'un ou l'autre des transformateurs accordés de liaison. Dans le collecteur de T_3 (deuxième étage pour 10,7 MHz, et premier pour 465 kHz), les deux transformateurs correspondants sont simplement mis en série. Il en est encore de même pour les primaires des transformateurs se trouvant dans le collecteur de T_4 , tandis que les secondaires sont connectés aux détecteurs correspondants dont les sorties B.F. sont commutées par S_4 . L'étage adaptateur d'impédances B.F., T_5 , sert également, en A.M., d'amplificateur pour la commande automatique de gain.

Les fonctions de T_1 et T_2 dans le montage de la figure 5-19 peuvent également être assurées par un même transistor. Comme le montre le schéma de la figure 5-20, on n'a pas, pour autant, besoin d'un plus grand nombre de commutations. Dans ce montage, T_1 sert d'amplificateur H.F. en A.M., tandis que T_2 fonctionne comme convertisseur en A.M. et comme amplificateur de fréquence intermédiaire en F.M. La commutation se fait uniquement dans le circuit de collecteur de T_2 , comme dans le cas de la figure 5-19. Pour le reste, le montage est identique au précédent dans son principe. On remarque, toutefois, la présence de condensateurs de neutrodynage (C_n), simplement constitués par deux plaques métalliques très proches. Parfois, de tels condensateurs se trouvent « imprimés » sur la platine de montage. Dans le collecteur de

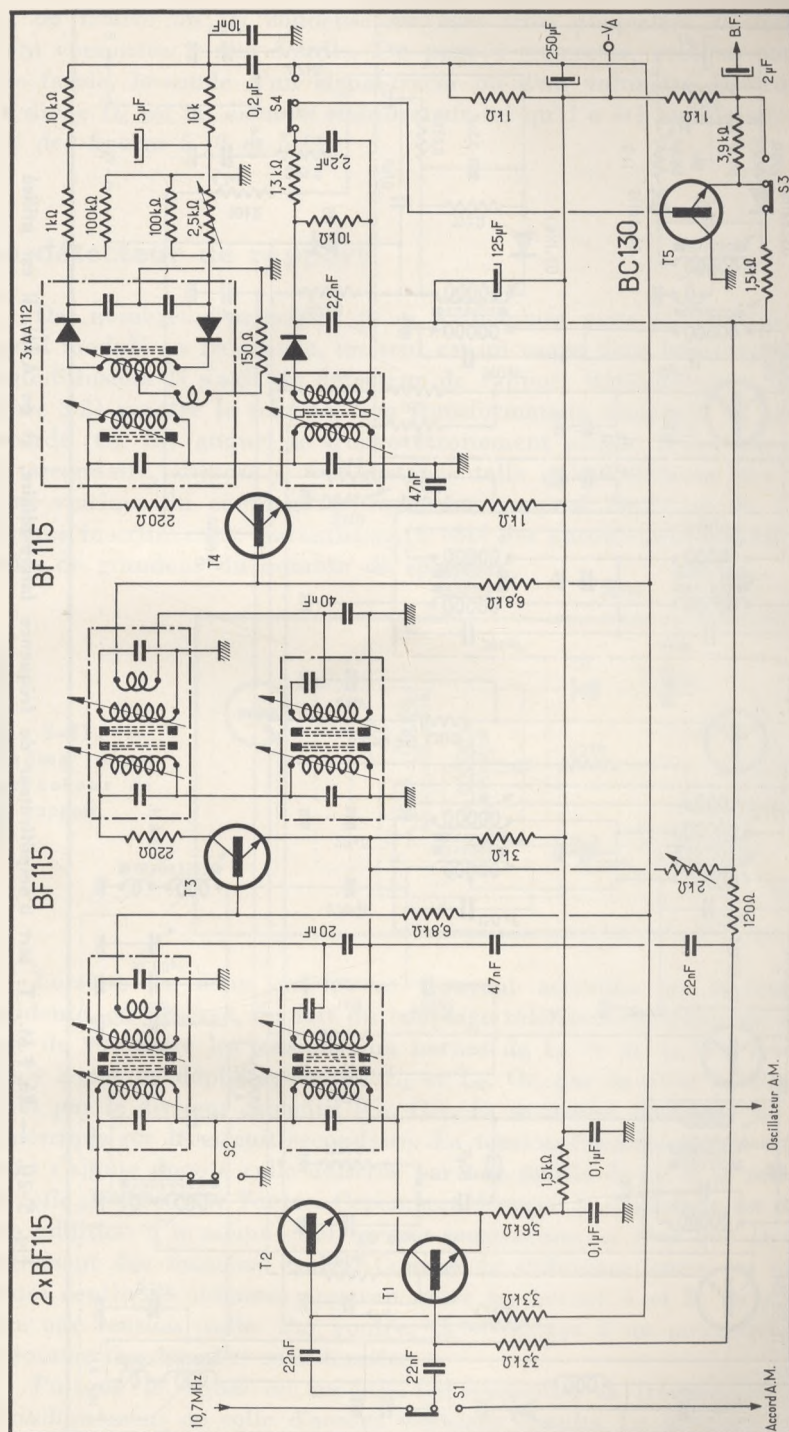


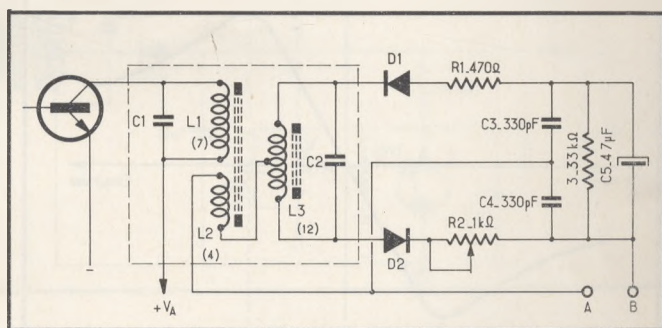
Fig. 5-19. — Dans cet amplificateur de fréquence intermédiaire, seulement T_3 et T_4 servent aux deux fonctions de réception.

T₆, on trouve un tel condensateur avec trois plaquettes, la troisième étant connectée à une douille. On peut y connecter, avec un couplage très faible, la sonde d'un signal-tracer ou d'un voltmètre électronique. La diode D₅ est un élément stabilisateur tel qu'il a été mentionné à propos des figures 5-10 et 5-12.

Le détecteur de rapport

Des nombreux principes qu'on a imaginés pour la détection d'un signal modulé en fréquence, un seul est un usage dans les récepteurs de radiodiffusion. Il s'agit du détecteur de rapport (ratio-detector) dont la figure 5-21 montre le schéma. Son transformateur comporte un primaire accordé (C_1 , L_1) auquel se trouve étroitement couplé l'enroulement L_2 . Le secondaire, disposé à une distance telle qu'on obtienne des conditions voisines du couplage critique, est composé de L_3 et de C_2 . Les chiffres inscrits, entre parenthèses, à côté des enroulements, donnent un ordre de grandeur du nombre de spires.

Fig. 5-21. — Schéma d'un détecteur de rapport.



Lorsque les deux circuits se trouvent accordés sur la fréquence incidente, on observe, du fait du couplage relativement lâche, un déphasage de 90° entre les tensions aux bornes de L_1 et de L_3 . En revanche, il n'y a pas de déphasage entre L_1 et L_2 . Or, par la prise médiane sur L_3 et par le diviseur capacitif (C_3 , C_4), L_2 se trouve connectée de façon symétrique sur le circuit secondaire. La tension fournie par cet enroulement s'ajoute donc à celle délivrée par une moitié de L_3 , et se retranche de celle délivrée par l'autre. Cependant, lorsque le déphasage est de 90° , une addition a le même effet qu'une soustraction, si bien que D_1 et D_2 redressent des tensions égales. Comme la différence entre les composantes continues obtenues apparaît entre les bornes A et B, on y observera une tension nulle. Par contre, C_5 se charge à un potentiel égal à la somme des tensions mentionnées.

Puisque le signal est modulé en fréquence, sa fréquence s'écarte périodiquement de celle d'accord des deux circuits. Le déphasage entre

L_1 et L_3 n'est alors plus égal à 90° , et la tension fournie par L_2 déséquilibré, dans un sens ou dans l'autre, les tensions continues redressées par D_1 et D_2 . Entre les bornes A et B, on obtient alors une tension qui est fonction de la fréquence instantanée. Nulle au repos, elle devient positive pour des excursions dans un sens, et négative pour des excursions dans l'autre. Normalement, l'une ou l'autre des bornes A et B se trouve à la masse.

La caractéristique d'un détecteur de rapport est reproduite dans la figure 5-22. Si la largeur de bande (b) est de 300 kHz ou plus, on aura une distorsion de démodulation très faible, puisque l'excursion normale de ± 75 kHz correspond à une partie très linéaire de cette caractéristique. En fait, cette linéarité ne pourra être obtenue qu'au prix de nombreux ajustements, couplage entre L_1 et L_3 , symétrie des enroulements, accord du secondaire, compensation des différences entre les résistances des diodes (R_1 , R_2).

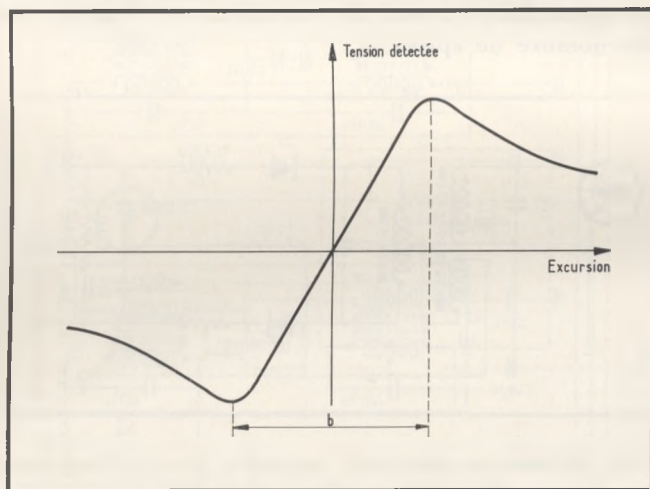


Fig. 5-22. — Caractéristique tension-fréquence d'un détecteur de rapport.

Lorsque le récepteur n'est pas exactement accordé sur la station reçue, la porteuse engendre, entre les bornes A et B, une tension continue qui est positive pour un désaccord dans un sens, et négative dans le cas d'un dérèglement dans l'autre sens. Cette tension peut être utilisée, comme on le verra plus loin, pour la commande automatique de fréquence.

Le condensateur C_5 se charge à une tension qui est fonction de l'amplitude du signal. Comme, en principe, l'étage d'amplification précédent reçoit un signal suffisamment intense pour qu'il y ait limitation, cette tension dépend peu du réglage d'accord. Mais, lors de la réception d'un signal suffisamment faible pour qu'il n'y ait pas de limitation dans l'amplificateur, C_5 peut avoir une fonction anti-parasite. S'opposant à toute

variation brusque, il tend, en effet, à court-circuiter toute impulsion parasite apparaissant aux bornes de L_3 . Par R_3 , on fait écouler la charge supplémentaire que prend C_5 dans ces conditions.

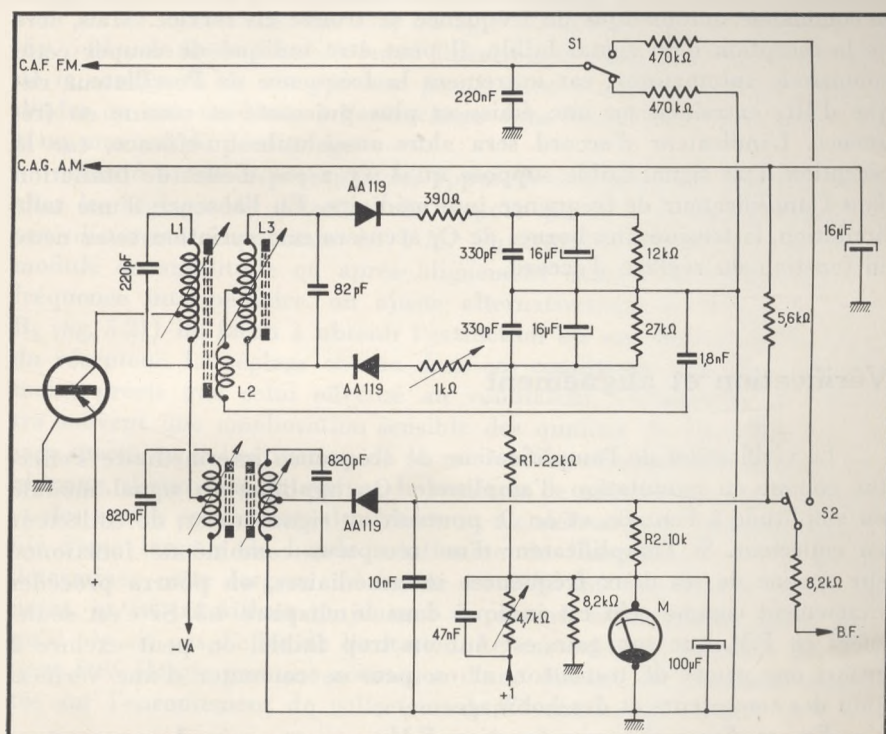


Fig. 5-23. — Circuits de détection A.M. et F.M., avec commandes automatiques de fréquence et de gain. L'indicateur d'accord (M) est commun aux deux fonctions.

Le schéma de la figure 5-23 montre la combinaison des deux détecteurs dans le cas d'un récepteur mixte. Par souci de symétrie, on a dédoublé, dans le détecteur de rapport, les composants R_3 et C_5 du schéma de la figure 5-21. Le point de symétrie se trouvant à la masse, on obtient la sortie B.F. sur L_2 . Au même point, on prélève, par une résistance de 470 kΩ, la tension de commande automatique de fréquence, appliquée à l'oscillateur local. En cas de réglage inexact sur la station à recevoir, cette tension modifie l'accord de l'oscillateur jusqu'à ce que l'accord exact soit obtenu. Lorsque l'on met hors service, par S_1 , la correction automatique de fréquence, on connecte la ligne correspondante à une résistance de 470 kΩ, grâce à laquelle la diode à capacité variable de l'oscillateur local peut travailler dans les mêmes conditions de polarisation que précédemment.

La tension aux bornes de C_1 passant par un maximum à l'accord exact, on peut l'utiliser pour une indication d'accord. Pour cela on l'applique, par R_1 , à un circuit comportant un galvanomètre M. En A.M., ce galvanomètre se trouve alimenté, via R_2 , par le détecteur correspondant. Lorsqu'on écoute la F.M., cet indicateur n'est guère utile quand la commande automatique de fréquence se trouve en service. Mais, lors de la réception d'un signal faible, il peut être indiqué de couper cette commande automatique, car autrement la fréquence de l'oscillateur risque d'être entraînée sur une émission plus puissante et voisine en fréquence. L'indicateur d'accord sera alors aussi utile qu'efficace, car la réception d'un signal faible suppose qu'il n'y a pas d'effet de limitation dans l'amplificateur de fréquence intermédiaire. En l'absence d'une telle limitation, la tension aux bornes de C_1 accusera une variation assez nette en fonction du réglage d'accord.

Vérification et alignement

La vérification de l'amplificateur de fréquence intermédiaire s'effectue comme en modulation d'amplitude. On applique un signal modulé en amplitude à l'entrée, et on le poursuit au signal-tracer, de collecteur en collecteur. Si l'amplificateur d'un récepteur combiné ne fonctionne sur aucune de ses deux fréquences intermédiaires, on pourra procéder exactement comme cela est indiqué dans le chapitre 4.3. Si c'est seulement en F.M. que son gain est nul ou trop faible, on peut exclure à priori une panne de transistor, et on peut se contenter d'une vérification des contacteurs et des bobinages.

En cas d'accrochage en fonction F.M., on aura soin de ne pas trop modifier les condensateurs de neutrodynage, car cela peut avoir des répercussions inattendues sur le fonctionnement en A.M. On cherchera plutôt à vérifier les condensateurs de découplage où à les dédoubler par des composants à faibles pertes placés avec un minimum de longueur de connexion.

L'alignement de l'amplificateur de fréquence intermédiaire peut encore être effectué avec un signal modulé en amplitude qu'on applique sur la base ou sur l'émetteur du transistor de conversion. La sonde du signal-tracer est à coupler très lâchement au collecteur du dernier étage. Lorsque le récepteur ne comporte pas une douille telle qu'elle avait été mentionné à propos de la figure 5-20, on passera simplement une boucle de fil isolé autour de la connexion correspondante du transistor. Si l'amplificateur comporte des filtres de bande (fig. 5-19) on devra toujours amortir, sur chaque filtre, le circuit opposé à celui qu'on est en train de régler. Cet amortissement peut être effectué par une résistance de quelques kilohms. On ajuste ainsi tous les circuits de l'amplificateur, sauf le secondaire du détecteur de rapport.

Le réglage du détecteur de rapport est beaucoup plus délicat, car la fidélité de la réception en dépend. La seule méthode rigoureuse fait appel à un vobulateur très linéaire qu'on connecte à l'entrée de l'amplificateur et qu'on règle de façon à observer, sur l'oscilloscope (à courant continu), connecté à la sortie B.F. du détecteur, une courbe identique à celle de la figure 5-22. Ensuite, on agit sur les réglages de L_3 et de R_2 (fig. 5-21), de façon à rendre aussi linéaire que possible la partie centrale de la courbe. Si on n'y parvient pas, il peut y avoir un défaut dans les diodes ou une tendance à l'accrochage dans l'amplificateur, souvent due à un manque de découplage.

Quand on ne dispose pas des appareils indiqués, on ne devra retoucher les réglages du détecteur de rapport que si le récepteur manifeste une distorsion importante en F.M. On travaille alors avec un signal modulé en amplitude et, après alignement exact de l'amplificateur de fréquence intermédiaire, on ajuste alternativement le noyau de L_3 et R_2 (fig. 5-21) de façon à obtenir l'extinction du son dans le haut-parleur du récepteur. Le réglage obtenu dans ces conditions sera, bien entendu, moins précis que celui effectué au vobulateur. Néanmoins, il permettra souvent une amélioration sensible des qualités de réception. S'il est sans succès ou si l'extinction de la modulation d'amplitude ne peut être obtenue, il convient de vérifier la symétrie de caractéristiques des diodes et des autres composants du détecteur. Le défaut peut également provenir d'une largeur de bande insuffisante de l'amplificateur. On pourra déterminer cette largeur de bande en relevant une courbe point par point, et en travaillant toujours à un niveau suffisamment faible pour qu'il n'y ait pas d'effet de limitation. Le cas échéant, la bande passante peut être élargie par une résistance d'une dizaine de kilohms, connectée sur l'enroulement de collecteur de l'avant-dernier étage.

5.4. — STÉRÉOPHONIE

Principe de la stéréophonie multiplex

Les stations à modulation de fréquence transmettent, à certaines heures, des émissions stéréophoniques par un système multiplex où les deux informations (gauche et droite) sont véhiculées sur un même canal. Ces transmissions sont *compatibles*, c'est-à-dire qu'on entend, avec un récepteur non muni de décodeur stéréophonique, la somme des deux informations.

La transmission de cette somme se fait alors (fig. 5-24) de la façon habituelle, dans un canal de fréquences de modulation s'étendant jusqu'à 15 kHz. En plus, on transmet, sur un canal s'étendant de 23 à 53 kHz, l'information « gauche moins droite » ($G - D$) sous forme d'une modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse de 38 kHz. Par cette suppression, on réduit la puissance à transmettre. Comme, néanmoins, on a besoin de cette porteuse pour la démodulation, on mélange aux signaux précédemment mentionnés une fréquence pilote de faible amplitude et égale à 19 kHz, permettant de restituer, à la réception, la porteuse de 38 kHz à l'aide d'un doubleur de fréquence.

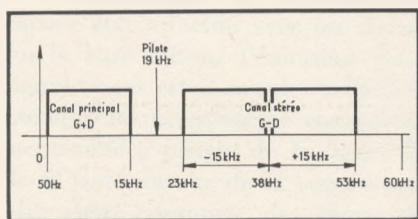
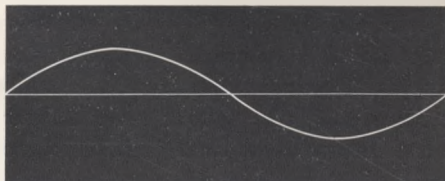


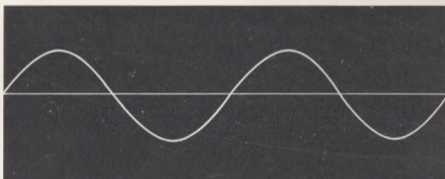
Fig. 5-24. — Distribution des fréquences dans un canal de transmission stéréophonique.

La figure 5-25 montre la production, par étapes successives, d'un tel signal multiplex. On admettra que le canal gauche véhicule une fréquence de 1,9 kHz (a), tandis que l'information du canal de droite est

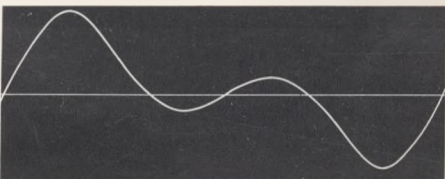
a : Canal de gauche;



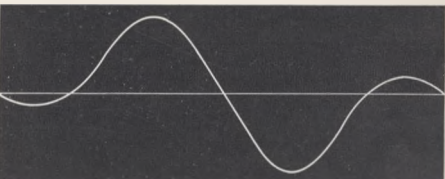
b : Canal de droite;



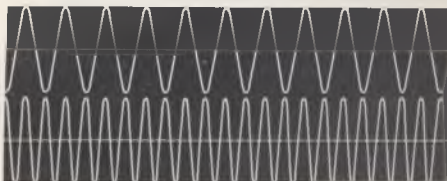
c : Somme de a et de b;



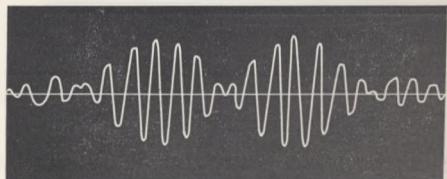
d : Différence entre a et b;



e, (en haut) : Pilote
19 kHz;



f, (en bas) : Sous-
porteuse de 38 kHz;



g : Modulation de f par
d;

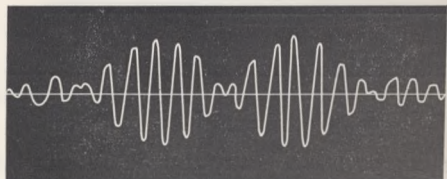


Fig. 5-25. — Composition d'un signal stéréophonique.

une sinusoïde de 3,8 kHz (*b*). En appliquant ces deux signaux simultanément à l'entrée d'un même étage d'amplification, on obtient leur addition (*c*). La soustraction ($G - D$) est opérée de la même façon, mais en faisant subir au préalable une inversion de phase à l'un des deux signaux (*d*). Partant de la fréquence pilote de 19 kHz (*e*), on obtient la porteuse de 38 kHz (*f*) par un doubleur de fréquence. Dans un modulateur en anneau, on obtient ensuite la modulation de cette porteuse par le signal différentiel (*g*). A cette modulation de (*f*) par (*d*) on ajoute maintenant (*c*) pour obtenir (*h*). Pour obtenir finalement le signal multiplex complet, (*i*), il suffit d'ajouter la fréquence pilote de 19 kHz. L'amplitude de ce signal étant faible, on n'observe que peu de différence entre les courbes (*h*) et (*i*). Le signal (*i*) est utilisé pour la modulation de fréquence de l'émetteur.

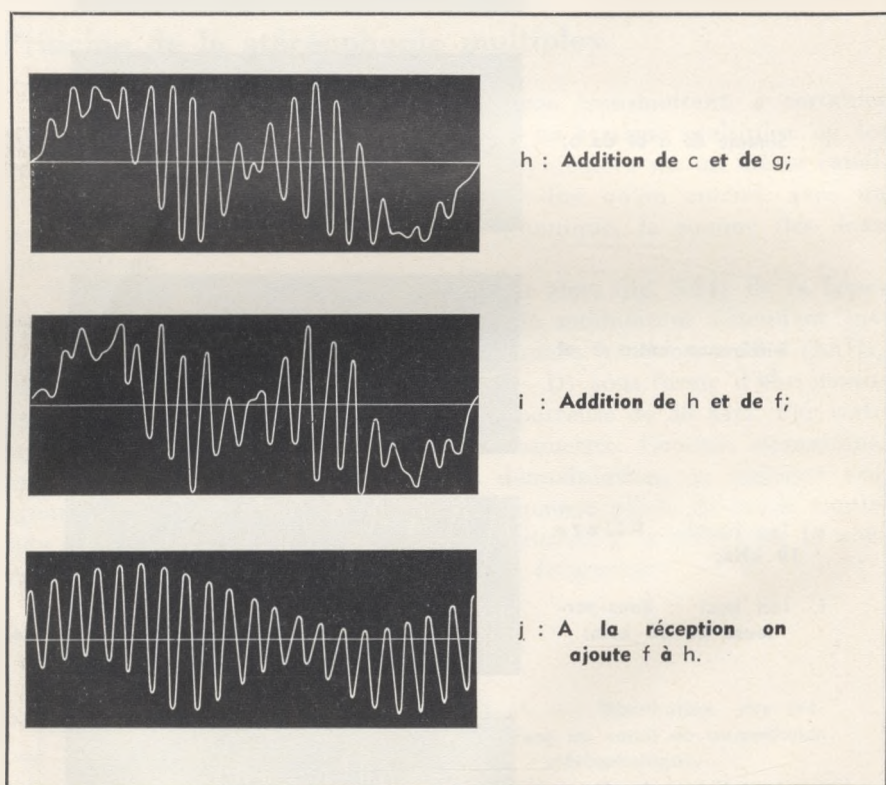


Fig. 5-25. — (Suite).

A la réception, on retranche au signal la fréquence pilote de 19 kHz et on ajoute la porteuse de 38 kHz reconstituée (*j*). On voit que l'enveloppe supérieure de ce signal est identique à l'information de la voie de gauche, tandis que l'enveloppe inférieure est semblable à celle de la

voie de droite. Pour reconstituer ces deux informations, il suffira donc de détecter, à l'aide d'un redressement de crête, séparément les deux enveloppes.

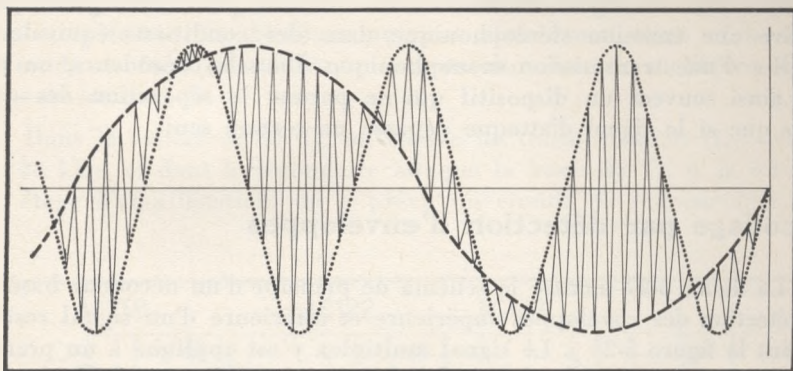


Fig. 5-26. — Les informations G et D se retrouvent, dans le signal multiplex, sous forme d'enveloppes entrelacées.

En fait, ces deux informations sont déjà contenues, sous forme d'enveloppes entrelacées, dans le signal de la figure 5-25 *h*. Dans la figure 5-26, représentant un signal de même type avec une échelle différente, ces deux enveloppes ont été soulignées par des traits pointillés. On pourra donc également les reconstituer par un commutateur électronique, connectant successivement, et avec un rythme de 38 kHz, l'une et l'autre des enveloppes aux sorties correspondantes. Une troisième méthode consiste à obtenir d'abord l'information $(G + D)$ en la séparant, par un passe-bas, du mélange (fig. 5-25) obtenu à la sortie du détecteur de rapport. On détecte ensuite la modulation d'amplitude sur 38 kHz par les moyens conventionnels pour obtenir l'information $(G - D)$. Avec une addition directe

$$(G + D) + (G - D) = 2 G$$

on obtient alors l'information de gauche seule, et une addition après inversion de phase

$$(G + D) - (G - D) = 2 D$$

donne la voie de droite.

Comme on le verra plus loin, les distinctions entre ces trois méthodes de décodage ne se traduisent, sur les schémas pratiques auxquels elles donnent lieu, que par des différences de détail.

Cependant, quel que soit le mode de décodage, la transmission stéréophonique multiplex implique une sérieuse diminution de la protection contre les perturbations et le bruit qu'on observe normalement avec la modulation de fréquence. Pour s'en convaincre, il suffit de comparer les données de la figure 5-6, ayant servi à mettre en évidence

l'effet anti-parasites, avec les caractéristiques du spectre de fréquences de la figure 5-24. On peut montrer que, en stéréophonie, le rapport signal/bruit est au moins de 20 dB plus mauvais qu'en monophonie. Comme, de plus, la répartition spectrale de ces bruits n'est pas identique, il faut un signal d'antenne 12 à 15 fois plus élevé pour qu'on reçoive une émission stéréophonique dans des conditions équivalentes à celles d'une transmission monophonique. Dans les décodeurs, on prévoit ainsi souvent un dispositif qui ne permet la séparation des deux voies que si le signal d'attaque dépasse un certain seuil.

Décodage par détection d'enveloppes

La figure 5-27 montre le schéma de principe d'un décodeur basé sur la détection des enveloppes supérieure et inférieure d'un signal restitué suivant la figure 5-25 j. Le signal multiplex y est appliqué à un premier étage séparant la fréquence pilote; à ses sorties on retrouve les formes d'ondes données dans les figures 5-25 h et 5-25 e. La fréquence pilote passe par un doubleur de fréquence, puis elle est mélangée au signal de l'autre sortie du premier étage, pour attaquer un redresseur diphasé restituant directement les informations des deux canaux.

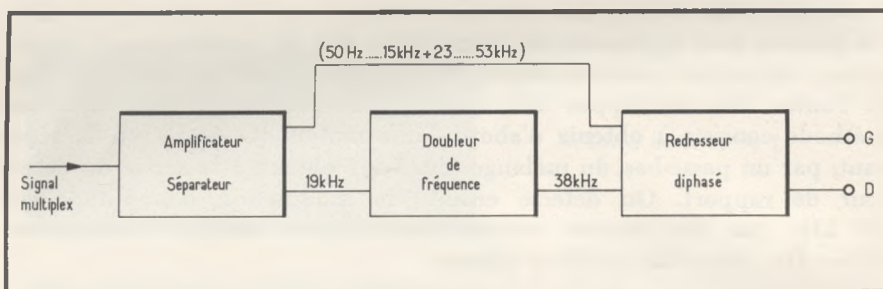


Fig. 5-27. — Principe du décodage par détection d'enveloppes.

Le schéma électrique d'un décodeur travaillant sur ce principe est donné dans la figure 5-28. Destiné à équiper un récepteur à tubes, ce décodeur est alimenté sur une tension de 200 à 300 V, ramenée à 15 V par une diode de Zener D_Z . Bien qu'on utilise des transistors $p-n-p$, le câblage est effectué avec le moins à la masse.

Le transistor T_1 sert d'adaptateur d'impédances, et dans son collecteur on a disposé un transformateur L_1 , accordé sur 19 kHz. Au secondaire de ce transformateur, on trouve un redressement diphasé tel que ceux utilisés dans les alimentations, et qui fonctionne en doubleur de fréquence. Par P_1 on ajuste la position de phase de ce signal à un minimum de diaphonie entre les deux canaux. La fréquence de 38 kHz issue

du doubleur est amplifiée par T_2 dont la base ne se trouve polarisée que par la composante continue produite par le redressement. En l'absence de signal pilote, ce transistor reste donc bloqué, et son bruit n'intervient pas lors de la réception d'une émission monophonique. Il en est de même dans le cas d'une émission stéréophonique reçue avec une amplitude faible. Le décodeur ne peut alors fonctionner, et le signal est rendu de façon monophonique, c'est-à-dire dans de meilleures conditions de bruit.

Dans le collecteur de T_2 , on trouve un transformateur (L_2) accordé sur 38 kHz, et dont le secondaire attaque la base de T_3 . A la sortie de cet étage d'amplification, on a prévu un circuit de redressement (D_1),

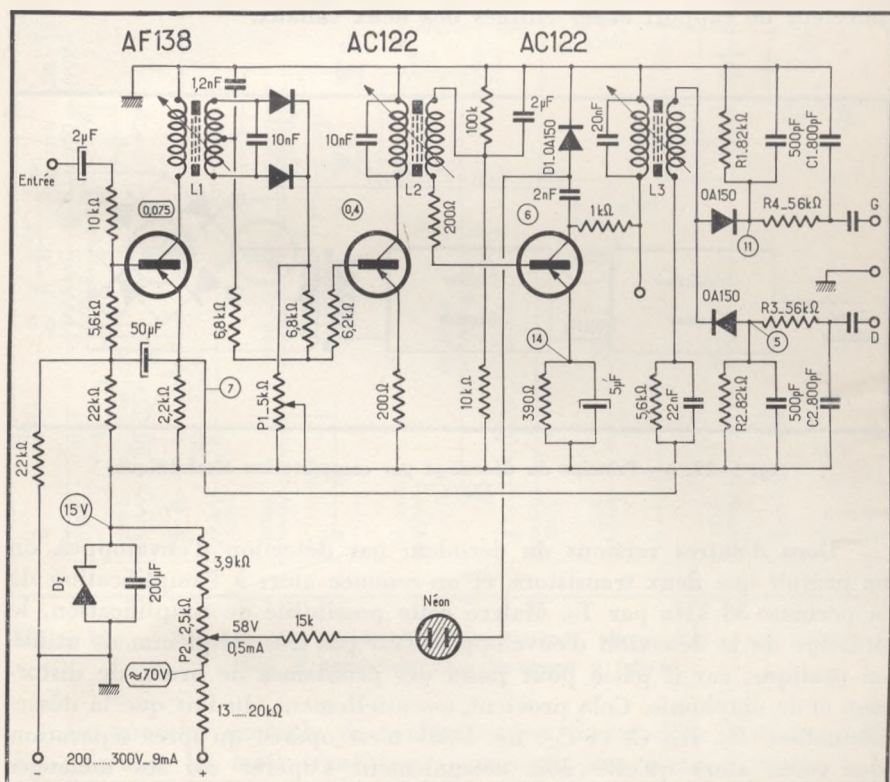


Fig. 5-28. — Dans ce schéma de décodeur par détection d'enveloppes, on a indiqué les tensions continues ainsi que, entre parenthèses, les tensions alternatives qui correspondent à une amplitude d'entrée de 50 mV pour la fréquence pilote.

produisant une tension continue d'une vingtaine de volts lorsqu'une porteuse d'amplitude suffisante est présente. Cette tension est appliquée à un tube au néon N qui reçoit, par ailleurs, une polarisation qu'on

ajuste par P_2 au seuil d'extinction. La tension produite par D_1 pourra alors provoquer l'allumage du tube, indiquant qu'une émission stéréophonique est en cours.

Au secondaire de L_3 , on mélange la porteuse de 38 kHz avec le signal prélevé sur l'émetteur de T_1 , et on l'applique à deux diodes dont chacune détecte l'une des enveloppes du signal ainsi obtenu. Ces diodes sont polarisées par R_1 et R_2 de façon à ne présenter qu'une résistance relativement faible en l'absence de porteuse. Le signal issu du détecteur de rapport peut alors, par l'émetteur de T_1 , parvenir simultanément aux deux sorties du décodeur. Mais puisque la résistance de D_2 , D_3 peut varier quelque peu avec ce signal, une légère distorsion risque de prendre naissance. Certains décodeurs de ce type comportent aussi une commutation manuelle, permettant une liaison directe entre la sortie du détecteur de rapport et les entrées des deux canaux.

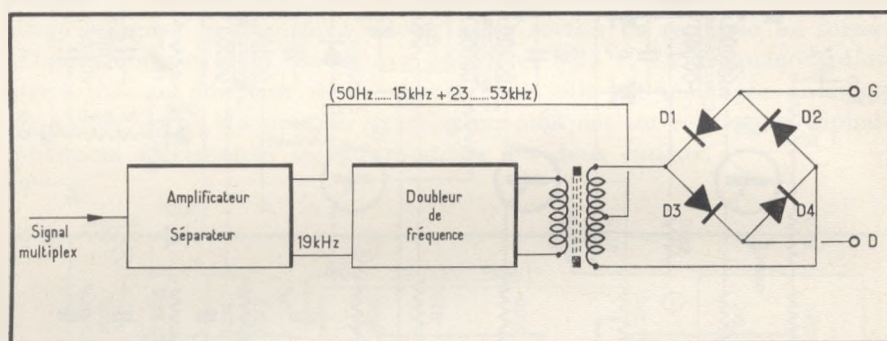


Fig. 5-29. — Principe du décodage par commutation électronique.

Dans d'autres versions du décodeur par détection d'enveloppes, on ne prévoit que deux transistors, et on renonce alors à l'amplification de la porteuse 38 kHz par T_2 . Malgré cette possibilité de simplification, le principe de la détection d'enveloppes n'est pas très fréquemment utilisé en pratique, car il passe pour poser des problèmes de bruit, de distorsion et de diaphonie. Cela provient, essentiellement, du fait que la désaccentuation (R_3 , R_4 , C_1 et C_2 ; fig. 5-28) n'est opérée qu'après séparation des voies, alors qu'elle doit normalement s'opérer sur les mélanges ($G + D$) et ($G - D$).

Décodage par commutation électronique

Le schéma de principe du décodage par commutation (fig. 5-29) ne diffère que par un détail de celui de la détection d'enveloppes (fig. 5-27).

La porteuse, obtenue par doublage de fréquence, n'est pas simplement ajoutée au reste du signal multiplex, mais appliquée, de façon symétrique, à un redresseur en pont (démodulateur en anneau). Pendant une alternance de la porteuse, D_1 et D_2 sont conductrices, et le signal multiplex se trouve appliqué à la sortie G. Pendant l'alternance suivante, c'est à la sortie D que ce signal parvient.

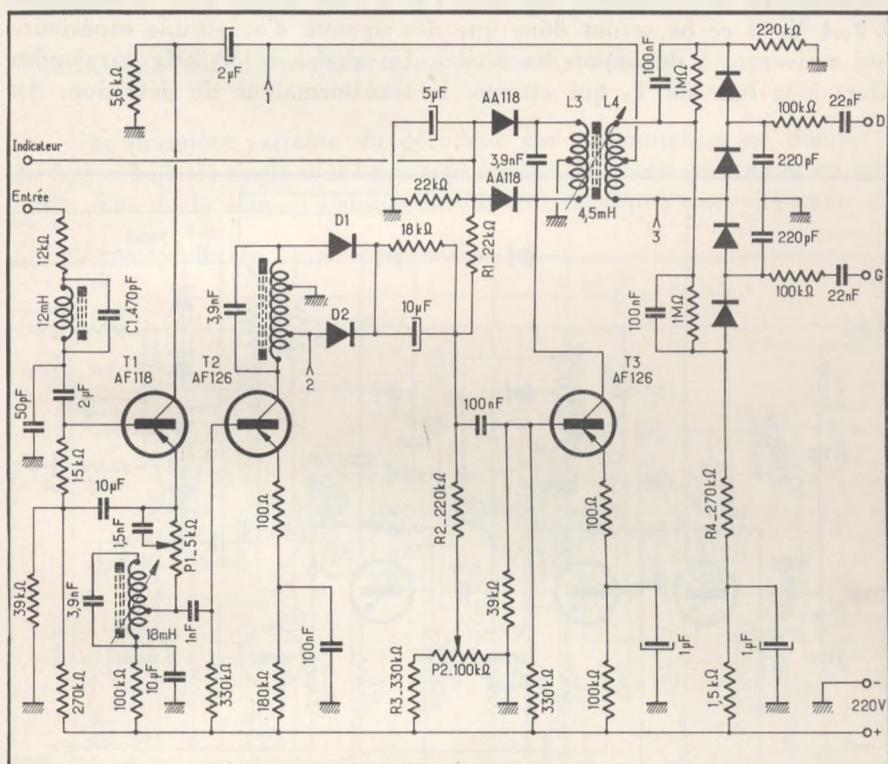


Fig. 5-30. — Décodeur par commutation électronique, alimenté sous une tension de 220 V provenant d'un récepteur à tubes.

Un premier exemple de réalisation est donné dans la figure 5-30. En principe, les trois transistors pourraient être montés comme à la figure 5-28. En ce qui concerne la reconstitution de la porteuse, la figure 5-30 ne représente donc qu'une variante, se distinguant notamment par le mode d'alimentation. Tous les transistors y sont alimentés directement sur les 220 volts continus du récepteur, et c'est par de très fortes résistances d'émetteur et de base qu'on obtient la chute de tension nécessaire pour aboutir à des tensions que les transistors peuvent supporter. Par ailleurs, le circuit accordé sur la fréquence pilote se trouve dans l'émetteur de T_1 , et le signal multiplex est obtenu au collecteur. Le

quatre diodes du commutateur électronique sont disposées de façon qu'on puisse leur appliquer une polarisation par R_4 . Comme précédemment, cette polarisation est destinée à limiter, en fonctionnement monophonique, la distorsion due à ces diodes qui doivent alors conduire le signal, sortant du détecteur de rapport et amplifié par T_1 , simultanément aux sorties G et D.

Variantes du décodeur par commutation

Une première variante du décodeur par commutation est donnée à la figure 5-31. Il s'agit d'un montage équipé de transistors *n-p-n* au silicium. Vus de la source d'alimentation, ces transistors sont connectés en

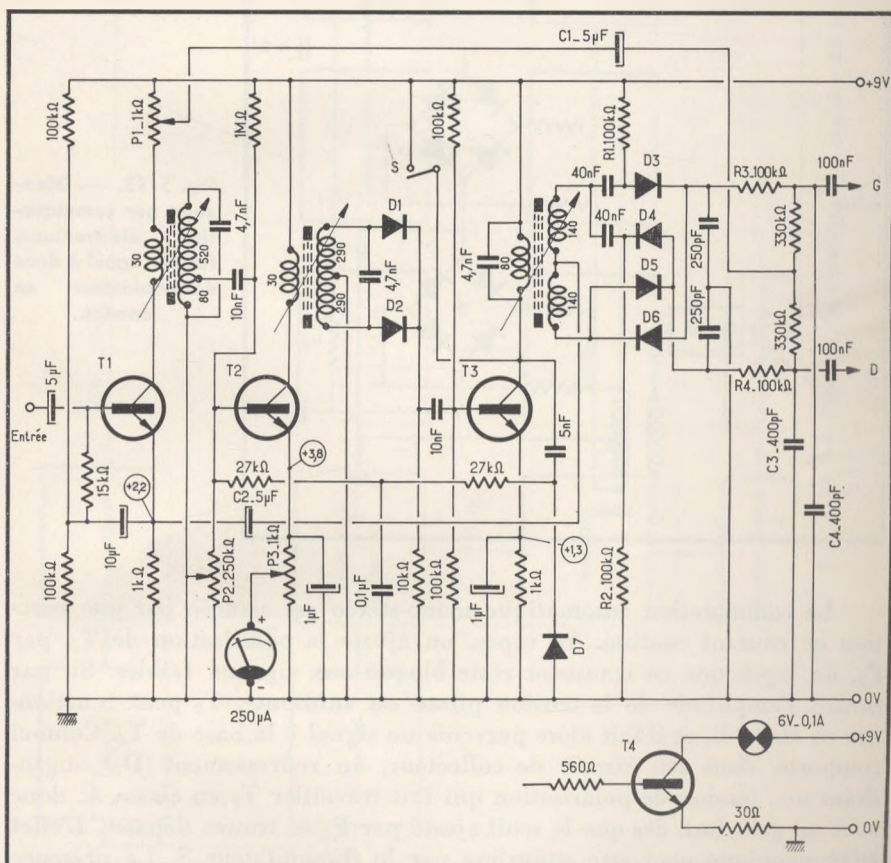


Fig. 5-32. — Dans ce décodeur à démodulateur en anneau, la mise en marche automatique est commandée par une réaction en courant continu.

série, ce qui permet une importante réduction de la consommation et de la dissipation de chaleur dans le décodeur. Dans son principe de fonctionnement, le schéma est cependant identique au précédent.

Un principe de commutation légèrement différent a été utilisé dans le montage de la figure 5-32, également équipé de *n-p-n* au silicium, mais alimenté sous 9 V. Du collecteur et de l'émetteur de T_1 on prélève le signal multiplex de façon symétrique, et on l'applique, via C_1 et C_2 , à la diagonale du pont de commutation (D_3 à D_6). La symétrie de ce signal est à ajuster, par P_1 , à un minimum de diaphonie. Le pont de conversion reçoit, comme précédemment, une polarisation continue par R_1 , R_2 . A ses sorties, on trouve les circuits de désaccentuation R_3 , C_4 et R_4 , C_3 .

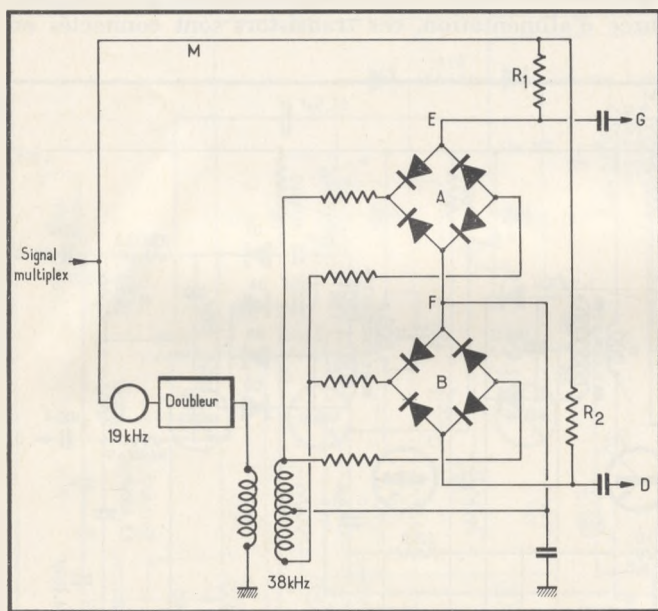


Fig. 5-33. — Décodeur par commutation électronique, faisant appel à deux démodulateurs en anneau.

La commutation automatique mono-stéréo est assurée par une réaction en courant continu. Au repos, on ajuste la polarisation de T_2 , par P_2 , de façon que ce transistor reste bloqué aux signaux faibles. Si, par contre, l'amplitude de la tension pilote est suffisante, T_2 peut fonctionner en classe B, et il fait alors parvenir un signal à la base de T_3 . Celui-ci comporte, dans son circuit de collecteur, un redressement (D_7) engendrant une tension de polarisation qui fait travailler T_2 en classe A, donc avec un gain fort, dès que le seuil ajusté par P_2 se trouve dépassé. L'effet stéréophonique peut être supprimé par le commutateur S. La présence d'un signal pilote est signalée par un indicateur galvanométrique dont P_3 permet d'ajuster la sensibilité. A la place de cet appareil, on peut

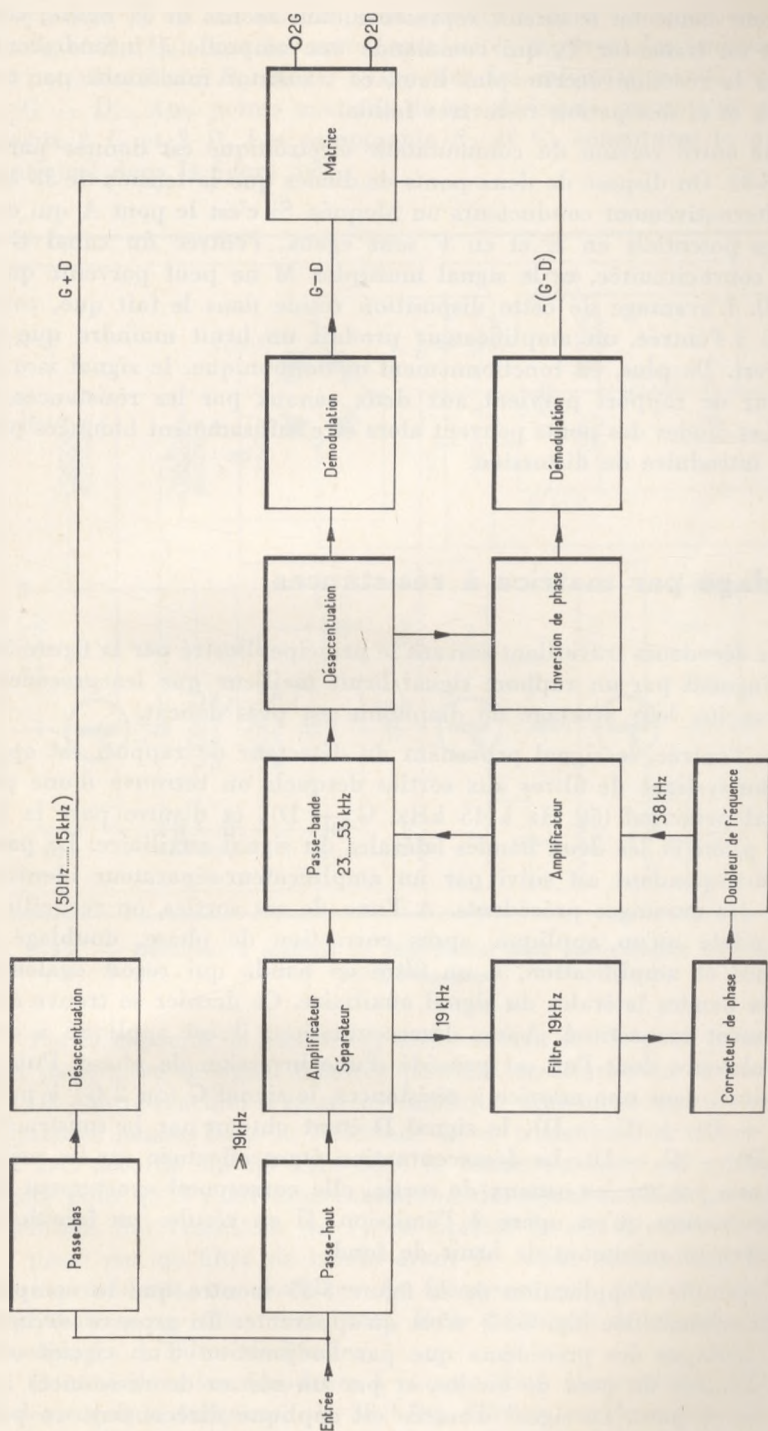


Fig. 5-34. — Principe du décodage par matrice de résistances.

également connecter le circuit représenté dans le bas de la figure, comportant un transistor T_4 qui commande une ampoule à incandescence. Grâce à la réaction décrite plus haut, ce transistor fonctionne par tout ou rien, et sa dissipation reste très faible.

Une autre version du commutateur électronique est donnée par la figure 5-33. On dispose de deux ponts de diodes que la tension de 38 kHz rend alternativement conducteurs ou bloqués. Si c'est le pont A qui conduit, les potentiels en E et en F sont égaux, l'entrée du canal G se trouve court-circuitée, et le signal multiplex M ne peut parvenir qu'au canal D. L'avantage de cette disposition réside dans le fait que, court-circuité à l'entrée, un amplificateur produit un bruit moindre que s'il est ouvert. De plus, en fonctionnement monophonique, le signal issu du détecteur de rapport parvient aux deux canaux par les résistances R_1 et R_2 . Les diodes des ponts peuvent alors être suffisamment bloquées pour ne pas introduire de distorsion.

Décodage par matrice à résistances

Les décodeurs travaillant suivant le principe illustré par la figure 5-34 se distinguent par un rapport signal/bruit meilleur que les précédents. En revanche, leur ajustage de diaphonie est plus délicat.

Dès l'entrée, le signal provenant du détecteur de rapport est appliqué à un système de filtres aux sorties desquels on retrouve d'une part le signal principal (50 Hz à 15 kHz, $G + D$), et d'autre part la fréquence pilote et les deux bandes latérales du signal auxiliaire. Le passe-haut correspondant est suivi par un amplificateur-séparateur identique à ceux des montages précédents. A l'une de ses sorties, on recueille le signal pilote qu'on applique, après correction de phase, doublage de fréquence et amplification, à un filtre de bande qui reçoit également les deux bandes latérales du signal auxiliaire. Ce dernier se trouve ainsi entièrement reconstitué. Après désaccentuation, il est appliqué à deux démodulateurs, dont l'un est précédé d'une inversion de phase. Puis on reconstitue, dans une matrice à résistances, le signal G (ou $2G$) à partir de $(G + D) + (G - D)$, le signal D étant obtenu par la soustraction $(G + D) - (G - D)$. La désaccentuation étant effectuée sur les mélanges et non pas sur les canaux de sortie, elle correspond exactement à la préaccentuation qu'on opère à l'émission. Il en résulte un fonctionnement avec un minimum de bruit de fond.

L'exemple d'application de la figure 5-35 montre que la complication du schéma-bloc (fig. 5-34) n'est qu'apparente. En gros, ce décodeur ne se distingue des précédents que par l'adjonction d'un circuit oscillant à l'entrée du pont de diodes, et par un réseau de résistances à la sortie de ce pont. Le signal d'entrée est appliqué directement au point

de symétrie de ce réseau. Ce point conduit à deux diviseurs de tension (R_1, R_2 et R_3, R_4) dont les autres extrémités reçoivent les tensions issues des potentiomètres P_1 et P_2 , c'est-à-dire les informations (G — D) et — (G — D). Aux points médians de ces diviseurs, on obtient alors les signaux 2 G et 2 D. Les composants R_4 et C_1 constituent le passe-bas mentionné dans la figure 5-34.

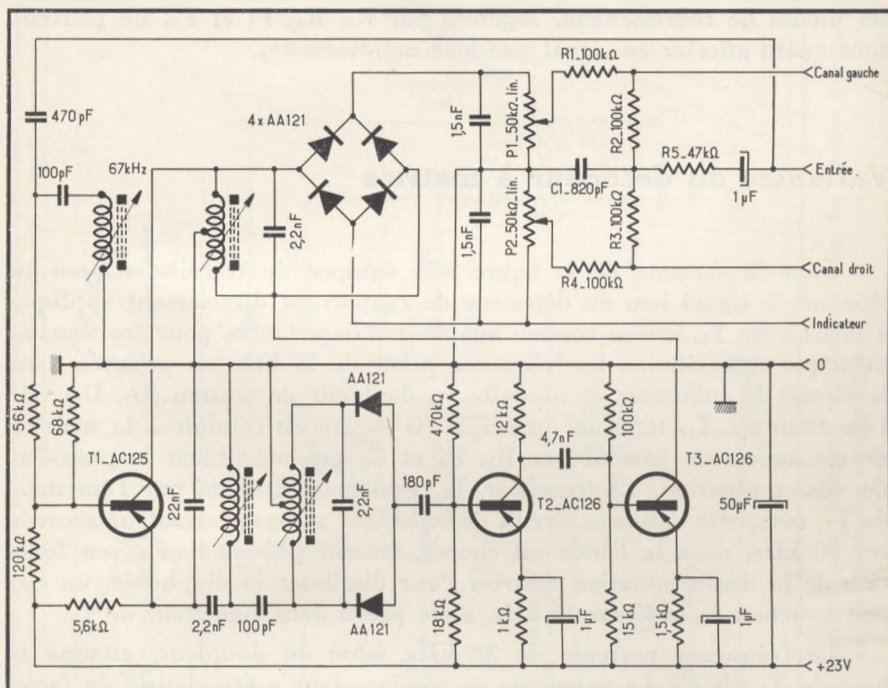


Fig. 5-35. — Décodeur à matrice de résistances, sans commutation automatique de fonctionnement.

Par la capacité de liaison C_2 , suffisamment faible pour présenter un effet passe-haut, le signal d'entrée parvient également sur la base de T_1 dont la contre-réaction d'émetteur implique également une réjection des fréquences basses. Dans le collecteur de ce transistor, on trouve un circuit L-C accordé sur 38 kHz dont la bande passante est suffisamment étroite pour qu'il y ait désaccentuation du signal auxiliaire, modulé en amplitude. Sur l'émetteur de T_1 , on prélève le signal pilote de 19 kHz qui passe par un filtre de bande avant de subir, comme dans les décodeurs précédents, un doublage de fréquence par deux diodes et une amplification par deux transistors. Pour l'ajustage de phase on se sert des réglages du filtre de bande.

Comme dans les décodeurs à commutation électronique, le pont de diodes reçoit la fréquence de 38 kHz, délivrée par le collecteur de T_3 ,

sur l'une de ses diagonales. Sur l'autre, par contre, on n'applique pas l'information multiplex entière, mais seulement le signal modulé en amplitude, provenant du collecteur de T_1 . Accessoirement, le pont à diodes produit, en présence de signal pilote, une tension continue négative, utilisable pour un indicateur.

Lors de la réception d'une émission monophonique, le signal se trouve appliqué par R_2 et R_3 directement aux entrées des deux canaux. Les diodes de redressement, séparées par R_1 , R_4 , P_1 et P_2 , ne peuvent donc guère affecter ce signal par leur non-linéarité.

Variantes du décodeur à matrice

Dans la variante de la figure 5-36 équipée de transistors *n-p-n* au silicium, le signal issu du détecteur de rapport est directement appliqué à la base de T_1 , utilisé comme adaptateur d'impédances pour les signaux principal et auxiliaire. La fréquence pilote de 19 kHz est prélevée dans le circuit de collecteur et conduite au doubleur de tension (D_1 , D_2). De l'émetteur de T_1 , le signal principal ($G + D$) est conduit à la matrice de résistances en passant par R_1 , R_2 et C_2 qui constituent le passe-bas de désaccentuation. Le transistor T_3 , également attaqué par l'émetteur de T_1 , comporte dans son circuit de collecteur un transformateur accordé sur 38 kHz, dont la bande est choisie, comme précédemment, en fonction de la désaccentuation désirée. Pour diminuer la diaphonie, un circuit bouchon accordé sur 15 kHz, a été prévu dans l'émetteur de T_3 .

La fréquence porteuse de 38 kHz, issue du doubleur, attaque la base de T_2 via C_1 . La valeur de ce condensateur a été choisie de façon qu'il y ait correction de phase. Au secondaire du transformateur de collecteur de T_2 , les bandes latérales provenant de T_3 sont mélangées à la porteuse, et l'ensemble subit une détection diphasée par un pont de quatre diodes ($D_3 \dots D_6$). Ces diodes sont montées en série avec des résistances de 5,6 k Ω destinées à en égaliser les caractéristiques de conduction. La matrice à résistances, délivrant les signaux G et D , travaille suivant le même principe que précédemment.

Les transistors T_4 à T_6 servent uniquement pour les circuits d'indication et de commutation. Prélevée au collecteur de T_1 , la fréquence pilote de 19 kHz est appliquée à la base de T_4 , non polarisée au repos. Ce n'est donc qu'en présence d'un signal relativement fort qu'il pourra y avoir un courant de collecteur. La variation correspondante de la tension continue de collecteur fait alors basculer le trigger de Schmitt (T_5 , T_6) dans un état tel que T_5 est bloqué et que T_6 , conducteur, provoque l'allumage de l'ampoule de signalisation. Par le collecteur de T_5 , le trigger commute également les polarisations de base de T_2 et de T_3 qui

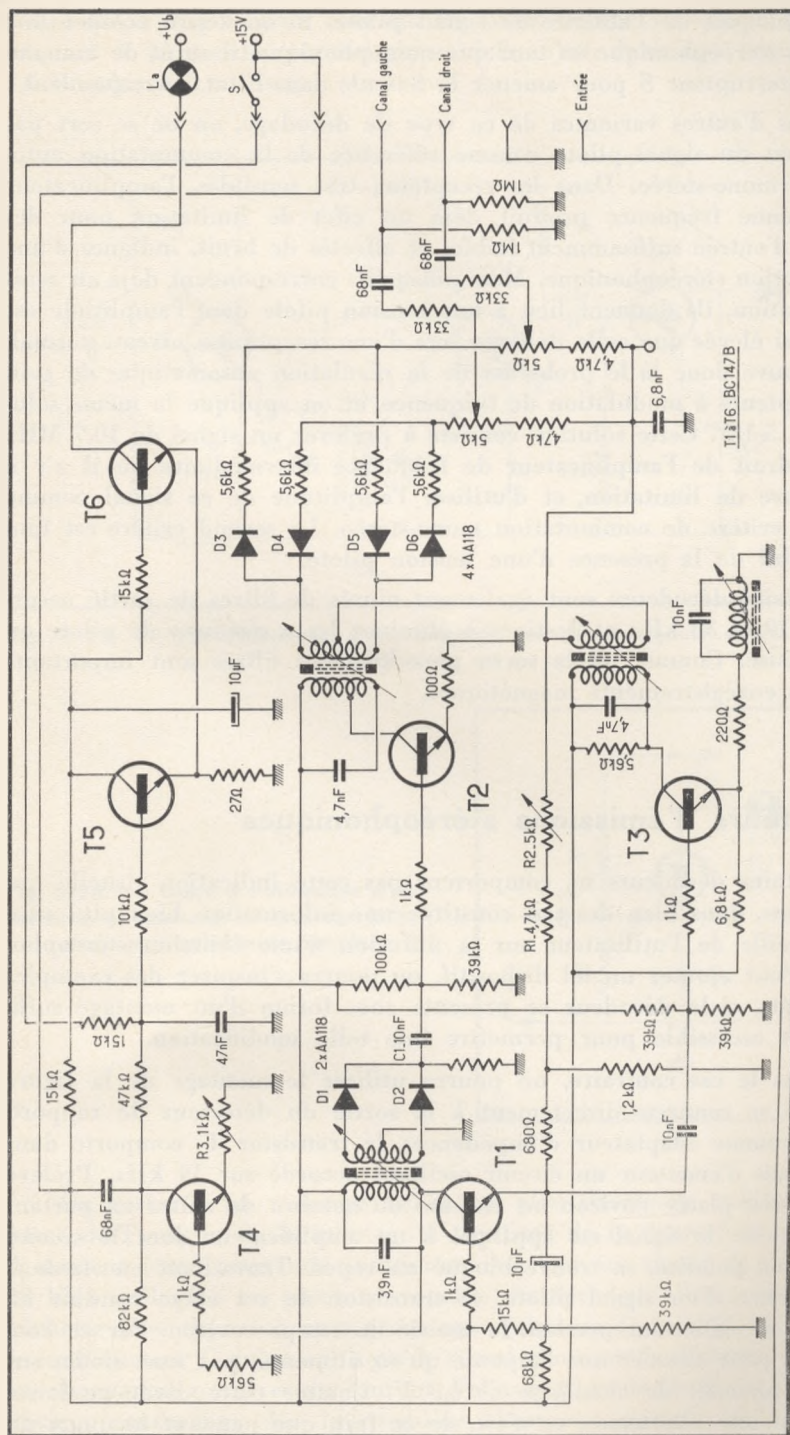


Fig. 5-36. — Dans ce décodeur à matrice, trois transistors sont utilisés dans les circuits d'indication et de commutation automatique.

restent bloqués en l'absence de signal pilote. Si on désire écouter une émission stéréophonique en tant que monophonique, il suffit de manœuvrer l'interrupteur S pour amener la bascule dans l'état correspondant.

Dans d'autres variantes de ce type de décodage, on ne se sert pas du niveau du signal pilote comme référence de la commutation automatique mono-stéréo. Dans les récepteurs très sensibles, l'amplificateur de moyenne fréquence produit déjà un effet de limitation pour des signaux d'entrée suffisamment faibles et affectés de bruit, indignes d'une reproduction stéréophonique. Mais puisqu'ils correspondent déjà au seuil de limitation, ils donnent lieu à une tension pilote dont l'amplitude est tout aussi élevée que celle délivrée lors d'une réception à niveau normal. On retrouve donc là le problème de la régulation automatique de gain des récepteurs à modulation de fréquence, et on applique la même solution (fig. 5-18). Cette solution consiste à prélever un signal de 10,7 MHz à un endroit de l'amplificateur de fréquence intermédiaire où il n'y a pas encore de limitation, et d'utiliser l'amplitude de ce signal comme premier critère de commutation mono-stéréo. Le second critère est toujours celui de la présence d'une tension pilote.

Certains décodeurs sont également munis de filtres de sortie accordés sur 19 et 38 kHz et destinés à éliminer les « résidus » de pilote ou de porteuse. Comme on le verra plus loin, ces filtres sont importants pour les enregistrements magnétiques.

Indicateurs d'émissions stéréophoniques

Certains décodeurs ne comportent pas cette indication visuelle qui néanmoins, dans bien des cas, constitue une information bien plus sûre que l'oreille de l'utilisateur sur la diffusion d'une émission stéréophonique. Pour ajouter un tel dispositif, on pourra s'inspirer des exemples précédents, si le décodeur se présente sous forme d'un montage suffisamment accessible pour permettre une telle modification.

Dans le cas contraire, on pourra utiliser le montage de la figure 5-37 qui se connecte directement à la sortie du détecteur de rapport. Utilisé comme adaptateur d'impédances, le transistor T_1 comporte dans son circuit d'émetteur un circuit oscillant accordé sur 19 kHz. Prélevé à une prise placée environ au sixième du nombre de spires en partant de la masse, le signal est appliqué à un amplificateur dont le second étage, non polarisé, se trouve bloqué au repos. Travaillant en classe C en présence d'un signal pilote, le transistor de cet étage conduit un courant de collecteur pendant la moitié du temps environ. Par ce courant, on peut allumer une ampoule qu'on alimente, par une diode, sur un enroulement de chauffage de 6,3 V. Comme cette diode ne laisse passer qu'une alternance, ce n'est, de ce fait, que pendant le quart du

temps qu'on dispose d'un courant. Du point de vue puissance, cela correspond à la moitié (régime sinusoïdal), c'est donc une ampoule de 3,5 V qu'on doit utiliser.

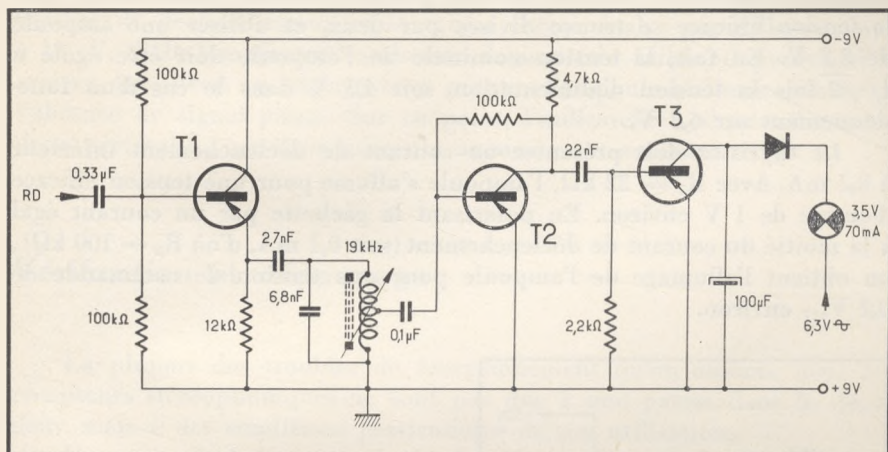
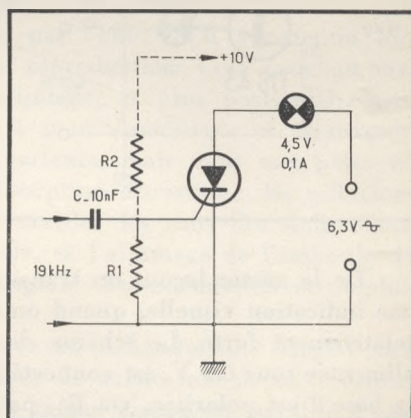


Fig. 5-37. — Par l'allumage d'une ampoule, ce circuit signale qu'une émission stéréophonique est en cours.

Fig. 5-38. — Grâce à l'utilisation d'un thyristor, on arrive à un montage indicateur particulièrement simple.



On arrive à un montage beaucoup plus simple en utilisant, à la place de T₂ et de T₃, le montage à thyristor de la figure 5-38 qui peut également être commandé indifféremment par un signal de 19 ou de 38 kHz prélevé à un point convenable du décodeur. Entre cathode et gâchette de ce thyristor, on a prévu une résistance de fuite R₁, et c'est via le condensateur C qu'on applique le signal pilote sur la gâchette. Pendant les alternances positives du courant d'alimentation de 50 Hz, le thyristor devient conducteur dès la première alternance positive du signal à

19 kHz, demeurant dans cet état jusqu'à la fin de l'alternance positive du signal à 50 Hz.

En présence d'un signal pilote, le filament de l'ampoule est traversé par un courant redressé. Elle n'est donc parcourue par le courant qu'une alternance sur deux; mais il ne faut pas en conclure, pour autant, que la tension efficace se trouve divisée par deux, et utiliser une ampoule de 3,2 V. En fait, la tension nominale de l'ampoule doit être égale à $1/\sqrt{2}$ fois la tension d'alimentation, soit 4,5 V dans le cas d'un fonctionnement sur 6,3 V.

Le thyristor doit présenter un courant de déclenchement inférieur à 0,2 mA. Avec $R_1 = 22 \text{ k}\Omega$, l'ampoule s'allume pour une tension efficace d'entrée de 1 V environ. En polarisant la gâchette par un courant égal à la moitié du courant de déclenchement (soit 0,1 mA, d'où $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$), on obtient l'allumage de l'ampoule pour une tension de commande de 0,2 V_{eff} environ.

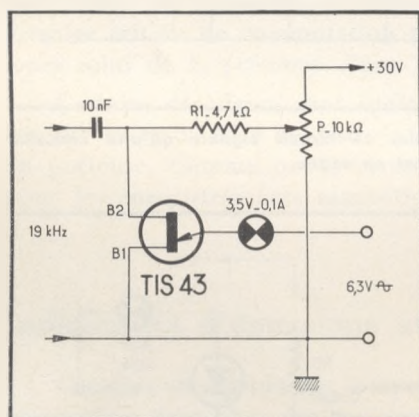


Fig. 5-39. — Circuit d'indication utilisant un transistor unijonction.

De la même façon, un transistor unijonction peut être utilisé pour une indication visuelle, quand on dispose d'une puissance de commande relativement forte. Le schéma de la figure 5-39 montre que l'ampoule alimentée sous 6,3 V, est connectée en série avec l'émetteur. Par ailleurs, la base 2 est polarisée, via R_1 , par une tension positive, tout juste assez forte pour que la jonction se trouve bloquée au repos.

Il suffit alors d'appliquer sur B_2 un signal alternatif de l'ordre du volt pour que, pendant les alternances négatives de cette tension de commande, la jonction passe à l'état de conduction.

Dans ce montage, l'ampoule cesse d'être alimentée, contrairement à ce qui se passait plus haut, quand la tension de commande change de signe. Comme elle n'est pas alimentée, non plus, pendant les alternances négatives de la tension de 6,3 V, ce n'est finalement que pendant le quart du temps qu'elle est parcourue par un courant, et il faut donc bien utiliser une ampoule de 3,5 V si on alimente le montage de 6,3 V.

En ajustant correctement le potentiomètre P, l'ampoule s'allume pour une tension de commande inférieure à $1 V_{eff}$. Néanmoins, il ne faut pas essayer d'approcher de trop près la limite de déclenchement, car le transistor unijonction possède un certain effet de température. En l'échauffant, au fer à souder, à 40 °C environ, on constate que la tension de déclenchement passe toutes choses égales par ailleurs, de 1 à 1,6 V. Si la température ambiante devient très faible, il pourra ainsi arriver que, avec un réglage trop pointu, l'ampoule s'allume même en l'absence de signal pilote. Sur ce point, l'indicateur à thyristor semble donc préférable, car il ne nécessite aucune mise au point.

Vérification et dépannage

La plupart des troubles de fonctionnement qu'on observe avec les récepteurs stéréophoniques ne sont pas dus à une panne dans le décodeur, mais à des conditions particulières de son utilisation.

Il en est ainsi du bruit de fond, déjà mentionné plus haut. Si un client se plaint d'une amplitude exagérée de ce bruit, ce n'est donc pas le récepteur qu'il convient de revoir, mais son antenne.

Il arrive aussi qu'un nouveau venu à la stéréophonie trouve que l'appareil qu'on lui a livré ne donne pas l'effet qu'il a entendu lors d'une démonstration dans un studio de reproduction. Cela provient toujours des conditions d'écoute de l'utilisateur, et plus particulièrement de la réverbération du local. Parfois, cela peut s'améliorer en choisissant un autre emplacement pour les haut-parleurs, mais dans une pièce ne comportant aucun revêtement pour l'absorption acoustique, les réflexions sur les murs font parvenir aux deux oreilles les sons des deux haut-parleurs d'une manière à peu près égale, et l'allumage de l'ampoule de signalisation est alors le seul effet tangible d'une émission stéréophonique.

Avec certains décodeurs, on observe un échauffement exagéré des transistors de puissance de l'amplificateur de sortie lors de la transmission d'émissions stéréophoniques, et cela même quand on travaille à faible niveau. Ce phénomène va de pair avec de fortes perturbations par sifflements lors de l'enregistrement d'une émission stéréophonique sur un enregistreur magnétique. La cause réside dans une suppression insuffisante des tensions de 19 ou de 38 kHz à la sortie du décodeur. A ces fréquences, le rendement de l'amplificateur de puissance peut être suffisamment mauvais pour qu'il y ait échauffement des transistors, et il peut également y avoir battement entre ces fréquences et la tension alternative de polarisation utilisée dans l'enregistreur. Le remède consiste à insérer, dans les sorties du décodeur, des circuits boucons accordés sur les fréquences correspondantes.

Les pannes du décodeur proprement dit ne peuvent être dépistées rationnellement qu'à l'aide d'un générateur de signaux stéréophoniques. L'utilisation d'un tel générateur sera décrite, plus loin, à propos de l'alignement des décodeurs. A défaut de cet appareil, on peut néanmoins vérifier, à l'oscilloscope, la présence des signaux de 19 et de 38 kHz aux points correspondants du montage. La mesure des tensions continues peut également mettre en évidence certaines pannes. Comme on utilise des modes d'alimentation très divers en la matière, il est difficile de donner des indications précises pour ces tensions continues. Avant d'en interpréter les valeurs, il sera donc souvent nécessaire de relever le schéma du décodeur, de voir à quel type il correspond, et de bien étudier son fonctionnement.

L'interprétation des symptômes peut également, dans bien des cas, avancer le travail du dépanneur. La présence de la tension de 19 kHz avant le doubleur de fréquence et l'absence de 38 kHz après indique souvent une panne dans les diodes du doubleur. Si l'oscillation de 38 kHz est bien présente à l'entrée de l'amplificateur de porteuse auxiliaire, mais non pas à sa sortie, on peut dépanner cet amplificateur de la façon classique, en se servant d'un oscilloscope comme d'un signal-tracer. En revanche, l'absence complète d'une voie, avec fonctionnement correct de l'autre, est le plus souvent due à un court-circuit de la sortie correspondante, et plus rarement à un défaut dans les diodes des ponts de décodage ou de démodulation.

Alignement des décodeurs

Lorsqu'on retouche le noyau d'un bobinage de décodeur, on agit et sur le gain, et sur le déphasage de l'étage correspondant. Or, comme la diaphonie dépend de ce déphasage, un réalignement du décodeur n'a un sens que si on dispose d'un générateur à modulation stéréophonique, permettant de vérifier la diaphonie. Il s'agit là d'un générateur couvrant, en H.F., la gamme allouée à la modulation de fréquence et dont la modulation, parfois produite par deux générateurs B.F. incorporés, correspond aux caractéristiques exposées au début de ce chapitre.

L'utilisation de ce générateur sera commentée avec l'exemple donné par la figure 5-40 qui, accessoirement, permettra d'étudier une version non encore mentionnée du décodeur à matrice. Dans le circuit de collecteur de T_1 , on trouve un circuit oscillant accordé sur 19 kHz, et couplé à la base de T_2 qui sert de doubleur de fréquence. Dans le collecteur de T_2 , un transformateur accordé sur 38 kHz attaque le pont démodulateur. Par la prise médiane au secondaire, ce pont reçoit également le signal auxiliaire (23 à 53 kHz) qui est sélectionné, dans la tension d'émetteur de T_1 , non pas par un circuit oscillant, mais par un filtre R-C (C_1 à C_3 , R_1 , R_2). Au curseur de P, on prélève le signal principal du collecteur de P, pour le conduire à la matrice de résistance

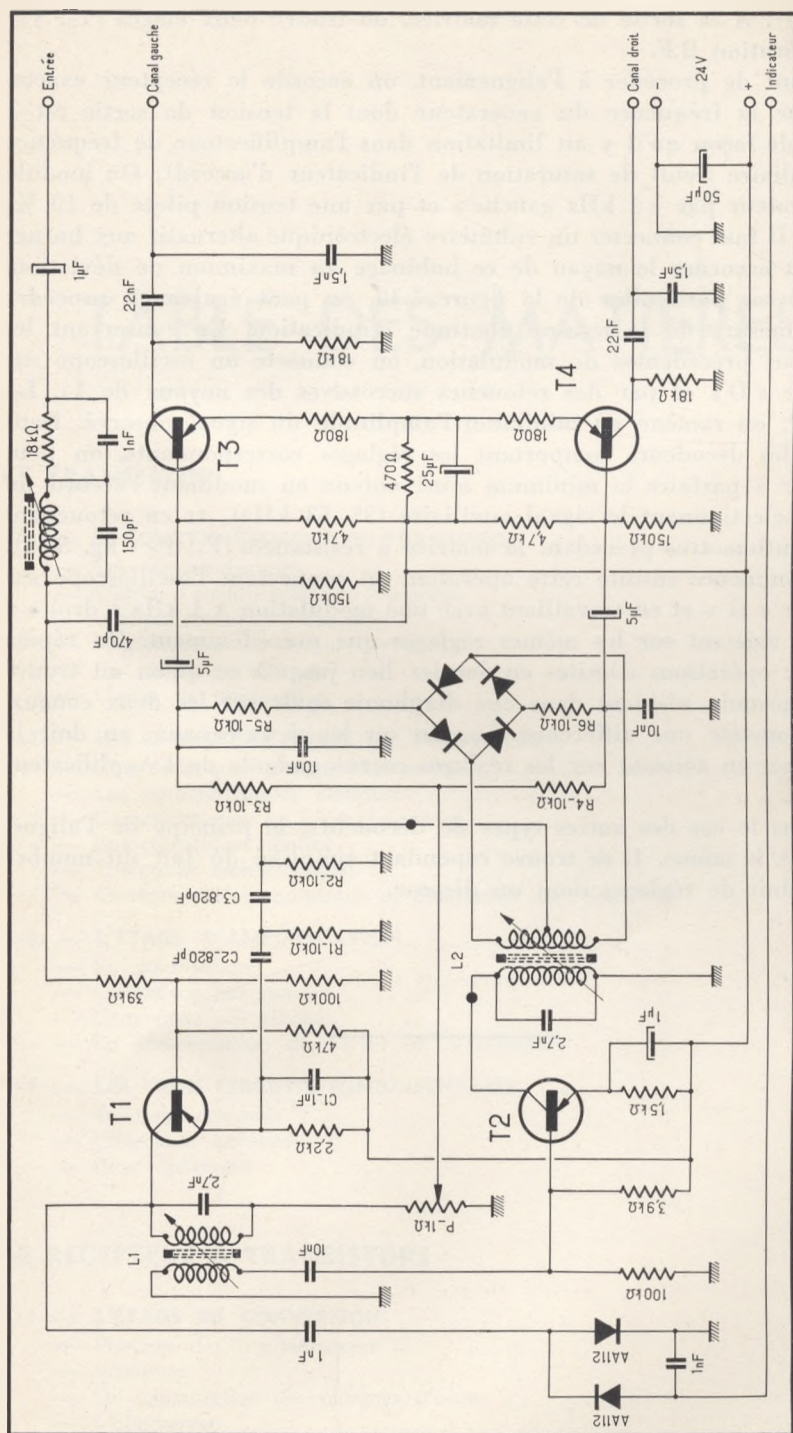


Fig. 5-40. — Cette version du décodeur à matrice servira d'illustration à l'exposé sur l'alignement des décodeurs.

(R_3 à R_6). A la sortie de cette matrice, on trouve deux étages (T_3 , T_4) d'amplification B.F.

Avant de procéder à l'alignement, on accorde le récepteur exactement sur la fréquence du générateur dont la tension de sortie est à ajuster de façon qu'il y ait limitation dans l'amplificateur de fréquence intermédiaire (seuil de saturation de l'indicateur d'accord). On module le générateur par « 1 kHz gauche » et par une tension pilote de 10 %, 19 kHz. Il faut connecter un voltmètre électronique alternatif aux bornes de L_1 et accorder le noyau de ce bobinage au maximum de déviation. Dans le cas particulier de la figure 5-40, on peut également procéder par la mesure de la tension continue d'indication. En conservant les conditions précédentes de modulation, on connecte un oscilloscope sur la sortie « D » et par des retouches successives des noyaux de L_1 , L_2 , et de P, on ramène au minimum l'amplitude du signal observé. Dans le cas des décodeurs comportant les réglages correspondants, on peut chercher à parfaire le minimum ainsi obtenu en modifiant l'accord du circuit sélectionnant le signal auxiliaire (23...53 kHz), et en retouchant les potentiomètres précédant la matrice à résistances (P_1 , P_2 - fig. 5-35). On recommence ensuite cette opération en connectant l'oscilloscope sur la sortie « G » et en travaillant avec une modulation « 1 kHz à droite » tout en agissant sur les mêmes réglages que précédemment. On répète les deux opérations décrites en dernier lieu jusqu'à ce qu'on ait trouvé un compromis, résidant dans une diaphonie égale sur les deux canaux. Si on constate une différence de gain sur les deux canaux, on doit la compenser en agissant sur les réglages correspondants de l'amplificateur B.F.

Dans le cas des autres types de décodeurs, le principe de l'alignement est le même. Il se trouve cependant simplifié du fait du nombre plus réduit de réglages dont on dispose.

TABLE DES MATIÈRES

LE TRANSISTOR

1-1. — LE FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR	8
— Les semiconducteurs	8
— L'effet d'amplification du transistor	9
— L'amplification du courant	10
— Amplification de tension et pente	12
— La résistance d'entrée	13
— L'effet de température	14
1-2. — LES CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR	16
— Caractéristiques de fonctionnement	16
— Les caractéristiques statiques	17
— Caractéristiques en haute fréquence	18
— Caractéristiques limites	20
— Catégories technologiques	22
— Estimation de la puissance de dissipation d'un transistor	23
1-3. — L'ETAGE D'AMPLIFICATION	26
— La polarisation	26
— Commande par courant	27
— Commande par tension	29
— La compensation de l'effet de température	31
1-4. — LES TROIS CIRCUITS FONDAMENTAUX	34
— Emetteur commun	34
— Collecteur commun	35
— Base commune	37

LE RECEPTEUR A TRANSISTORS

2-1. — L'ETAGE DE CONVERSION	40
— Principe de fonctionnement	40
— Variantes	42
— La commutation des gammes d'ondes	43
— L'alignement	46

2-2. — AMPLIFICATEUR DE MOYENNE FREQUENCE	50
— Principe de fonctionnement	50
— Antifading	51
— Variantes	52
— Récepteur réflex	54
— Alignement	56
2-3. — AMPLIFICATION DE BASSE FREQUENCE	58
— Amplificateurs à transistor unique de sortie, classe A	58
— Amplificateur classe A glissante	61
— Amplificateur symétrique à deux transformateurs	62
— L'étage d'attaque	66
— Etage de puissance sans transformateur de sortie	68
— Amplificateur sans transformateur	70
— Amplificateur de haute fidélité	72

L'OUTILLAGE DU DEPANNEUR

3-1. — APPAREILS DE MESURE COURANTS	76
— Le contrôleur universel	76
— Voltmètre électronique	77
— Générateurs	78
— L'oscilloscope	79
3-2. — TRANSISTORMETRE	80
— Choix du procédé d'indication	80
— Mesure du gain en courant d'un transistor p-n-p	81
— Mesure du gain en courant d'un transistor n-p-n	83
— Mesure du courant initial	84
— Commutateur des diverses fonctions	85
— Etalonnage	86
— Utilisation et interprétation des mesures	88
— Identification d'un transistor	89
3-3. — ALIMENTATION STABILISEE	92
— Principe	92
— Le disjoncteur	95
— L'ampèremètre	97
— Le schéma complet	98
— Réalisation	100
— Mise au point	102
— Utilisation	104
3-4. — SIGNAL-TRACER (transistors au germanium)	106
— La méthode dynamique de dépannage	106
— La sonde lectrice	107
— L'amplificateur	111
— Multivibrateur	112
3-5. — SIGNAL-TRACER (transistors au silicium)	115
— Sonde lectrice	115
— Amplificateur	118
— Interrupteur automatique	119

3-6. — ACCESSOIRES	124
— Sonde magnétique	124
— Le « grincistor »	126
— Boudin chauffant	130
— Soufflerie	134

LA PRATIQUE DU DEPANNAGE

4-1. — UTILISATION DU SIGNAL-TRACER	138
— Expérience avec la sonde lectrice	138
— Sonde lectrice plus sonde magnétique	140
— Expérience avec le multivibrateur	141
— Multivibrateur plus accessoires	142
4-2. — LOCALISATION DE L'ETAGE DEFAILLANT	144
— Vérifications préliminaires - Interprétation des symptômes	144
— Récepteur muet ou réception très faible	146
— Réception intermittente, crachements	147
— Bruit de fond exagéré	148
— Distorsion, manque de puissance	149
— Accrochages	151
— Superréaction de l'oscillateur local	152
— Sonorité trop aiguë	153
— Effet de température	154
4-3. — LOCALISATION DE LA PANNE	157
— Technique de mesure	157
— Etage de conversion	160
— Etage d'amplification M.F.	162
— Etage de préamplification B.F.	164
— Etage d'attaque B.F.	166
— Etage de sortie à transformateurs	168
— Etage de sortie sans transformateur	170
4-4. — TECHNIQUES DE REPARATION	172
— Relevé d'un schéma sur circuit imprimé	172
— Remplacement de composants	173
— Semiconducteurs et fer à souder	175

LES RECEPTEURS A MODULATION DE FREQUENCE ET STEREOPHONIQUES

5-1. — PRINCIPE DE LA MODULATION DE FREQUENCE	178
— Comparaison entre A.M. et F.M.	178
— Excursion et taux de modulation	179
— Les bandes latérales	180
— L'effet anti-parasites	181
— La préaccentuation	183
— La dynamique orchestrale	183
— Principe de la détection F.M.	184

5-2. — LES BLOCS D'ENTREE	185
— Bloc d'entrée à deux transistors	185
— Bloc d'entrée à trois transistors	188
— Accord par diodes à capacité variable	190
— Vérification et alignement des blocs d'entrée	194
5-3. — AMPLIFICATION DE FREQUENCE INTERMEDIAIRE ET DETECTION	196
— Récepteurs à gamme d'onde unique	196
— Récepteurs combinés	198
— Le détecteur de rapport	201
— Vérification et alignement	204
5-4. — STEREOPHONIE	206
— Principe de la stéréophonie multiplex	206
— Décodage par détection d'enveloppes	210
— Décodage par commutation électronique	212
— Variantes du décodeur par commutation	215
— Décodage par matrice à résistances	218
— Variantes du décodeur à matrice	220
— Indicateurs d'émissions stéréophoniques	222
— Vérification et dépannage	225
— Alignement des décodeurs	226

LES MEILLEURS LIVRES D'ÉLECTRONIQUE

- L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL**, (principes et applications), par R. Damaye. — Leur constitution; le problème du bruit; les montages fondamentaux. Circuits auxiliaires; compensation en fréquence; mesures caractéristiques. Circuits de calcul analogique; filtres actifs; conseils pratiques et applications diverses.
320 pages, format 16-24 54,00 F
- LES MAGNETOSCOPES** (théorie et pratique), par Ch. Darteville. — Principes généraux de l'enregistrement des images sur bande magnétique, les divers procédés. Caméras électroniques, adaptateurs TV et convertisseurs V.H.F. Schémas pratiques de magnétoscopes. Technique de montage des bandes vidéo.
144 pages, format 16-24 18,00 F
- TECHNIQUES HI-FI**, par Ch. Darteville. — Utilisation des phonocapteurs. Bras et tables de lecture. F.M. et réception stéréophonique. Alignement et réglage des récepteurs multiplex. Préamplificateurs et amplificateurs à transistors et à circuits intégrés: les protections, les alimentations, les réglages et les mesures. Casques, filtres et enceintes acoustiques. Quadriphonie.
400 pages, format 16-24 48,00 F
- GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS**, par H. Schreiber. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonctions (transistors, transistors à effet de champ, diodes).
168 pages, format 24-16 (6^e édition) 30,00 F
- INITIATION A LA PRATIQUE DES RECEPTEURS A TRANSISTORS**, par H. Schreiber. — Etude de la radio par la construction de 7 récepteurs à transistors.
132 pages, format 16-24 (3^e édition) 15,00 F
- LE DEPANNAGE T.V.?... RIEN DE PLUS SIMPLE!**, par A. Six. — Présentation, dialogues et illustrations similaires à ceux des célèbres ouvrages de E. Aisberg.
132 pages, format 18-23 (3^e édition) 12,00 F
- 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.
96 pages, format 22-13 7,50 F
- PANNES RADIO**, par W. Sorokine. — Nouvelle version refondue de 500 pannes. Etude pratique, avec diagnostic et remède, de 450 pannes caractéristiques.
344 pages, format 21-13 18,00 F
- RADIO-T.V.-TRANSISTORS**, par H. Schreiber. — D'une conception analogue à celle de Radio-Tubes et de Télé-Tubes, cet ouvrage donne instantanément toutes les caractéristiques utiles d'un transistor.
160 pages, format 22-13 (6^e édition) 13,50 F
- RADIO-TUBES**, par E. Aisberg, R. Deschepper et L. Gaudillat. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages des tubes usuels. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
168 pages, format 22-13 (16^e édition) 13,50 F
- SCHEMATHEQUE**, par W. Sorokine. — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeur des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.
Schémathèque 69: 80 pages, format 27-21 18,00 F
Schémathèque 70: 80 pages, format 27-21 21,00 F
Schémathèque 71: 64 pages, format 27-21 21,00 F
Schémathèque 72: 64 pages, format 27-21 21,00 F
- TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS**, par H. Schreiber. — Propriétés, fonctionnement, mesure et utilisations des divers types de semi-conducteurs.
368 pages, format 16-24 (7^e édition) 33,00 F
- TELE-TUBES**, par R. Deschepper. — Une documentation à reliure spirale, d'une présentation identique à celle de Radio-Tubes, donnant toutes les caractéristiques des tubes images, tubes amplificateurs et bases de temps. Diodes.
176 pages, format 22-13 (6^e édition) 15,00 F
- LES MONTAGES A TRANSISTORS AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE**, par H. Schreiber. — Alimentation stabilisée; convertisseurs de courant; transistors en impulsions, production et transformation de signaux; amplificateurs de mesure et de commande.
288 pages, format 16-24 30,00 F

AJOUTER 10 % POUR FRAIS D'ENVOI

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 75006 PARIS

C.C.P. Paris 1164-34

LA MÉTHODE DE DÉPANNAGE décrite dans ce livre est la plus rapide qui puisse exister. A partir du potentiomètre de puissance, on examine quelle « moitié » du récepteur est mauvaise, puis on partage cette partie encore en deux, et laissant toujours de côté ce qui est bon, on arrive à la panne, par divisions logiques et successives, généralement sans dessouder aucune pièce.

L'OUTILLAGE DE MESURE dont la réalisation est commentée, a comme pièce maîtresse un signal-tracer à la fois « lecteur » et « injecteur » de signal. L'auteur décrit ensuite un transistormètre, une alimentation stabilisée, permettant néanmoins de simuler le vieillissement des piles, ainsi que des dispositifs pour l'échauffement individuel et contrôlé des semi-conducteurs d'un récepteur.

LES CONNAISSANCES DE BASE, allant du transistor au récepteur à transistors, sont traitées sous forme d'un exposé axé essentiellement sur le dépannage, et exempt de toute théorie superflue. Une large place est faite à la modulation de fréquence et à la stéréophonie.

L'AUTEUR enfin, expérimentant ce qu'il décrit, et sachant décrire ce qu'il expérimente, fait une fois de plus, dans ce livre, la preuve des connaissances, de l'esprit inventif et du don pour la pratique qui ont fait sa renommée.