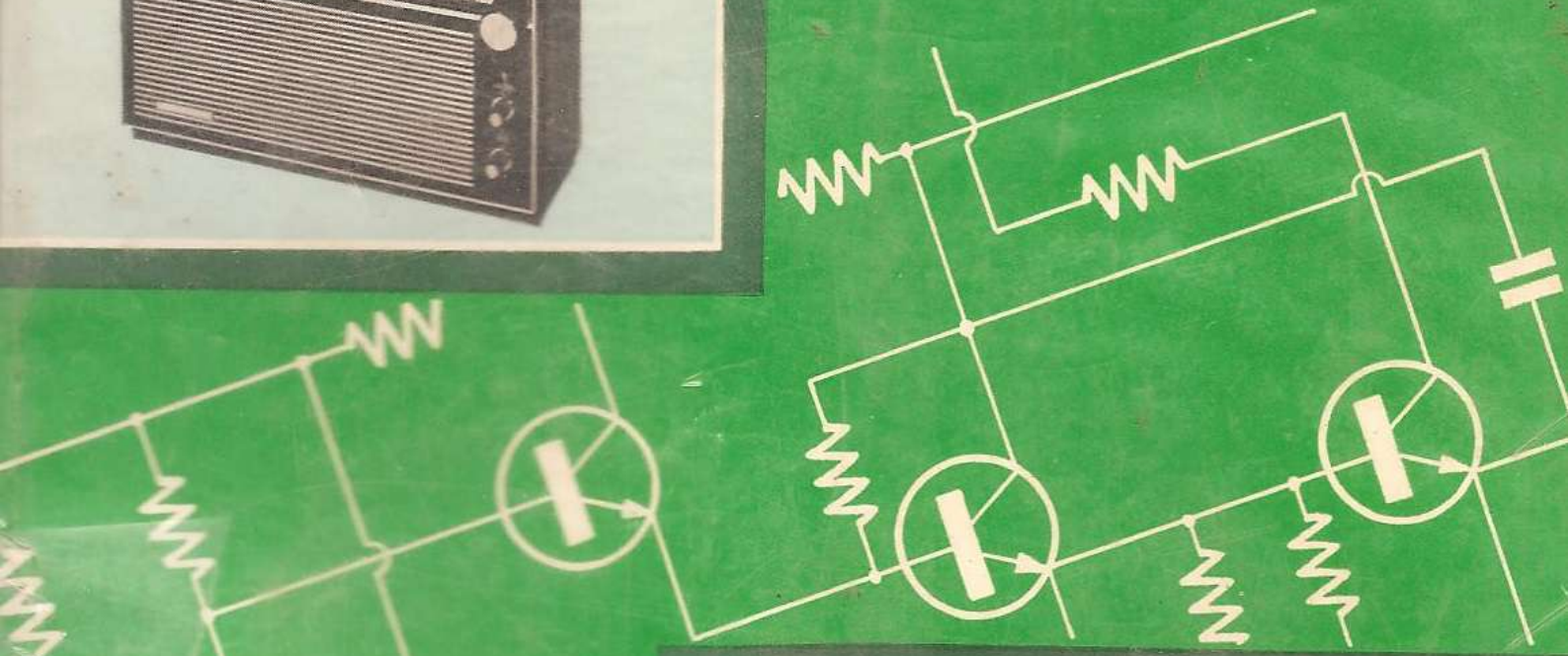
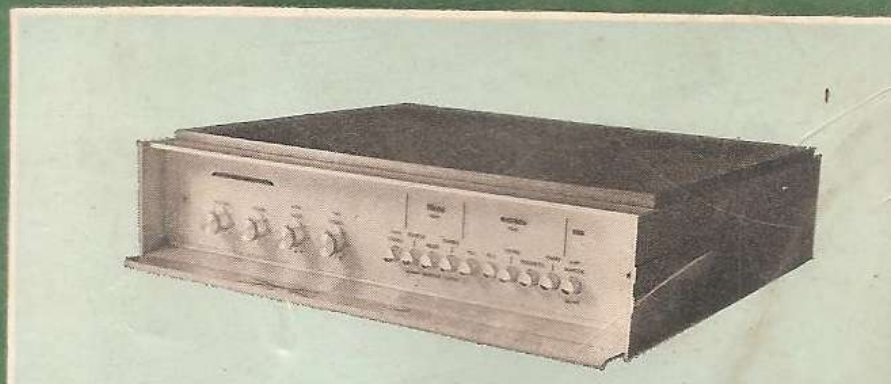
F. HURÉ (F3RH)

LES TRANSISTORS

Technique et pratique des RADIORÉCEPTEURS ET AMPLIFICATEURS Basse Fréquence





9e ÉDITION

ÉDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

LES TRANSISTORS

Technique et pratique des
RADIORÉCEPTEURS
ET AMPLIFICATEURS
basse fréquence

Autres ouvrages de Fernand Huré

édités par E.T.S.F.

200 MONTAGES ONDES COURTES

La Réception et l'Emission d'Amateurs
à la portée de tous

(en collaboration avec Robert Piat F3XY)

Dépannage et Mise au point
des Radiorécepteurs à Transistors

Montages simples à Transistors

Initiation à l'électricité et à l'électronique
200 manipulations simples d'électricité
et d'électronique

Circuits électroniques pour améliorer la sécurité,
le rendement, l'automatisme pour votre automobile

Appareils modernes de mesure en basse fréquence
radio-télévision

Toute reproduction, même partielle, de cet ouvrage, est interdite. Une copie ou reproduction par quelque procédé que ce soit, photographie, microfilm, bande magnétique, disque ou autre, constitue une contrefaçon passible des peines prévues par la loi du 11 mars 1957 sur la protection des droits d'auteur.

© 1975 - E.T.S.F.

F. HURÉ
F3 RH

LES TRANSISTORS

Technique et pratique des RADIORÉCEPTEURS ET AMPLIFICATEURS basse fréquence

•

– 9e édition –

Diffusion :
AGENCE PARISIENNE DE DISTRIBUTION
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION A LA THEORIE DE LA CONSTITUTION DE LA MATIERE

Pour bien comprendre les phénomènes électriques que nous allons exposer, il est nécessaire de commencer par l'étude de la constitution physique de la matière, de manière à connaître les merveilleux phénomènes qui s'exercent au sein d'une particule d'un corps quelconque. Celle-ci constitue un monde invisible à l'œil que les plus récents appareils et des années de recherches ont permis aux savants de pénétrer.

Molécules et atomes

La matière, dont un corps quelconque est constitué, est formée d'une multitude de particules, identiques entre elles, appelées « molécules ». La molécule est par définition la plus petite partie d'un corps pur qui puisse exister en possédant les propriétés de ce corps.

Une image simple nous permettra de mieux comprendre ce que représente la molécule. Examinons de loin un tas de blé : il nous paraît homogène. Approchons nous et examinons-le en détail. Il apparaît constitué d'une multitude de grains, sensiblement identiques entre eux et séparés par des espaces remplis d'air.

Ce tas peut être divisé en tas de plus en plus petits jusqu'au moment où l'un de ceux-ci ne comporte qu'un seul grain. Là s'arrête notre fractionnement, car si l'on coupe ce grain en deux, chaque partie ne possède plus les propriétés du grain de blé, notamment son pouvoir de germination. Le grain de blé occupe dans le tas une place comparable à la molécule dans un corps.

L'eau, par exemple, est constituée de molécules qui peuvent glisser les unes sur les autres, ce qui explique sa fluidité. Une molécule d'eau est encore de l'eau ; tout le monde sait qu'elle est formée de deux parties d'hydrogène et d'une partie d'oxygène ; si cette molécule est divisée, c'est-à-dire si on fait l'analyse de l'eau on obtient deux éléments séparés, différents : l'hydrogène et l'oxygène.

Les éléments qui résultent de la division d'une molécule sont appelés corps simples, ou éléments chimiques, ou encore atomes. L'eau que nous avons dit formée de deux parties d'hydrogène et d'une d'oxygène, est chimiquement représentée par la formule H^2O, ce qui signifie que sa molécule est constituée de deux corps simples, hydrogène et oxygène, ou encore, de deux atomes d'hydrogène et d'un d'oxygène.

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION A LA THEORIE DE LA CONSTITUTION DE LA MATIERE

Pour bien comprendre les phénomènes électriques que nous allons exposer, il est nécessaire de commencer par l'étude de la constitution physique de la matière, de manière à connaître les merveilleux phénomènes qui s'exercent au sein d'une particule d'un corps quelconque. Celle-ci constitue un monde invisible à l'œil que les plus récents appareils et des années de recherches ont permis aux savants de pénétrer.

Molécules et atomes

La matière, dont un corps quelconque est constitué, est formée d'une multitude de particules, identiques entre elles, appelées « molécules ». La molécule est par définition la plus petite partie d'un corps pur qui puisse exister en possédant les propriétés de ce corps.

Une image simple nous permettra de mieux comprendre ce que représente la molécule. Examinons de loin un tas de blé : il nous paraît homogène. Approchons nous et examinons-le en détail. Il apparaît constitué d'une multitude de grains, sensiblement identiques entre eux et séparés par des espaces remplis d'air.

Ce tas peut être divisé en tas de plus en plus petits jusqu'au moment où l'un de ceux-ci ne comporte qu'un seul grain. Là s'arrête notre fractionnement, car si l'on coupe ce grain en deux, chaque partie ne possède plus les propriétés du grain de blé, notamment son pouvoir de germination. Le grain de blé occupe dans le tas une place comparable à la molécule dans un corps.

L'eau, par exemple, est constituée de molécules qui peuvent glisser les unes sur les autres, ce qui explique sa fluidité. Une molécule d'eau est encore de l'eau ; tout le monde sait qu'elle est formée de deux parties d'hydrogène et d'une partie d'oxygène ; si cette molécule est divisée, c'est-à-dire si on fait l'analyse de l'eau on obtient deux éléments séparés, différents : l'hydrogène et l'oxygène.

Les éléments qui résultent de la division d'une molécule sont appelés corps simples, ou éléments chimiques, ou encore atomes. L'eau que nous avons dit formée de deux parties d'hydrogène et d'une d'oxygène, est chimiquement représentée par la formule H^2O, ce qui signifie que sa molécule est constituée de deux corps simples, hydrogène et oxygène, ou encore, de deux atomes d'hydrogène et d'un d'oxygène.

Il en est de même pour tous les corps composés : la molécule de chacun d'eux est constituée par la juxtaposition des atomes des différents éléments qui la constituent.

Un corps simple est constitué d'une seule sorte d'atomes : l'hydrogène ne renferme que des atomes d'hydrogène, l'oxygène que des atomes d'oxygène. Un morceau de fer est formé seulement d'un nombre très grand d'atomes de fer.

On a longtemps considéré qu'il existe 92 corps simples. Avec l'aide des puissants moyens modernes de recherche, ce nombre atteint aujourd'hui une centaine.

Qu'est-ce que l'atome, c'est-à-dire la plus petite partie d'un corps simple que l'on puisse obtenir ?

Chaque atome est constitué d'un noyau central autour duquel tournent un ou plusieurs électrons (fig. I-1). On peut le comparer à un système solaire en miniature où le noyau tiendrait la place du soleil et les électrons celle des planètes. Sous certains aspects, cette image est très bonne, car elle nous permet de comprendre que les atomes sont formés principalement d'espaces libres. Cependant, il ne faut la considérer que sous l'aspect d'une image approchée. En effet, notamment, chaque planète occupe une place indépendante de celle des autres ; deux planètes ne sont pas équidistantes du soleil. Mais cette image a le mérite de fixer les idées.

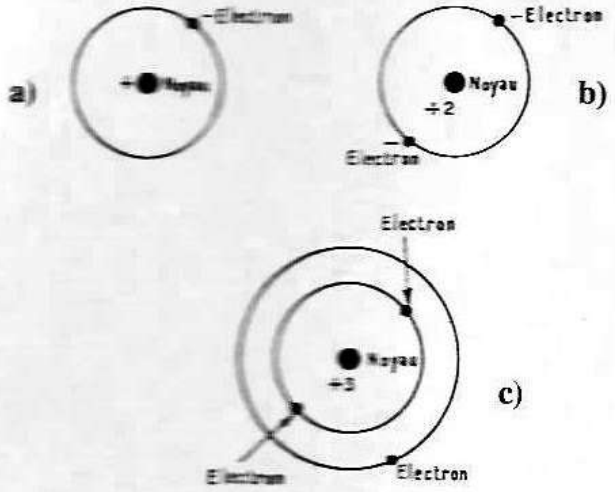


Fig. I-1

Revenons à l'atome. Nous avons vu qu'il comporte un noyau chargé positivement autour duquel gravitent des électrons qui constituent des charges négatives neutralisant les charges positives du noyau.

Ce dernier est lui-même constitué d'un système complexe de neutrons et de protons ; cependant, pour ce qui nous intéresse, nous pouvons ignorer cette distinction et considérer le noyau comme un corps simple renfermant une charge électrique positive.

L'élément n° 1 de la liste des corps simples, qui est l'hydrogène, possède un noyau ayant une unité de charge positive (fig. I-1-a), le n° 2, l'hélium, en a deux (fig. I-1-b), le n° 8, l'oxygène, en a huit. Le n° 92 est l'uranium.

Qu'appelle-t-on unité de charge ? C'est la charge égale et opposée à la charge négative d'un électron. De cette façon, pour avoir un atome neutre, le nombre

d'électrons doit être égal au nombre de charges positives du noyau. Ainsi, l'atome d'hydrogène neutre, c'est-à-dire sans charge, a un électron ; l'atome d'oxygène a huit électrons. Ce nombre est appelé nombre atomique.

Aujourd'hui, bien que la représentation moderne de la répartition des électrons autour du noyau soit assez vague, on sait qu'elle est soumise à des lois rigoureuses. Seuls les électrons peuvent se disposer autour du noyau et le nombre d'emplacements est déterminé. Une image assez amusante de cette disposition est donnée par un confrère américain.

L'atome est comparé à un restaurant comportant des tables de différentes grandeurs, où les clients, en l'occurrence les atomes seraient obligés d'occuper avant tout les sièges de la première table, ensuite ceux de la seconde et ainsi de suite. La première table, indiquée K (fig. I-2) possède seulement deux sièges. La seconde table L en comporte huit, (etc.). Si tous les sièges sont occupés, nous sommes en présence de l'atome n° 10, qui est le néon.

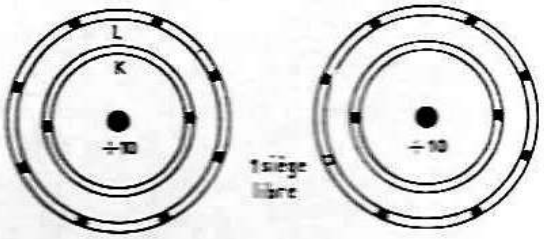


Fig. I-2 *Fig. I-3*

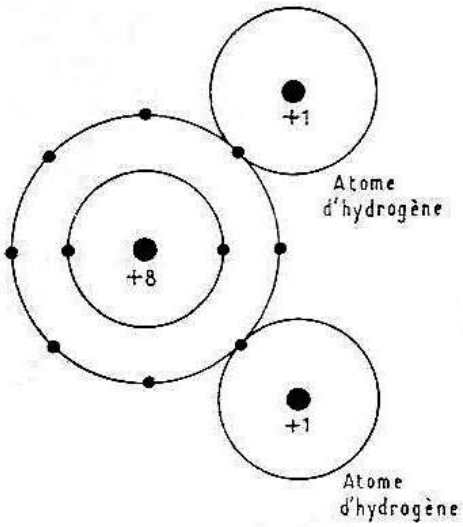


Fig. I-4

Bien souvent, pour un certain nombre d'éléments, les tables sont incomplètes. Dans l'atome de lithium, par exemple, l'un des trois électrons est obligé de rester seul à la seconde table (fig. I-1-c). Il est imprudent de laisser seul ce dernier convive qui attend le moment opportun pour s'en aller dans un autre restaurant voisin qui a une place libre. Ce restaurant peut être un atome de fluor qui, avec neuf électrons, a un siège vacant à la seconde table (fig. I-3). Si les deux atomes sont voisins, le transfert est inévitable. L'atome de fluor qui a absorbé un électron, possède une unité négative en excédent (+ 9 — 10 = — 1), tandis que l'atome de lithium possède une charge positive non neutralisée. Ces deux atomes, dotés de charges opposées, entrent alors en association pour former un corps nouveau, la molécule de florure de lithium. La formation d'une molécule représente une réaction chimique.

Un atome d'oxygène avec ses huit électrons a deux sièges vacants à la seconde table ; il peut ainsi inviter deux atomes d'hydrogène ayant chacun un seul électron pour former une association dont le résultat est l'eau H^2O (fig. I-4).

Le nombre de vacances ou d'excédents s'appelle en chimie valence ; dans l'hydrogène le fluor et le lithium, cette valence est de un ; dans l'oxygène, elle est de deux. La valence des atomes comme le néon ou l'hélium, dans lesquels il n'y a aucune table incomplète, est égale à zéro. Ces corps ne peuvent inviter personne. Autrement dit, ils ne peuvent former des composés chimiques.

Les électrons des éléments qui sont ainsi susceptibles de s'associer avec d'autres sont appelés électrons de valence. Mais quittons notre restaurant pour revenir à une explication plus scientifique. Nos tables sont en réalité des orbites autour desquelles tournent des électrons. La figure I-4 montre que la molécule d'eau formée de deux atomes d'hydrogène et d'un atome d'oxygène, est seulement constituée quand les deux électrons de l'atome d'hydrogène entrent dans les circuits des électrons qui constituent l'atome d'oxygène.

Il est maintenant possible d'expliquer simplement la constitution des ions, des cations et des anions. Lorsqu'un atome a perdu ou a fixé des électrons, en modifiant sa constitution normale, il augmente ou diminue sa charge électrique négative.

Les atomes qui participent à cet échange d'électrons et qui, pour cette raison, ne sont plus en équilibre, sont appelés ions. Les atomes qui ont fixé des électrons, et qui sont devenus négatifs, sont appelés anions, les atomes qui ont cédé des électrons et qui sont ainsi devenus positifs, sont appelés cations. Cette possibilité de se dissocier en ions n'appartient pas seulement aux atomes, mais également aux molécules qui fixent ou perdent des atomes au cours des réactions chimiques.

Même dans les substances d'une pureté élevée, comme par exemple un fil de cuivre ou d'aluminium, on constate toujours des mouvements de déplacement des électrons périphériques de tous les atomes. Le phénomène peut s'expliquer par la diminution de la force d'attraction vers le noyau central. Au cours de leur rotation, ces électrons se détournent facilement de leur orbite et sont tout aussi facilement attirés dans l'orbite externe d'un autre atome ayant quitté cette même orbite. Il se produit ainsi continuellement des attractions et des libérations d'électrons libres dans la masse de la matière, ce qui fait que cette dernière est dans un continuel état de déséquilibre électrique.

A l'exception des vapeurs et des gaz, la structure d'un corps solide possède des formes particulières dont il est indispensable de tenir compte. Dans un corps solide, les atomes tendent à se disposer dans des conditions particulières, en formant des groupements caractéristiques : chacun de ces groupements appelés « cristaux » dans un corps donné, est le siège d'une activité intense sous l'effet des vibrations des atomes qui fixent ou perdent des électrons.

Le mouvement de ces électrons s'effectue à travers les espaces laissés libres entre les divers cristaux superposés qui constituent tout le corps solide.

Conductibilité et courant électrique

Considérons un fil d'un métal quelconque, de cuivre par exemple. Il existe, dans sa structure cristalline, des interstices entre lesquels les électrons passent suivant un parcours absolument arbitraire et désordonné, mais ayant toujours comme champ d'action le fil ; autrement dit, le fil constitue un guide pour les électrons en dehors duquel il ne leur est pas possible de sortir. Les électrons, qui font partie des atomes de cuivre, ont une possibilité particulière de se séparer de

l'un pour se placer sur l'orbite externe d'un autre. Ce mouvement désordonné peut être coordonné par un moyen extérieur au fil de cuivre ; en effet, si les électrons qui circulent dans des directions arbitraires sont opposés à un certain nombre d'autres électrons, introduits dans le fil qui leur sert de guide, ceux-ci sont tous obligés de se déplacer dans une seule direction à cause de la forte répulsion qui s'exerce entre eux.

Si le moyen auquel on recourt pour introduire dans le fil ces électrons permet une alimentation continue en circuit fermé, on a un flux continu des électrons qui parcourent tout le circuit à une certaine vitesse. Ce flux s'appelle communément « courant électrique ». Le générateur qui alimente en électrons le circuit constitué par le fil de cuivre peut être un générateur électrique chimique, c'est-à-dire un accumulateur ou une batterie.

Les figures I-5 et I-6 donnent une idée sommaire de ce qui se passe. On y remarque que l'affirmation longtemps émise du sens du courant qui traverse un fil électrique allant du pôle positif au pôle négatif est erronée, et on en déduit le contraire.

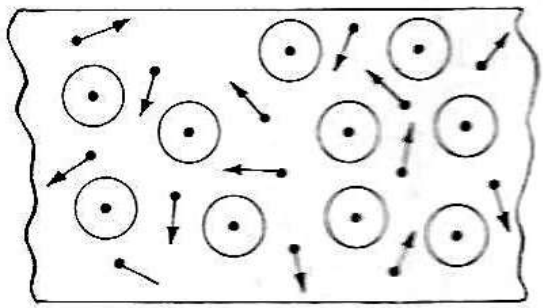


Fig. I-5

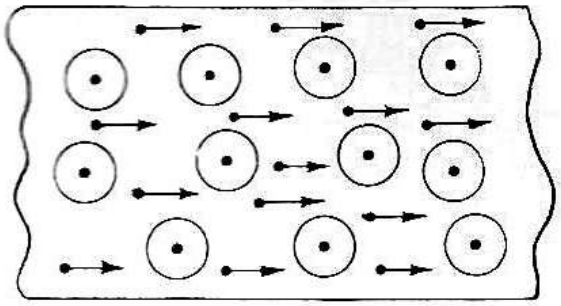


Fig. I-6

La répulsion qui s'exerce entre les électrons émis dans le fil et ceux qui y existent déjà, et entre les premiers et ceux qui succèdent, donne naissance à un mouvement de translation qui se transmet par répulsions successives avec une rapidité vertigineuse d'une extrémité à l'autre du conducteur ; ce mouvement d'ensemble fait pénétrer au pôle positif autant d'électrons qu'il en part du pôle négatif.

Il est évident que le chemin des électrons dans le conducteur n'est pas rectiligne à cause des continuels changements de direction provoqués par les différents cristaux qui amortissent la vitesse possédée par les électrons qui se heurtent.

Si on augmente la différence de potentiel et si on augmente ainsi le nombre des électrons qui partent de la borne négative, ceux-ci heurtent, avec un nombre toujours plus grand de chocs, les différents cristaux, chocs qui limitent toujours plus la vitesse des électrons, ce qui provoque l'échauffement du conducteur et le ralentissement du flux même des électrons. Ce phénomène explique pourquoi on constate une augmentation de résistance électrique lorsqu'un fil conducteur s'échauffe.

Nous avons dit que les électrons sont continuellement frappés par les électrons libres qui cherchent à trouver un passage pour continuer leur course, et comme ces ions, ils sont en vibrations continuelles. Ces vibrations se traduisent par le phénomène connu sous le nom de chaleur.

Résistance d'un conducteur

Nous avons vu que la différence de potentiel est précisément la cause qui détermine le flux d'électrons. Ce flux, dans un conducteur, est freiné dans sa marche selon les caractéristiques de la matière constituant le conducteur le long duquel s'effectue le transport du courant. Comme nous l'avons dit précédemment, cet obstacle est dû principalement aux chocs plus ou moins fréquents des électrons sur les atomes et les cristaux constituant le conducteur. Un corps isolant présente un formidable obstacle à ce passage, tandis qu'un corps bon conducteur offre un passage beaucoup plus facile. Nous dirons donc qu'un corps isolant présente une résistance électrique très supérieure à celle d'un corps conducteur.

CHAPITRE II

PRINCIPES DES TRANSISTORS

Les semi-conducteurs

Les composants les plus utilisés à l'heure actuelle dans l'élaboration des transistors sont le germanium et le silicium, cristaux appelés semi-conducteurs en raison de la valeur de leur résistance volumique. En effet, des matériaux comme l'argent ou l'aluminium, ayant une résistance volumique de 1 $\mu\Omega$ par cm^3 et 10 $\mu\Omega$ par cm^3 respectivement sont appelés conducteurs ; le mica, dont la résistance volumique est de l'ordre de 10^{12} Ω (c'est-à-dire 1 000 000 M Ω/cm^3) est appelé isolant, tandis que le germanium et le silicium pur, dont la résistance volumique est de l'ordre de 50 Ω/cm^3 et 50 $k\Omega/cm^3$ respectivement, sont appelés semi-conducteurs. Cette appellation est assez récente. On classait il y a peu de temps les corps en deux catégories, celle des isolants et celle des conducteurs. Mais certains corps, particulièrement des oxydes et des sulfures, ont des propriétés électriques dépendant beaucoup de facteurs assez inhabituels, tels que la température et la teneur en impuretés.

Le terme semi-conducteur s'applique à un groupe d'éléments à structure cristalline qui, en général, ont une faible conductivité électrique intermédiaire entre celle des conducteurs et celle des isolants. Le germanium et le silicium, comme le prouvent les valeurs de résistance volumique mentionnées ci-dessus, rentrent bien dans cette catégorie.

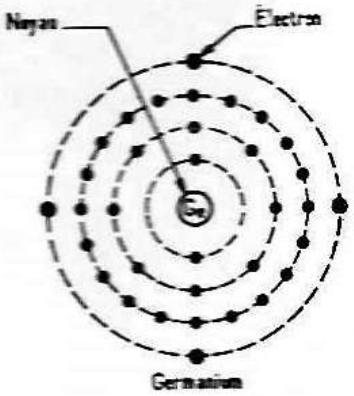


Fig. II-1

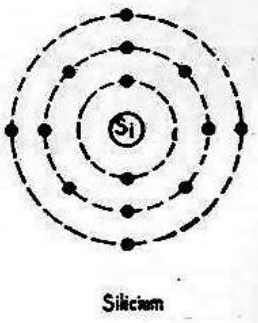


Fig. II-2

Un atome de germanium possède un noyau dont la charge est positive et égale à 32, tandis que la charge du noyau d'un atome de silicium est positive et égale à 14. Dans chaque cas, la charge positive totale du noyau est compensée par les charges négatives des électrons gravitant autour du noyau, c'est-à-dire que pour le germanium, il y aura 32 électrons, et pour le silicium 14. Ces électrons sont répartis sur plusieurs orbites, quatre dans le cas du germanium et trois dans le cas du silicium comme le montrent les figures II-1 et II-2. Les quatre derniers, ou

électrons de valence — les seuls qui nous intéressent — sont situés sur l'orbite périphérique, qui pour être complète devrait en comporter huit. Les autres électrons sont liés si étroitement au noyau qu'ils ne jouent aucun rôle, ni dans les réactions chimiques, ni dans la conduction électrique.

Structure du germanium

Les semi-conducteurs tels que le silicium et le germanium ont la même structure moléculaire schématisée à la figure II-3 dans laquelle chaque atome est entouré de quatre autres atomes, tous situés à la même distance du premier et à égale distance les uns des autres, disposés selon les sommets d'un tétraèdre régulier, pour former une structure continue constituée de cristaux cubiques. Chaque liaison est assurée par deux électrons. Sur la figure II-3, chaque boule représente un atome de germanium ; les liens entre les boules figurent les forces électroniques qui relient chaque atome à ses voisins. L'ensemble que nous considérons comme un cristal de germanium est réalisé par le fait que chacun de ces quatre électrons est lié à un électron de quatre autres atomes de germanium.

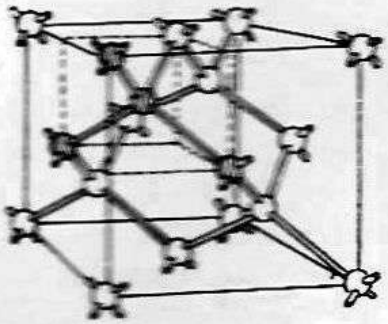


Fig. II-3

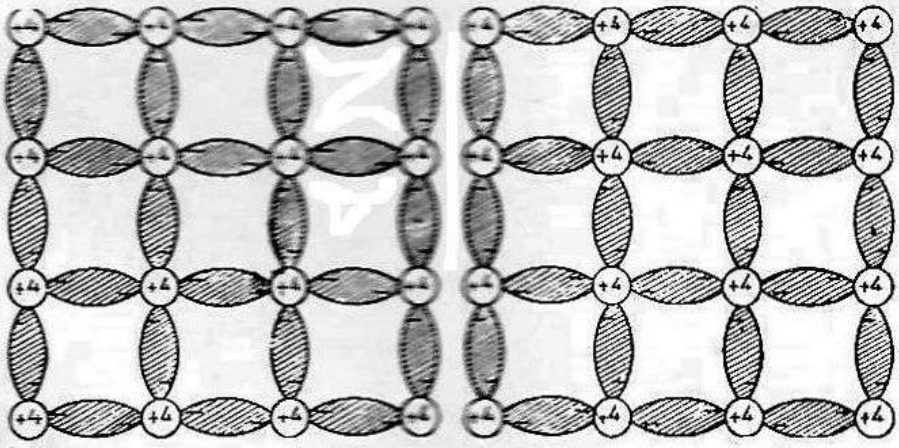


Fig. II-4

Pour se faire une idée de la dimension des atomes, nous dirons qu'un millimètre cube de germanium en contient plusieurs milliards de milliards.

La figure II-4 représente, réduite à deux dimensions pour une meilleure compréhension, la structure tétraédrique. Si nous examinons l'un des atomes, nous voyons que tous ses électrons de valence entrent dans la structure de quatre autres atomes. Tous les liens sont satisfaits et toutes les charges des noyaux neutralisées.

Comme il apparaît immédiatement, on constate l'absence d'électrons libres capables de permettre l'établissement d'un courant électrique. Cependant, le germanium n'appartient pas au groupe des isolants, mais à celui des semi-conducteurs. C'est qu'en effet, certains facteurs peuvent intervenir pour favoriser l'établissement d'un courant. Ainsi, l'état d'équilibre représenté sur les figures II-3 et II-4, peut être troublé par l'action de la température ambiante et celle de la lumière. On peut supposer que certaines formes d'énergie réussissent à détruire l'intégralité de la structure moléculaire et à mettre en liberté quelques électrons de valence. A la température ordinaire, la proportion d'électrons libérés est de 1 pour 1 000 000 d'électrons de valence de germanium. C'est cette rareté relative d'électrons libres qui justifie le terme semi.

Electrons et lacunes

Nous avons vu que sous l'action de la lumière ou de la chaleur des électrons peuvent se libérer et traverser d'une façon désordonnée la structure cristalline. Ceci détermine, comme le montre la figure II-5, une condition anormale, un lien étant incomplet. Un atome a perdu un électron, donc une charge négative, et porte, en conséquence, une charge positive égale à 1. On a donné à cette insuffisance le nom de « trou » ou « lacune ».

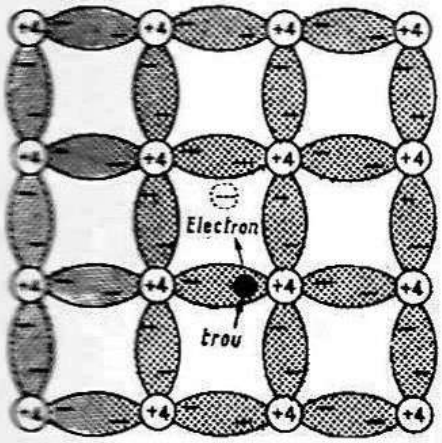


Fig. II-5

Il n'est pas difficile de comprendre qu'un certain nombre d'électrons libres peuvent donner lieu à l'établissement d'un courant électrique puisqu'il se produit une différence de potentiel entre deux points du cristal. Il est moins facile d'imaginer les trous comme des éléments porteurs de charges électriques ; cependant, les trous qui semblent se mouvoir en direction opposée à celle des électrons libres, ont une vitesse du même ordre de grandeur que ceux-ci.

L'explication du phénomène est assez simple. Lorsqu'un électron se libère, l'insuffisance de charge ainsi créée, ou trou qu'il laisse derrière lui, permet à un électron libre qui se trouve dans le voisinage de tomber dans le trou. Ceci détermine un nouveau vide à l'emplacement de l'électron. Nous assistons donc, en réalité, à un déplacement du trou représentant une charge positive, partant de sa première position, pour aller à la seconde. Le phénomène se développe en chaîne par les changements successifs dans la position des trous et s'observe dans un cristal, sur de nombreux couples semblables. De nombreux électrons négatifs et de nombreux trous positifs entrent sans cesse en combinaison.

La conductibilité d'un semi-conducteur dépend du nombre d'électrons libres et de trous existants, ainsi que de leur mobilité. Leur nombre est fonction de l'équilibre entre la vitesse de production et la rapidité de recombinaison de tels couples. La vitesse de production dépend de la source d'énergie, tandis que la vitesse de recombinaison dépend de la densité des électrons libres et des trous.

Comme la lumière, un champ électrique exerçant son action sur un cristal de germanium libérera des électrons et entraînera, en conséquence, la formation de trous, mais leur mouvement sera moins désordonné. Les électrons porteurs de charges négatives se déplaceront vers la borne positive, tandis que les trous, porteurs de charges positives, se déplaceront vers la borne négative. Les courants opposés de ces deux charges ne s'annulent pas comme on pourrait le supposer, mais se renforcent, au contraire, comme on peut le constater expérimentalement.

Le dopage des cristaux

La conductibilité d'un semi-conducteur tel que le germanium, par exemple, peut être largement modifiée par l'introduction, dans sa structure cristalline, en très petite quantité, de corps étrangers ou « impuretés » dont l'atome comporte trois ou cinq électrons de valence (dopage).

Si nous introduisons par exemple de l'arsenic dans le germanium en fusion, chaque atome d'arsenic va remplacer après solidification, un atome de germanium. L'arsenic est pentavalent. Les électrons de la couche extérieure forment alors avec les atomes voisins de germanium une liaison par covalence. Celle-ci étant limitée à quatre électrons, un électron ne va pas participer à cette liaison et pourra facilement être ionisé, c'est-à-dire retiré de l'influence du noyau de l'atome d'arsenic.

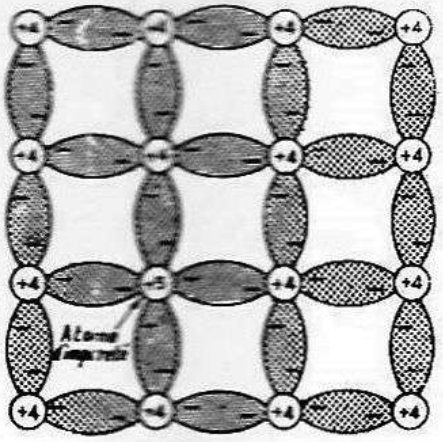


Fig. II-6

La figure II-6 représente schématiquement cette situation. Chaque électron en surnombre est, par suite, porteur d'un potentiel électrique. Si l'on applique un champ électrique au cristal, les électrons se déplacent et le cristal est conducteur.

Les atomes d'impureté qui enrichissent le cristal sont appelés « donneurs » et le germanium qui les contient est dit de type N, à cause des charges négatives supplémentaires. Parmi les autres corps pentavalents, signalons l'antimoine, le phosphore.

Il existe un second type d'impureté qui a une même influence sur la conductibilité des semi-conducteurs. C'est celui qui possède seulement trois électrons de valence, tels que le gallium, l'indium, le bore, l'aluminium. Si l'on ajoute au germanium en fusion une de ces impuretés trivalentes, les atomes d'indium remplaceront après solidification les atomes de germanium dans le réseau cristallin, comme le montre la figure II-7. Mais comme il n'y a que trois électrons pour réaliser la liaison avec l'atome voisin de germanium qui comprend quatre électrons de valence, chaque atome d'indium prélèvera un électron à une liaison covalente voisine, créant ainsi un trou dans le réseau et de ce fait portera à quatre le nombre d'électrons de sa couche extérieure. Il forme alors sa propre liaison covalente avec les atomes voisins, et devient stable à l'intérieur du réseau. L'énergie nécessaire à la formation d'un trou est du même ordre de grandeur que l'énergie d'ionisation d'une impureté du type N. Sous l'action de la température ou d'une force électromotrice, un électron libre provenant d'un autre atome de germanium peut rompre son lien et tomber dans un « trou » déterminant un nouveau vide dans le voisinage immédiat du premier. Le phénomène se développe en chaîne et nous obtenons un mouvement des trous dans la masse cristalline. Le germanium qui renferme une impureté trivalente est appelé germanium de type P, car il possède une charge positive par suite de l'absence d'électrons ; les porteurs majoritaires sont des charges positives ou trous. Quant à l'impureté, on l'appelle « accepteur » par opposition à celui de « donneur » utilisé dans le germanium type N. Dans un matériau de type N, la conduction étant assurée par des électrons, ceux-ci sont appelés porteurs majoritaires.

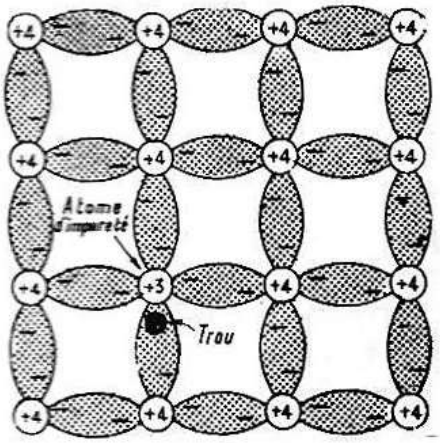


Fig. II-7

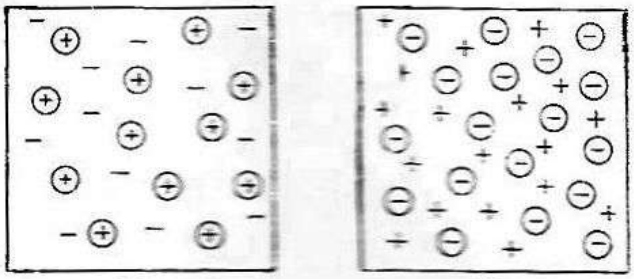
C'est donc, comme on le voit, le choix de l'impureté qui permet d'obtenir soit du germanium de type N, soit du germanium de type P.

Les impuretés introduites dans le germanium modifient profondément sa conductibilité. Si l'on ajoute 1 atome d'impureté pour 10^8 atomes de germanium, la conductibilité augmente de 16 fois. Cette concentration est généralement adoptée pour la fabrication des diodes et transistors au Ge. Si l'on ajoute 1 atome d'impuretés pour 10^7 atomes de Ge, la conductibilité augmente de 160 fois et est trop élevée pour la fabrication des diodes et transistors.

La jonction P-N

Maintenant que nous savons ce qu'on entend par germanium de type P et germanium de type N, il est possible d'examiner ce qui se produit si l'on place côte à côte une section de chacun de ces deux types. Nous obtenons, dans ce cas, une jonction P-N ou diode.

On représente schématiquement la structure cristalline de type P, ou de type N, en marquant seulement les atomes accepteurs ou donneurs, existant dans la structure, et les trous ou électrons mobiles. La figure II-8-a représente le germanium de type N et la figure II-8-b celui de type P.



a Fig. II-8 b

Les cercles renfermant le signe + représentent les atomes donneurs (type N). Ils possèdent un signe + parce que leur cinquième électron s'est déplacé et qu'il en résulte une charge positive égale à 1. L'électron libre est représenté par le signe —. De même, les atomes accepteurs retiennent un électron de valence supplémentaire et il en résulte une charge négative. Ils sont donc représentés par un cercle renfermant le signe —. Le trou laissé par le départ de cet électron est représenté par le signe + (type P).

En pratique, une telle jonction n'est pas obtenue en rapprochant mécaniquement deux morceaux, mais en dopant un cristal pour qu'il soit du type P ou du type N, et sur une petite surface de ce cristal ainsi dopé, on opère un second dopage de façon à créer le type opposé.

Lorsque les deux types de germanium sont réunis de façon à constituer une jonction, on peut penser que les trous du germanium de type P et les électrons du germanium de type N traversent la surface de séparation et passent d'un côté à l'autre pour se combiner. Cette hypothèse est aujourd'hui contestée par certains qui expliquent le déroulement du phénomène de la façon suivante. A mesure que les électrons du germanium de type N s'approchent de la jonction, ils rencontrent une force répulsive des atomes de germanium de type P chargés négativement. Seuls, quelques électrons possèdent assez d'énergie pour traverser la jonction, mais la majorité reste du côté N. De la même façon, les trous du germanium de type P sont repoussés par la charge positive des atomes du germanium de type N et se maintiennent de ce côté-ci de la jonction (fig. II-9). Cette région étroite, d'épaisseur voisine de 1 μ peut être considérée comme une couche d'arrêt ou barrière de potentiel.

Celle-ci a pour effet de provoquer une concentration non uniforme des électrons libres dans la région N et des trous dans la région P. Cette concentration est la plus faible au voisinage de la barrière.

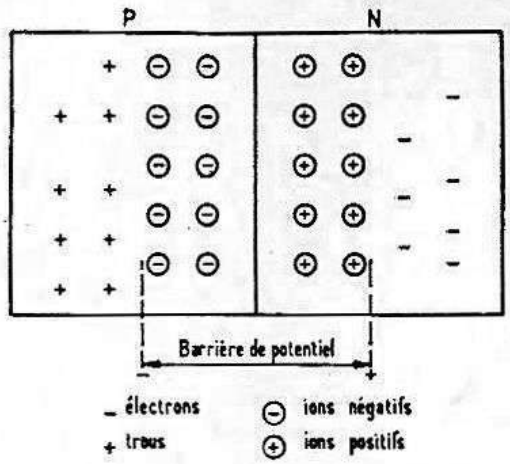


Fig. II-9

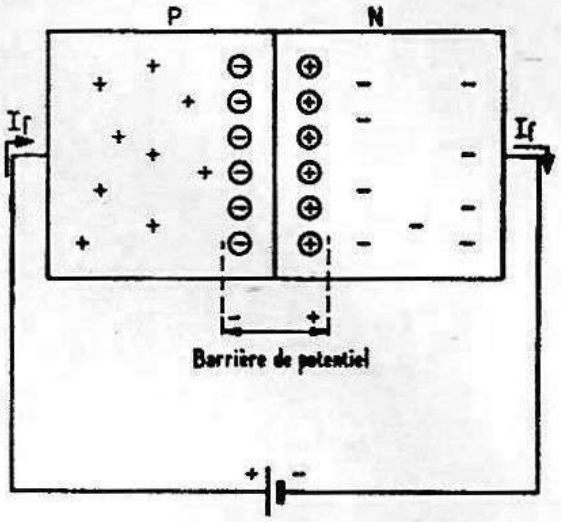


Fig. II-10

Il existe donc, à l'équilibre, une barrière de potentiel, au niveau de la jonction, qui s'oppose à la migration des porteurs majoritaires. Cette barrière de potentiel peut donc se représenter schématiquement par une batterie dont la polarité est identique à celle des centres ionisés des deux régions de conductibilité opposée. Cette barrière de potentiel, si elle s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires, ne s'oppose pas, bien au contraire, à la diffusion des porteurs minoritaires. Nous pouvons, à l'aide d'une batterie extérieure, soit renforcer, soit diminuer l'action de cette barrière de potentiel.

Si on relie le pôle positif d'une pile électrique à la région P, et le pôle négatif à la région N (fig. II-10), les électrons de la région N sont fortement attirés par la surface positive P, et simultanément, les lacunes positives de la surface P sont attirées par les particules négatives de la surface N.

Les lacunes et les électrons tendent donc à se recombiner au voisinage de la jonction. Pour toute lacune provenant du germanium de type P, qui se combine avec un électron provenant du germanium de type N, un autre électron quitte le cristal P au voisinage de la borne positive et rentre par celle-ci dans la batterie. Il en résulte une nouvelle lacune qui à son tour se dirige vers la jonction. De même pour tout électron de la région N qui se combine avec une lacune, un électron provenant de la batterie entre dans la région N. Nous obtenons donc de cette façon un courant continu. Les polarités ainsi appliquées à N et P sont dites de sens direct. Dans ce sens, qui est celui de résistance faible de la jonction P-N, une très petite tension produit un notable courant d'électrons et de lacunes à travers le germanium. Si on augmente progressivement cette tension, on constate, à un certain moment, que le courant s'élève rapidement d'une façon telle que la chaleur dégagée peut entraîner la détérioration des cristaux. Ce moment correspond au point où les forces répulsives sont complètement annihilées.

Si, au contraire, on renverse les polarités de la batterie (fig. II-11), c'est-à-dire si l'on relie le germanium de type P au pôle négatif, et le germanium de type N au pôle positif, la couche d'arrêt devient plus épaisse et se comporte alors comme une forte résistance. Les lacunes du germanium de type P sont attirées par le — de la batterie et les électrons par le pôle +.

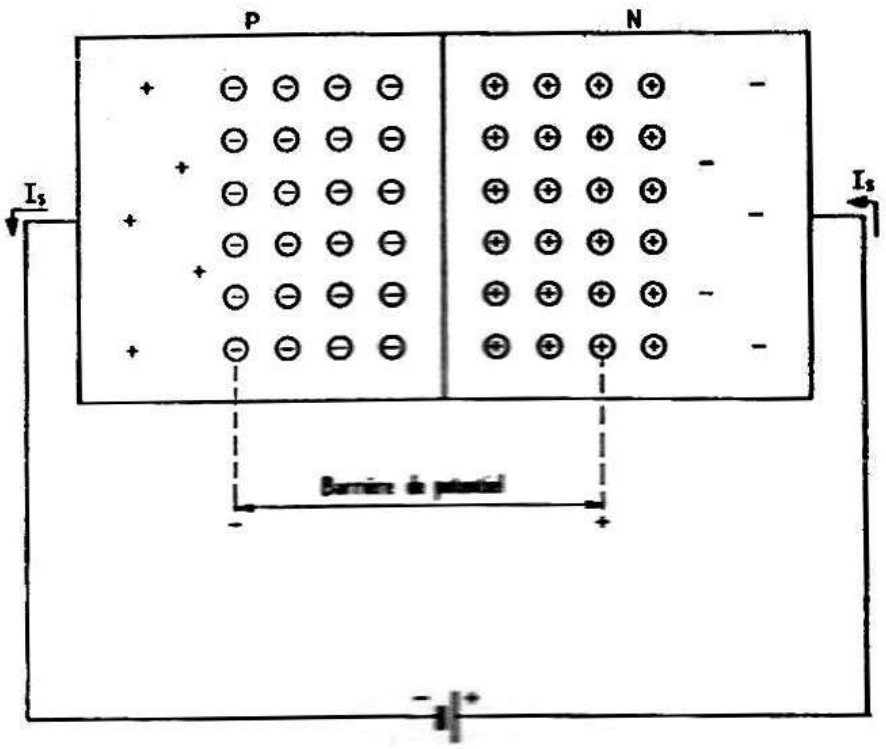


Fig. II-11

On obtient alors la conduction faible de sens inverse. Il ne passe pratiquement aucun courant dans le sens direct, mais seulement un faible courant inverse dû aux électrons libérés sous l'action de la chaleur ou de la lumière.

Le rapport de la résistance directe à la résistance inverse, Is, dit courant de saturation, peut atteindre 10 000 et le rapport des courants, plusieurs centaines de millions. Il en résulte que la résistance opposée au passage du courant est très différente suivant la polarité de la tension extérieure.

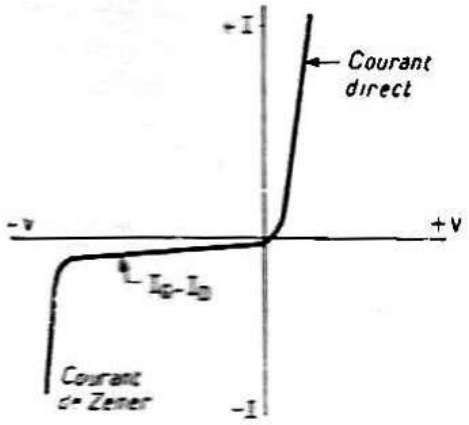


Fig. II-12

La figure II-12 indique l'allure du courant en polarisation directe à droite, et en polarisation inverse à gauche. Le courant direct croît indéfiniment avec la tension appliquée et n'est plus limité, pour les grandes valeurs de V que par la résistance ohmique du germanium. Le courant inverse, comme on le voit, est pratiquement constant pour une tension inverse de l'ordre d'une trentaine de volts (quelques

mA). On sait toutefois qu'il croît rapidement avec la température. Cette augmentation a pour effet d'augmenter les pertes par effet Joule, et par suite, de donner naissance à une nouvelle élévation de température. Si cette chaleur n'est pas évacuée immédiatement, l'effet devient cumulatif, et la diode est mise hors de service.

Si on se reporte à la figure II-12, on constate qu'en augmentant la tension inverse appliquée à la jonction au-delà d'une certaine limite appelée tension de rupture, le courant inverse croît brutalement. La tension appliquée à la jonction refoule les électrons dans la région N et les trous dans la région P. Il ne subsiste à l'intérieur de la jonction que les donneurs et accepteurs ionisés. Il existe donc un champ électrique intense qui croît en fonction du potentiel appliqué. S'il dépasse une certaine valeur, il parvient à briser les liaisons interatomiques, ce qui provoque un effondrement de la résistivité. Ce phénomène porte le nom d'effet Zener. Il indique la tension inverse qu'il ne faut pas dépasser, sans risquer de détruire les liens de valence, d'où la brusque élévation du courant.

Cependant les diodes appelées diodes Zener sont utilisées dans cette partie de leur courbe afin de stabiliser des tensions, une forte variation de courant correspondant, dans cette région de la caractéristique, à une faible variation de tension.

Il est important de noter également que l'existence de la barrière de potentiel, zone dont la largeur varie suivant la polarisation, représente tantôt un intérêt, tantôt un inconvénient. En effet, cette zone isolante se comporte comme un condensateur dont le diélectrique aurait pour épaisseur l'épaisseur de cette zone. Quand la jonction est polarisée négativement, la barrière de potentiel étant large, la capacité sera faible et dans le cas d'une polarisation positive, la barrière étant étroite, la capacité sera plus importante. Cette propriété est intéressante dans certains cas et utilisée, par exemple, dans les diodes Varicap. Elle l'est beaucoup moins en haute fréquence, puisqu'elle introduit une capacité supplémentaire dans le circuit.

Rappelons-nous que la résistance de la jonction est fonction de la polarisation. Elle est élevée pour une polarisation inverse, elle est basse pour une polarisation directe.

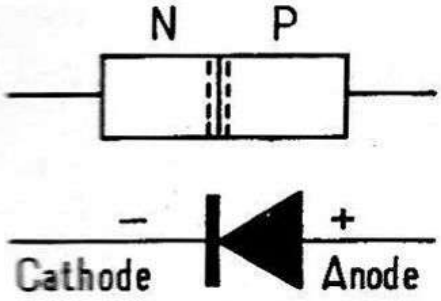


Fig. II-13

Une jonction P-N comme celle que nous venons d'étudier constitue une diode représentée schématiquement par le symbole de la figure II-13. Il faut retenir que la tension inverse applicable à la diode ne peut croître indéfiniment. A une certaine valeur de la tension inverse, la jonction se rompt sous l'effet des charges minoritaires en mouvement qui atteignent une vitesse suffisante pour provoquer

des chocs très violents avec les atomes ; il en résulte la séparation d'autres électrons qui deviennent libres à leur tour et se comportent comme les précédents. On constate ainsi un phénomène d'avalanche et le courant inverse croît rapidement.

La valeur de tension inverse pour laquelle commence ce phénomène est appelée tension de rupture. Dans la pratique d'utilisation des diodes, cette tension ne doit pas être dépassée.

Au cours des dernières années, les diodes au silicium ont pris une place de plus en plus importante par suite de leurs nombreuses possibilités d'utilisation. Ces diodes ont des courants inverses faibles, des tensions inverses élevées et une forte pente dans le sens direct.

Couples de jonctions

Dans des conditions déterminées, un couple de jonctions présente des caractéristiques particulières, par exemple lorsque les deux jonctions sont suffisamment voisines. Ainsi une mince lame de germanium de type P séparant deux sections de germanium de type N ou inversement constitue une double jonction. Dans le premier cas, nous avons un transistor N-P-N (fig. II-14) et dans le second, un transistor P-N-P (fig. II-15). Dans le premier cas également, une section de germanium N reçoit le nom d'émetteur, l'autre celui de collecteur et la section de type P, celui de base. Inversement, dans le transistor P-N-P, l'émetteur et le collecteur sont de type P, la base de type N.

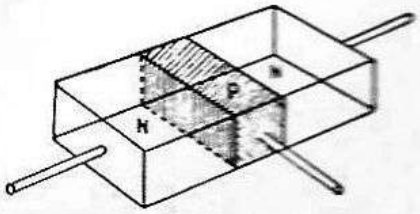


Fig. II-14

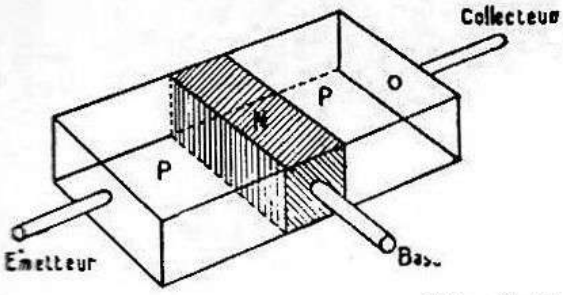


Fig. II-15

Un couple de jonctions ou transistor possède trois fils de sortie, chaque couche étant reliée extérieurement par un contact métallique.

Comme dans la diode à jonction précédemment étudiée, les deux extrémités du transistor N-P-N contiennent un excès d'électrons, tandis que la base possède un excès de lacunes. Il n'y a pas de combinaison entre les trous et les électrons aux deux jonctions pour les raisons que nous avons exposées précédemment.

Fonctionnement du transistor

Pour comprendre le fonctionnement d'un transistor à jonctions réalisons le montage amplificateur de la figure II-16. Notre discussion s'applique à un transistor à jonctions N-P-N. Elle serait absolument identique pour un transistor à jonctions P-N-P à condition que les polarités de la batterie soient inversées.

Comme on peut le constater sur la figure, nous voyons que la section émetteur-base est polarisée en sens direct, c'est-à-dire que le pôle positif de la batterie est relié à la base de type P et le pôle négatif à l'émetteur de type N. La section base-collecteur est polarisée en sens inverse par une seconde batterie, c'est-à-dire que le collecteur de type N est relié au pôle positif et la base de type P au pôle négatif.

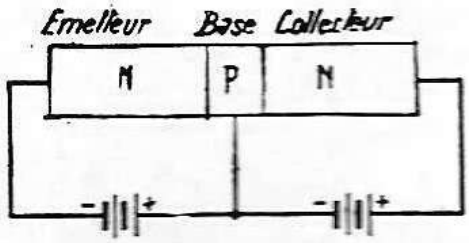


Fig. II-16

Puisque la jonction émetteur-base est polarisée en sens direct, c'est-à-dire de faible résistance, un courant s'établira à travers la jonction. Chaque fois qu'un électron provenant de l'émetteur tombe dans un trou de la base, il est remplacé par un autre électron provenant du pôle négatif de la batterie. Mais ce phénomène ne peut se prolonger que si une quantité équivalente d'électrons arrive à la borne positive. Aussi, pour chaque électron qui quitte la borne négative de la batterie, un électron provenant de la base du transistor arrive à la borne positive. Cette perte d'un électron crée dans la base un trou qui se dirige alors vers la jonction, pour se combiner, éventuellement, avec un électron provenant de l'émetteur. Il convient de remarquer que le nombre de lacunes engendrées dans la région P est bien plus grand que le nombre d'électrons libérés dans la région N. Le courant direct qui résulte de l'application de la tension directe est alors transporté presque exclusivement par des lacunes.

Par suite de la tension inverse appliquée au collecteur, on pourrait penser qu'aucun courant ne s'établit dans cette jonction. Il en serait pratiquement ainsi si la base était constituée d'une couche épaisse, et le seul courant traversant la double jonction serait le courant émetteur-base. Mais la base est mince, et les électrons qui ont quitté l'émetteur peuvent la traverser pour passer dans le collecteur sous l'action des forces attractives dues à la polarisation positive de ce dernier. Ils continuent ensuite leur chemin par le circuit extérieur et reviennent ainsi à l'émetteur. Cette situation s'explique fort bien si l'on considère que dans le circuit extérieur, les deux batteries sont montées en série. Comme la base est très mince, on peut admettre que le nombre de lacunes et d'électrons qui s'y combinent est faible, de l'ordre de 4 à 5 % du nombre total des électrons. Les 96 ou 95 % qui restent continuent leur chemin comme nous l'avons vu. En conséquence, le courant de base est petit si on le compare au courant de l'émetteur, qui en grande partie passe dans le collecteur. On constate dès maintenant une première analogie entre le transistor et le tube à vide. La base joue le même rôle que la grille qui capte une partie des électrons émis par la cathode (ici l'émetteur) qui se dirigent vers la plaque (ici le collecteur). Ce flux, c'est-à-dire l'intensité du courant dépend de la tension cathode grille comme il dépend, dans le transistor, de la tension base-émetteur. Par ailleurs, un changement de potentiel de l'émetteur produira un changement plus important sur le courant du collecteur que sur le courant de base. Le courant collecteur comme le courant plaque constitue la particularité intéressante du circuit de sortie.

L'explication du fonctionnement d'un transistor P-N-P est sensiblement la même que la précédente avec cette différence que les lacunes sont les transporteurs de courant dans les sections de l'émetteur et du collecteur, tandis que dans la base, les transporteurs de courant sont les électrons. L'émetteur est toujours polarisé en sens direct : puisqu'il est de type P, il est relié à la borne positive de la batterie. Le collecteur est polarisé en sens inverse ; il est donc ici relié à la borne négative de la batterie et la borne commune des deux batteries en série est appliquée à la base.

L'émetteur positif repousse les lacunes vers la base. En même temps, la borne négative de la batterie chasse les électrons de la base vers la jonction base-émetteur.

Quand un trou et un électron se combinent à la jonction, un autre électron venant de l'émetteur entre par la borne positive de la batterie. Il se crée ainsi une lacune qui se dirige à son tour vers la jonction. En même temps, un autre électron quitte le — de la batterie et pénètre dans la base. Ainsi un courant circule dans le circuit émetteur-base.

Nous avons dit qu'un certain nombre de trous se combinent avec des électrons de la base. Cependant 90 % environ échappent à cette combinaison. Ils atteignent alors le collecteur où ils sont soumis aux forces attractives du négatif de la batterie. Un électron de la batterie vient neutraliser un trou. Au même instant, un électron quitte l'émetteur et par le circuit extérieur rejoint la batterie du collecteur. Il convient de remarquer que bien que les trous soient les transporteurs de courant, la conduction dans le circuit extérieur s'effectue par les électrons.

La polarité des tensions à appliquer aux différentes électrodes s'établit automatiquement en observant que la jonction base-émetteur dans le circuit d'entrée peut être considérée comme une diode polarisée en sens direct et la jonction base collecteur du circuit de sortie comme une diode polarisée en sens inverse.

La résistance d'entrée d'un transistor est déterminée par la résistance directe de diode émetteur-base et ainsi est très basse. L'impédance de sortie est, au contraire, déterminée principalement par la valeur de la résistance inverse de diode collecteur-base et en conséquence, sa valeur est élevée.

Fonction amplificatrice du transistor

Pour bien comprendre cette fonction amplificatrice, reportons-nous à la figure II-16. Comme nous l'avons vu, la jonction émetteur est polarisée en sens direct, donc sa résistance est faible. Admettons qu'elle soit de 100 Ω. La jonction collecteur est par contre polarisée en sens inverse ; prenons par exemple 10 000 Ω. Par ailleurs, le courant d'émetteur I_E est pratiquement égal au courant de collecteur I_c, de l'ordre de 1 mA par exemple.

Imaginons maintenant de faire varier la tension de la batterie de polarisation de la jonction collecteur de manière à provoquer une variation de 0,1 mA du courant I_E, dans le circuit base-émetteur. La variation de I_c sera du même ordre. Mais le second circuit possède une résistance équivalente de 10 000 Ω alors que celle du premier n'est que de 100 Ω ; pour cette raison, on observera une variation de tension de $100 \times 0{,}0001 = 10$ mV pour le premier circuit, et une variation de $10\,000 \times 0{,}001 = 1$ V à la sortie du second.

Aussi une variation de 10 mV à l'entrée se traduit par une variation de 1 000 mV à la sortie. Le gain de tension, dans ce cas, est de $\frac{1\,000}{10} = 100$.

L'introduction d'une résistance de faible valeur en comparaison de la résistance intérieure de la diode base-collecteur ne modifiera pas le courant collecteur.

La tension de sortie est donc, en général, très supérieure aux variations de tension appliquée entre émetteur et base. Il convient également de considérer le gain en puissance. Celui-ci s'obtient en multipliant le gain en tension par le gain en courant. Comme le courant d'entrée est pratiquement égal au courant de sortie, le gain en puissance est du même ordre que le gain en tension.

L'amplification de tension, ainsi que l'amplification de puissance qui lui est proportionnelle sont d'autant plus grandes que le courant de collecteur est plus intense. Il faut donc s'efforcer de rendre le courant de base aussi faible que possible, afin que la majeure partie du courant d'émetteur puisse circuler dans le collecteur.

Le transistor est donc un dispositif capable d'amplifier des signaux électriques et peut ainsi être utilisé comme élément actif dans les circuits.

Il est impossible que le courant de base soit tout à fait nul, mais il correspond à un très faible pourcentage du courant d'émetteur. La variation du courant d'émetteur produisant une variation sensiblement proportionnelle du courant de collecteur, le courant de base subit évidemment, des variations relatives dans les mêmes proportions.

Inversement, si l'on fait varier le courant de base pour commander les courants plus importants de l'émetteur et du collecteur, ceux-ci subiront les mêmes variations relatives.

Puisque le courant I_B est toujours très faible et ne constitue qu'une faible fraction de I_E, le rapport $\Delta I_C / \Delta I_E$ entre les variations des deux courants de collecteur et d'émetteur est toujours inférieur mais très voisin de 1. Ce rapport est représenté par le symbole α et est appelé gain de courant.

Le rapport $\Delta I_C / I_B$ est désigné par β et le rapport $\Delta I_E / I_B$ par γ.

On en déduit que $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ et que $\gamma = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$.

α, toujours inférieur à 1, varie de 0,9 à 0,99 ce qui nous donne pour β des valeurs comprises entre 9 et 99.

Pour certains transistors β peut atteindre 500. On conçoit que β sera d'autant plus grand que α sera voisin de 1.

Signalons que α n'est pas mesurable ; on peut le calculer à partir de β qui, lui, est mesurable. En effet, les courants d'émetteur et de collecteur ne peuvent être mesurés à mieux de 1 % près. Leur rapport n'est donc calculé qu'à 2 %. Entre deux transistors dont les coefficients α sont respectivement 0,97 et 0,99, la mesure à 2 % près peut parfaitement ne montrer aucune différence alors que le second a un gain en courant, en émetteur commun, triple de celui du premier.

Notons qu'il existe un courant de fuite collecteur Ico ou Iceo lorsque la tension inverse est appliquée au collecteur et que le circuit d'émetteur est ouvert. Ce courant inverse est une caractéristique importante du transistor. Ico croît exponentiellement avec la température.

Règles communes à tous les transistors

De l'étude précédente, il apparaît deux règles importantes qui s'appliquent à tous les types de transistors, le fonctionnement des transistors PNP ou NPN étant identique, (seules les polarités des tensions d'alimentation sont inversées) :

1° L'émetteur est polarisé en sens direct, c'est-à-dire de faible résistance. Si l'émetteur est de type P, il est polarisé positivement ; s'il est de type N, il est polarisé négativement.

2° Le collecteur est polarisé en sens inverse, c'est-à-dire de haute résistance. Il est polarisé positivement dans les types NPN et négativement dans les types PNP.

Dans le cas d'un transistor NPN (fig. II-17) la base est positive par rapport à l'émetteur et le collecteur plus positif que la base toujours par rapport à l'émetteur.

Le fait de rapprocher le potentiel de base de la tension positive (en diminuant la valeur de RB) entraîne une augmentation du courant de base et par conséquent une augmentation du courant collecteur.

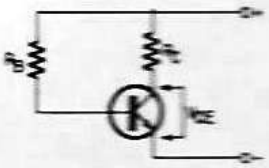


Fig. II-17

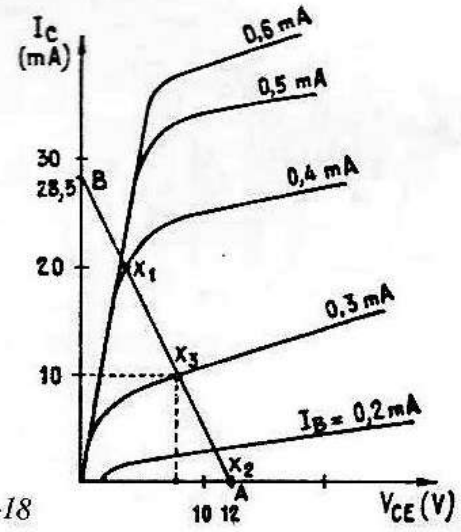


Fig. II-18

Ce phénomène est représenté à la figure II-18 illustrant la variation du courant collecteur (Ic) en fonction de la tension collecteur-émetteur (VCE) pour différentes valeurs du courant base. A noter que ces courbes décrivent aussi bien le fonctionnement d'un transistor PNP que celui d'un transistor NPN. Une tension constante entre collecteur et émetteur (VCE) est choisie en traçant une ligne verticale, et à l'intersection de cette verticale avec la courbe correspondant à un courant de base donné, on peut tracer une ligne horizontale qui donnera la valeur du courant correspondant.

Le point X3 est le point de fonctionnement pour lequel la tension collecteur émetteur étant de 7 volts, et le courant de base étant 0,3 mA, il circule dans le

collecteur un courant de 10 mA. Si l'on augmente le courant de base jusqu'à 0,4 mA, le point de fonctionnement se déplace en X1, et le courant de base jusqu'à 0,4 mA, le courant collecteur devient 20 mA.

Quelques symboles relatifs aux transistors

TENSIONS

V_{CB} Tension continue entre collecteur et base.

V_{CE} Tension continue entre collecteur et émetteur.

V_{EB} Tension continue entre émetteur et base.

V_{BE} Tension continue entre base et émetteur.

V_{CBO} Tension continue entre collecteur et base, l'émetteur étant en circuit ouvert.

V_{EBO} Tension continue entre émetteur et base, le collecteur étant en circuit ouvert.

V_{CEO} Tension continue entre collecteur et émetteur, la base étant en circuit ouvert.

V_{CER} Tension continue entre collecteur et émetteur le circuit base-émetteur étant fermé par une résistance extérieure R donnée.

V_{CES} Tension continue entre collecteur et émetteur, le circuit de base étant en court-circuit.

V_{CEX} Tension continue entre collecteur et émetteur, la jonction base-émetteur étant polarisée dans le sens inverse par une tension de valeur donnée.

COURANTS

I_E Intensité du courant continu traversant l'émetteur ; il est positif lorsqu'il circule du circuit extérieur vers l'émetteur.

I_B Intensité du courant continu traversant la base ; il est positif lorsqu'il circule du circuit extérieur vers la base.

I_C Intensité du courant continu traversant le collecteur ; il est positif lorsqu'il circule du circuit extérieur vers le collecteur.

I_{CBO} Intensité du courant de collecteur lorsque le collecteur est polarisé dans le sens inverse par rapport à la base, l'émetteur étant en circuit ouvert.

I_{EBO} Intensité du courant d'émetteur lorsque l'émetteur est polarisé dans le sens inverse par rapport à la base, le collecteur étant en circuit ouvert.

I_{CEO} Intensité du courant de collecteur lorsque celui-ci est polarisé en sens inverse par rapport à l'émetteur, la base étant en circuit ouvert.

Symboles employés pour représenter les transistors

Les symboles électriques servant à la représentation des transistors sont indiqués aux fig. II-19 et II-20. Le plus communément utilisé est constitué par un cercle à l'intérieur duquel on distingue les trois électrodes : base, émetteur et

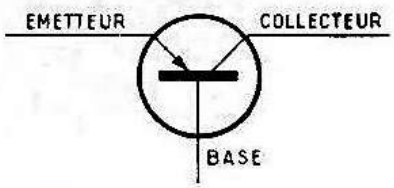
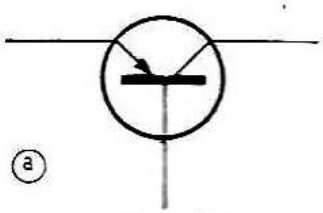


Fig. II-19



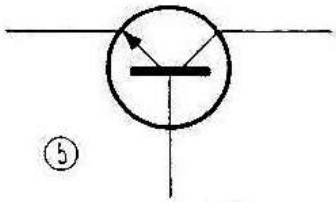


Fig. II-20

collecteur (fig. II-19). La base est figurée par un trait. L'émetteur se distingue du collecteur par une flèche différemment orientée suivant qu'il s'agit d'un type NPN ou PNP. Elle est dirigée vers la base si l'émetteur doit être positif par rapport à la base et le collecteur négatif. Il s'applique aux transistors PNP (fig. II-20-a). La flèche est de sens contraire dans le cas du transistor à jonctions NPN (fig. II-20-b).

Polarisation des transistors

Au point de vue pratique, les électrodes des transistors NPN et PNP doivent être portées à des potentiels convenables pour qu'ils puissent fonctionner.

Considérons d'abord le cas des transistors NPN. L'émetteur étant à un certain potentiel E_E, la base doit être à un potentiel de valeur supérieure E_B, donc $E_B > E_E$. Le collecteur doit être à un potentiel supérieur à celui de base, donc $E_C > E_B$.

Ceci est représenté graphiquement sur la figure II-21-a. Pour $E_E = + 2$ V on pourra avoir $E_B = + 2{,}5$ V et $E_C = + 10$ V.

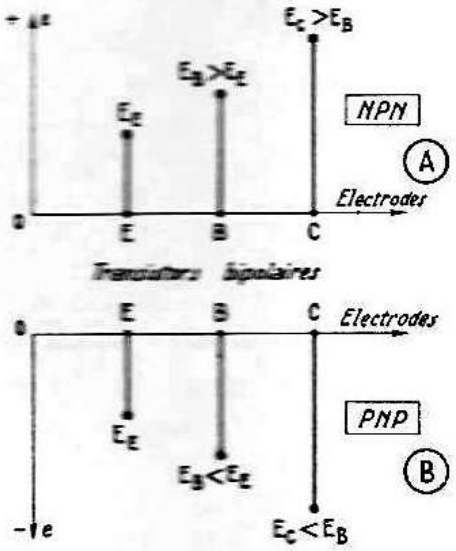


Fig. II-21

De même, si $E_E = -10$ V par rapport à une certaine tension zéro prise comme référence, on pourrait avoir $E_B = -9{,}5$ et $E_C = -1$ V, donc, dans le cas de tensions négatives, on aura toujours dans un NPN, $E_C > E_B > E_E$.

Pour les PNP, la figure II-21-b montre que dans un transistor de ce genre, on a toujours : $E_C < E_B < E_E$. par exemple $E_C = -10$ V, $E_B = -3$ V, $E_E = -2$ V ou pour un autre exemple : $E_C = + 1$ V, $E_B = + 9$ V, $E_E = + 10$ V.

En résumé la tension de base est toujours intermédiaire entre celle de l'émetteur et celle de collecteur. Dans un NPN $E_C > E_E$ et dans un PNP, $E_C < E_E$, les trois tensions E_E, E_B et E_C pouvant être, par rapport à une tension de référence quelconque, positives, négatives ou de signes mélangés.

Mode de branchement des transistors

Les trois montages fondamentaux

Les transistors peuvent être montés dans trois circuits fondamentaux :
— circuit à base commune Bc (fig. II-22). Le signal d'entrée est appliqué entre émetteur et base et la sortie est prélevée entre collecteur et base ;
— circuit à émetteur commun Ec (fig. II-23) entrée entre base et émetteur ; sortie entre collecteur et émetteur ;
— circuit à collecteur commun Cc (fig. II-24) entrée entre base et collecteur, sortie entre émetteur et collecteur.

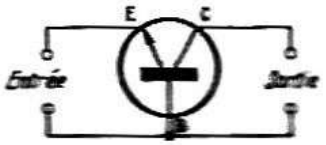


Fig. II-22

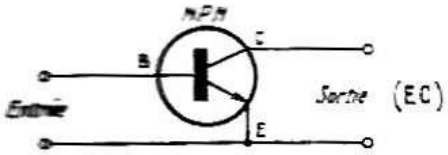


Fig. II-23

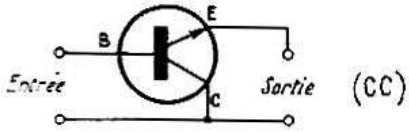


Fig. II-24

Chacun de ces trois montages présente les caractéristiques particulières rassemblées dans le tableau ci-dessous :

Caractéristiques	Base commune	Emetteur commun	Collecteur commun
Gain en courant	α inférieur à 1	β élevé	$\gamma = \beta + 1$
Gain en tension	élevé	élevé	voisin de 1
Gain en puissance	moyen	élevé	faible
Résistance d'entrée	faible	moyenne	élevé
Résistance de sortie	très élevée	moyenne	faible
Signal de sortie et signal d'entrée	en phase	déphasée de 180°	en phase

D'après ce tableau, on peut remarquer que seul le circuit à émetteur commun présente un gain en courant élevé, un gain en tension élevé et en conséquence le gain en puissance le plus élevé ; aussi est-il le plus fréquemment utilisé.

Par ailleurs, il est possible de coupler directement plusieurs étages en cascade, leurs impédances d'entrée et de sortie. de valeurs moyennes se prêtant bien à ce genre de montage, en particulier avec des éléments de liaison résistance capacité.

Le circuit à base commune convient pour coupler un circuit à basse résistance ou impédance avec un circuit à résistance élevée.

On utilise surtout le montage Cc comme étage d'adaptation entre deux impédances ou comme étage séparateur. Il convient, par exemple, pour adapter la forte impédance de sortie d'un étage Ec à la faible impédance d'entrée d'un étage suivant.

Parmi les trois circuits, le seul qui introduit une inversion de phase du signal est le montage à émetteur commun.

Courbes caractéristiques des transistors

Le transistor est essentiellement un élément à trois électrodes, comme l'indique la figure II-25, sur laquelle sont représentés les différents courants et les tensions appliquées.

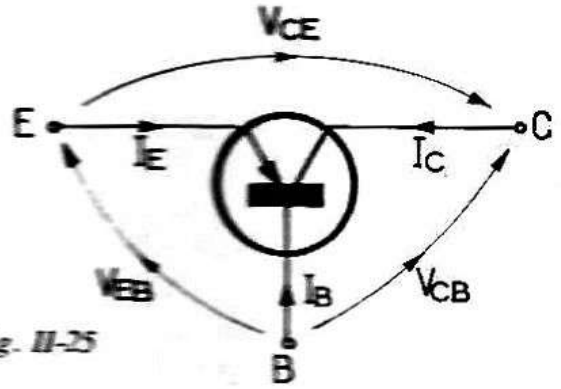


Fig. II-25

Le comportement d'un transistor en conditions statiques, c'est-à-dire en courant continu, s'exprime normalement par des familles de courbes caractéristiques.

La plupart des fabricants publient les courbes caractéristiques avec le montage base à la masse ou émetteur à la masse.

Dans le transistor, nous avons à considérer quatre grandeurs intéressantes : la tension d'entrée et le courant d'entrée, la tension de sortie et le courant de sortie. Il faut donc quatre familles de courbes pour représenter complètement le fonctionnement d'un transistor.

Parmi toutes les familles de caractéristiques possibles, il convient de choisir celles qui sont plus utiles et plus pratiques. Puisque les caractéristiques statiques doivent fournir des données qui sont utilisées pour l'établissement d'un circuit, il est naturel que le critère du choix soit fondé sur la clarté et la précision avec laquelle ces données peuvent exister dans les courbes.

Voyons quelles sont les familles de courbes qu'il est plus facile d'utiliser. Les couples qu'on peut établir expérimentalement d'après les différents montages sont indiqués dans le tableau ci-dessous.

Etage avec base à la masse	Etage avec émetteur à la masse	Etage avec collecteur à la masse
I_c, V_{CB} I_e = const	I_c, V_{CE} I_b = const	I_e, V_{EC} I_b = const
I_e, V_{EB} V_{CE} = const	I_b, V_{BE} V_{CE} = const	I_b, V_{BC} V_{CE} = const

Il est bon de se rappeler que dans les transistors à jonctions, la majorité des porteurs de courant qui proviennent de l'émetteur atteignent le collecteur ; ainsi le courant de base est faible en comparaison de celui de l'émetteur et du collecteur. Mais le courant de base est une donnée très importante dans le fonctionnement d'un transistor puisque c'est le courant d'entrée dans le montage avec émetteur à la masse, et avec collecteur à la masse. Aussi l'un des critères qui guident dans le choix des caractéristiques les plus représentatives sera la précision avec laquelle est représenté ce courant de base.

D'autre part, la jonction de l'émetteur est polarisée en sens direct, c'est-à-dire de faible résistance, tandis que la jonction du collecteur est polarisée en sens inverse ; ainsi la tension entre base et émetteur est très basse par rapport à la tension entre base et collecteur, et la tension entre émetteur et collecteur, qui est la somme des deux tensions précédentes, diffère peu de V_{BC}.

Mais la différence entre ces tensions nous intéresse dans le cas du montage avec collecteur à la masse où la première est la tension d'entrée et la seconde celle de sortie.

A la base de ces considérations, on constate que les courbes relevées dans le montage avec collecteur et avec base à la masse sont les plus appropriées pour donner une explication du fonctionnement général du transistor.

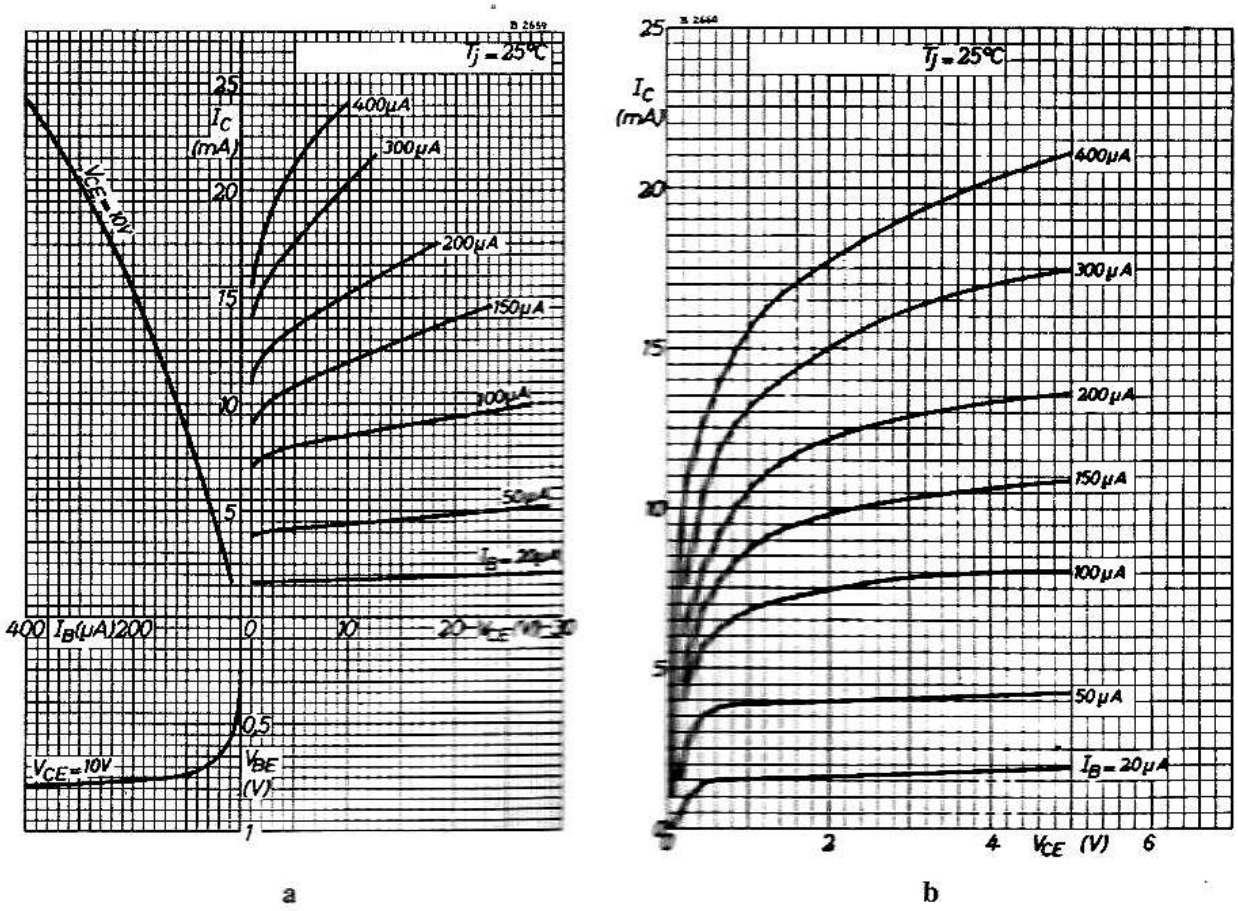
Les courbes relevées dans le montage avec émetteur commun, au contraire, donnent directement la valeur du courant de base et de la tension entre base et émetteur.

D'autre part, il faut toujours considérer les caractéristiques d'un étage avec émetteur à la masse, notamment parce que ce montage est le plus utilisé, car, dans ce cas, on a le maximum de gain de tension et de courant, et c'est, en outre, le seul montage qui procure l'inversion de phase.

Les familles de caractéristiques pour les deux autres montages peuvent être relevées avec suffisamment de précision à partir de celles obtenues dans le cas de l'émetteur à la masse.

La figure II-26 donne, à titre d'exemple, les caractéristiques d'un étage avec émetteur à la masse, d'un transistor NPN au silicium BF173.

L'angle supérieur droit représente l'augmentation du courant collecteur en fonction de la tension du collecteur, pour différentes valeurs du courant de base.



a b

Fig. II-26

La figure II-26-b donne une représentation agrandie de ces courbes pour des tensions de collecteur comprises entre 0 et 5 V.

Leur examen montre que dans les conditions de repos, c'est-à-dire en absence de signal, la tension de collecteur doit avoir une valeur appropriée pour que le signal soit amplifié correctement. Cette tension dite « tension de repos de collecteur » doit se trouver assez éloignée du coude de manière que les variations de tension se situent sur la partie rectiligne.

Considérons deux courbes seulement, celles correspondant à un courant de base de 20 μA et 50 μA ; pour une tension collecteur de 4 V, le courant collecteur correspondant à chacune de ces courbes est 1,9 mA et 4,2 mA. Nous pouvons donc écrire I_C = 4 200 μA — 1 900 μA = 2 300 μA.
I_B = 50 μA — 20 μA = 30 μA.

On en déduit que le gain de courant du transistor est égal à 2 300 : 30 = 76 environ.

Dans l'angle inférieur gauche est reportée la courbe qui représente l'augmentation de la tension de base en fonction du courant de base avec des tensions constantes du collecteur. Une seule courbe est reproduite parce que la tension de base est pratiquement indépendante de la tension du collecteur.

L'augmentation du courant du collecteur en fonction du courant de base, avec des tensions constantes du collecteur, est donnée dans l'angle supérieur gauche ;

une seule caractéristique suffit encore puisque pratiquement le courant du collecteur est indépendant de la tension du collecteur.

Il s'agit pratiquement d'une droite qui permet de déterminer rapidement quel que soit le gain du transistor, quelle doit être l'intensité du courant de base afin que celle du courant de collecteur ait une valeur déterminée en condition de repos.

Avec les familles de caractéristiques du premier et du troisième angle, les propriétés électriques d'un transistor basse fréquence sont complètement définies, puisqu'on peut, d'après elles, déterminer les valeurs des paramètres h (voir paragraphe suivant).

Point de travail et droite de charge

Le transistor fonctionne avec un certain courant de repos, choisi de manière à pouvoir recevoir le signal à amplifier ; puisqu'il détermine le courant de repos de collecteur et donc la résistance de charge, ce choix s'effectue au moyen de la droite de charge.

La droite de charge est tracée sur la famille de courbes de collecteur du transistor, en tenant compte de la tension de la batterie et de la valeur de la résistance de charge disposée dans le circuit de collecteur. La tension de collecteur maximale correspond à une charge nulle, c'est-à-dire à la tension de la batterie : le courant de collecteur maximal correspond à la valeur obtenue en appliquant la tension d'alimentation aux bornes de la résistance de charge.

Ces deux données permettent de tracer une droite qui coupe toutes les courbes caractéristiques et détermine sur chacune d'elles, le point de travail.

La figure II-27 représente un exemple de courbes de collecteur d'un transistor au silicium et de droite de charge. La tension de la batterie est de 10 V, la résistance de charge de 2 500 Ω.

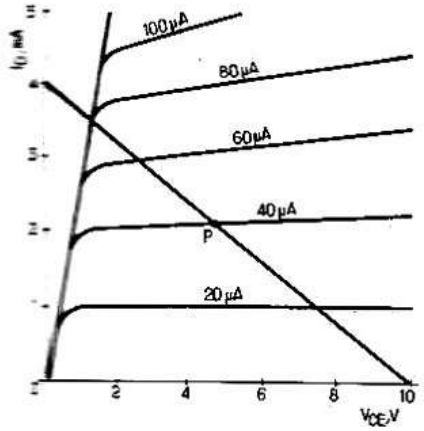


Fig. III-27

Sur l'axe des abscisses, portons le point X, correspondant à la valeur de la tension de collecteur, et sur l'axe des ordonnées, le point Y correspondant à la valeur du courant maximal de collecteur. Cette valeur est donnée par la loi d'Ohm :

$$\frac{10}{2\,500} = 0.004 \text{ A soit } 4 \text{ mA}$$

En joignant les deux points X et Y, nous obtenons la droite de charge. On peut remarquer que le point de travail le mieux adapté Q se situe au milieu de la droite de charge, pour un courant de base de repos de 40 μA.

Si le courant du signal doit varier de 40 μA, celui-ci passera de 20 μA en plus ou en moins, c'est-à-dire de 60 à 20 μA.

Le point de travail étant fixé, on peut immédiatement connaître l'intensité du courant de collecteur au repos. Il suffit de tracer une droite horizontale partant du point Q et coupant l'axe des ordonnées. Cette intensité est, dans notre cas, de 2,1 mA.

En portant les valeurs du courant de base établies plus haut, sur la droite de charge, on peut observer que la variation correspondante du courant collecteur s'établira entre 3 et 1 mA et que la variation de la tension de collecteur s'établira entre 7,5 et 2,6 V.

La droite de charge indiquée correspond à une charge de 2 500 Ω. En modifiant la valeur de la résistance de charge, la droite de charge sera également modifiée, ainsi que les valeurs du courant et de la tension de collecteur. A chaque résistance de charge correspond un courant de base approprié résultant de la droite de charge.

Fréquence de coupure

Comme dans un tube électronique, la courbe de réponse d'un transistor est limitée par les effets du temps de transit. Dans un transistor, type N, des lacunes sont injectées par le contact d'émetteur. Ces lacunes sont attirées par le champ électrique du collecteur, où elles viennent modifier la résistance de la couche de barrage. Les lacunes parcourent la distance entre ces deux électrodes en un certain temps et la durée de ce temps de parcours limite la courbe de réponse. Si l'on emploie du silicium type P, il faut inverser les polarités des électrodes et ce sont des électrons, et non plus des lacunes, qui sont injectés par le contact émetteur. Or, dans des conditions semblables, les électrons se déplacent à une plus grande vitesse que les lacunes. La courbe de réponse d'un transistor au silicium de type P est donc légèrement meilleure que celle d'un transistor au silicium type N.

Le comportement d'un transistor en fonction de la fréquence est caractérisé normalement par sa fréquence de coupure. C'est la fréquence pour laquelle le coefficient d'amplification de courant α n'est plus que 0,707, c'est-à-dire — 3 dB, de sa valeur en basse fréquence. On utilise fréquemment comme valeur de référence la valeur de α à 1 000 cycles.

La fréquence de coupure indiquée au moyen du symbole f α = f αb ou fh21b pour le circuit avec base commune et par le symbole f α = f αe ou fh21e pour le circuit avec émetteur commun est de l'ordre de 17 kHz pour le type AC125. Les types les plus récents, tel le BF194 ont une fréquence de coupure de l'ordre de 160 MHz.

Le terme fréquence de coupure conduit à une équivoque qu'il faut dissiper car il semble suggérer qu'il n'y aurait pas de gain utile pour les fréquences supérieures à celle de coupure. Or, ce n'est pas absolument exact. A mesure que la fréquence augmente, l'affaiblissement du gain est plus rapide que s'il ne provenait que de la

seule diminution du courant d'amplification en courant α, mais on peut encore obtenir une amplification pour une fréquence plusieurs fois multiples de la fréquence de coupure. On peut du reste facilement faire osciller le circuit sur une fréquence de plusieurs dizaines de MHz.

Dans les caractéristiques, on a spécifié la fréquence de coupure dans des conditions de fonctionnement données, soit par exemple pour V_c et I_e. On a procédé ainsi car, pour un courant émetteur donné, la fréquence de coupure augmente avec la tension de collecteur. Cette augmentation est donc un moyen d'améliorer la courbe de réponse. La fréquence de coupure est sensiblement proportionnelle à la tension de collecteur.

Niveau de bruit

Le bruit d'un transistor n'obéit pas à des lois comparables à celles du bruit des tubes électroniques, car, pour une bande de fréquence donnée, relativement étroite, il est inversement proportionnel à la fréquence centrale. Les facteurs de bruit des trois genres fondamentaux de montages amplificateurs sont sensiblement les mêmes.

Comme le facteur de bruit dépend de la fréquence, il est d'usage de spécifier les caractéristiques de bruit d'un transistor pour une fréquence centrale de 1 kHz, et une largeur de bande de 1 Hz.

Pour les types AC125 et AC132, mesuré à 1 000 Hz, il est d'environ 10 dB. Il descend à 7 dB pour une fréquence de 20 kHz et décroît à peu près proportionnellement à la fréquence.

Il faut noter que les plus récents types de transistor marquent, à ce point de vue, un progrès considérable. Cette amélioration est très importante, car le bruit étant inversement proportionnel à la fréquence, se manifeste particulièrement dans les amplificateurs de basse fréquence. Ainsi le niveau de bruit d'un transistor BF180 n'est que de 5,7 dB pour une fréquence de 800 MHz.

Action de la température sur le fonctionnement des transistors

Nous avons vu que la conductibilité du germanium dépend des liens électroniques et de la structure atomique du cristal. Une concentration trop élevée d'impureté augmente cette conductibilité, à tel point que l'émetteur se trouve dans l'impossibilité de contrôler le courant du collecteur. Mais la conductibilité croît également avec la température. Un certain nombre de trous et d'électrons libérés, formés ou introduits en un point de la structure moléculaire, se déplacent avec une vitesse dépendant de ces mouvements désordonnés, dépendant, à leur tour, de la température.

Par température, il faut entendre température de la jonction et température ambiante. Certes, la première a le plus d'importance, mais la seconde ne doit pas être négligée. Dans les circuits autres que les étages de puissance, les dissipations sont si faibles que la température de la jonction est sensiblement la même que celle de la température ambiante. Dans les étages de puissance, il est nécessaire de tenir compte de l'élévation de la température de la jonction.

Si la température augmente le courant qui circule croît rapidement. Il ne faut donc, en aucun cas, même pendant de brèves durées, dépasser la puissance maximale dissipable sur le collecteur indiquée dans les caractéristiques. Une trop forte dissipation surchaufferait le transistor : l'élévation de température augmenterait le courant qui accroîtrait encore la puissance dissipée et la température. Ainsi le transistor pourrait, de ce fait, être mis hors d'état de fonctionner et pourrait même être détérioré de façon définitive.

Les transistors, même pour une surcharge minime, peuvent s'échauffer très rapidement. Les tensions et les courants de crête ou moyens, ainsi que les autres valeurs à ne pas dépasser, sont des limites absolues et il ne faut en transgresser aucune.

A cause de cette sensibilité à la température, les fabricants précisent toujours le maximum de dissipation du collecteur pour une température ambiante donnée. Pour un BFY90, la valeur limite à ne pas dépasser, de la puissance dissipée sur le collecteur, à une température ambiante de 25 °C est de 0,2 W. Elle est de 0,8 W pour un BFY55.

D'après ce qui vient d'être dit, il est clair que les transistors ne doivent pas être placés sur le châssis en des points où la température dépasse les limites indiquées.

D'autre part, on s'efforce, notamment dans les transistors de puissance, de faciliter l'écoulement thermique vers le châssis par l'adjonction d'un clip en cuivre ou d'une plaque métallique servant de refroidisseur. On peut encore recourir à une ventilation.

Courant inverse de saturation

Le courant de collecteur, dans un circuit à base commune, ne peut jamais être inférieur à une valeur donnée même en l'absence de courant d'émetteur ($I_e = 0$). Cette condition $I_e = 0$ est obtenue quand le circuit d'entrée est ouvert, c'est-à-dire quand le circuit collecteur se ramène à une diode à jonction polarisée en sens inverse. Le faible courant circulant dans cette diode est appelé courant inverse de saturation de collecteur et représenté par le symbole I_{co} ou I_{cbo}.

Dans le circuit à émetteur commun, les courbes caractéristiques du courant de collecteur indiquent que pour $I_b = 0$, le courant de collecteur a encore une valeur bien déterminée, spécifiée au moyen du symbole I'_{co} ou encore I_{ceo}.

La raison pour laquelle dans le circuit à émetteur commun le courant inverse de saturation a une valeur plus élevée est la suivante :

De la base au collecteur, le courant inverse de saturation I_{co} continue à circuler puisque la tension d'alimentation polarise encore la diode base-collecteur en sens inverse. Le courant de base est nul ; malgré cela, la base est parcourue par le courant I_{co} provenant de l'émetteur et produira dans le collecteur un courant d'intensité $\alpha' \cdot I_{co}$.

L'intensité totale du courant inverse de saturation du collecteur s'élèvera ainsi à $I_{co} + \alpha' I_{co}$, c'est-à-dire (fig. II-28)

$[I'_{co} = (I + \alpha') I_{co}]$

En réalité, la valeur de I'_{co} n'est pas aussi élevée que pourrait le laisser supposer l'expression suivante du fait que α', pour ces faibles valeurs de courant, est très inférieur à sa valeur normale.

Dans un circuit avec émetteur commun, le courant inverse de saturation (I'_{co}) atteint la valeur maximale seulement quand le circuit de base est ouvert. Si on relie la base à la masse au moyen d'une résistance on aura un courant inverse de saturation dont la valeur est comprise entre celle de I_{co} et I'_{co}. La valeur I_{co} ne sera donc pas atteinte, pas même en reliant la base à la masse, ceci à cause de la légère tension positive de polarisation qui se produit à travers la jonction émetteur-base dans la résistance interne de base r_b parcourue par le courant inverse de saturation.

La valeur du courant inverse de saturation dépend dans une large mesure de la température de la jonction.

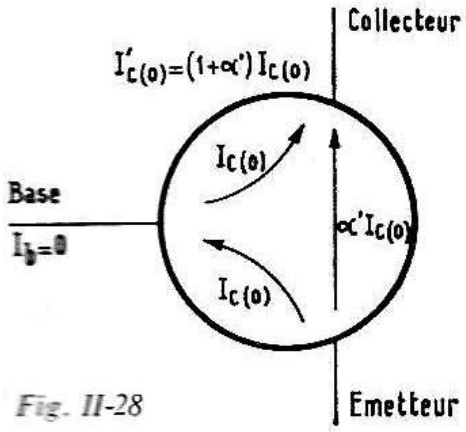


Fig. II-28

Le transistor comme quadripôle

Au cours des précédents paragraphes nous avons pu constater qu'il existe, dans le transistor, une grande relation entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie. Cette particularité constitue une différence essentielle avec les tubes à vide dans lesquels les circuits d'entrée et les circuits de sortie sont relativement indépendants entre eux.

Pour mieux comprendre cette relation entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie, on représente le transistor par des circuits électriques équivalents simples exprimant les propriétés du transistor.

Le quadripôle constitue une représentation commode. Imaginez une boîte rectangulaire comportant deux bornes à l'entrée et deux bornes à la sortie (fig. II-29). Ce quadripôle permet d'effectuer une série de mesures et de calculs.

Fig. II-29

On peut, par exemple, appliquer un signal aux bornes 1 et 2 et mesurer la tension de sortie entre les bornes 3 et 4, ainsi que le courant qui circule dans le circuit d'entrée et le courant qui circule dans le circuit de sortie ouvert. En divisant V_1 par le courant I_1, nous obtenons la résistance d'entrée.

On peut aussi appliquer le signal à l'entrée et relever l'intensité du courant du circuit d'entrée et la tension aux bornes de sortie. Cette mesure indique l'effet du circuit d'entrée sur le circuit de sortie.

Une troisième mesure peut être effectuée avec le générateur branché aux bornes de sortie, et en mesurant les intensités et tension correspondantes aux bornes du circuit de sortie, le circuit d'entrée restant ouvert.

Enfin, toujours avec le générateur branché aux bornes de sortie, on mesure la tension aux bornes du circuit d'entrée.

Les résultats de toutes les mesures possibles permettent de dessiner un réseau simple de résistances qui donne exactement les mêmes résultats que ceux que l'on obtient avec le dispositif précédent.

En utilisant cette méthode, le réseau équivalent d'un transistor peut être représenté suivant la figure II-30 qui correspond au réseau équivalent en T, le plus fréquemment employé. Le montage utilisé est « base à la masse ».

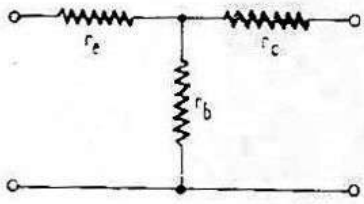
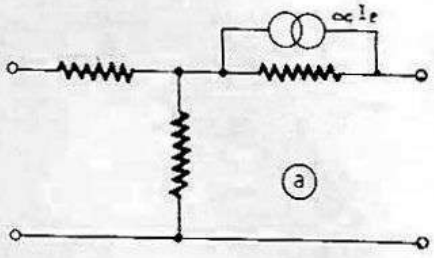


Fig. II-30

La résistance d'émetteur r_e est la résistance dynamique (en alternatif) de l'émetteur, considéré comme une diode polarisée dans le sens direct. La résistance de collecteur r_c est la résistance dynamique du collecteur, considéré comme une diode polarisée dans le sens inverse. La résistance ohmique de la matière même de la base est r_b.

Le rôle amplificateur de courant du transistor peut être représenté, soit par un générateur de courant $\alpha\, i_e$ aux bornes de la résistance de collecteur r_c, α étant l'amplification statique, soit par un générateur de tension $i_e\, r_m$, disposé en série avec r_e (fig. II-31-a et b).



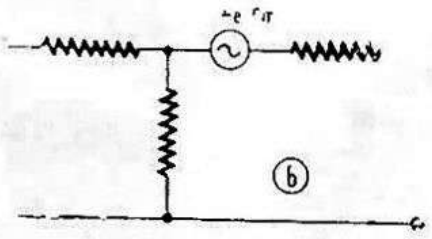


Fig. II-31

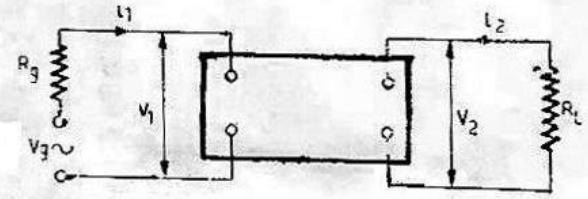


Fig. II-32

Pour tracer tout le réseau, il faut ajouter la résistance du générateur R_g et la résistance de charge R_L (fig. II-32). Les équations établies avec ces paramètres peuvent être un peu simplifiées. Si l'on néglige r_e, qui est très faible, par rapport à r_m et r_c, on peut écrire r_m au lieu de $(r_m - r_e)$.

Bien entendu, cette représentation n'est valable que si le transistor est convenablement polarisé.

Zone admissible de fonctionnement

Les fabricants de transistors précisent les valeurs maximales de tension, d'intensité et de puissance dissipée au collecteur. Ces valeurs, bien entendu, ne doivent pas être dépassées pour ne pas risquer d'endommager le transistor utilisé.

La tension maximale de collecteur est la tension correspondant à la rupture de la jonction base-collecteur qui peut se produire pour deux raisons.

Considérons d'abord un transistor à jonctions NPN dont l'émetteur est en circuit ouvert comme le représente la figure II-33-a. L'intensité du courant collecteur est représentée par le courant de fuite I_{CBO}. Si l'on élève la tension V_{CB} appliquée extérieurement, ce courant va s'élever pour atteindre une tension de rupture critique V_{CBO}. L'intensité du courant augmente très rapidement par un phénomène d'avalanche comme le montre la figure II-33-b.

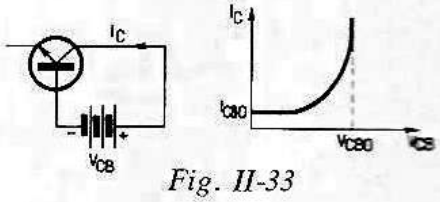


Fig. II-33

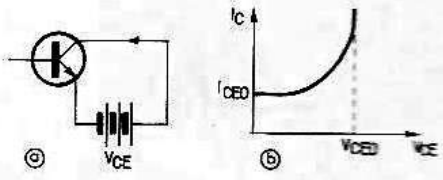


Fig. II-34

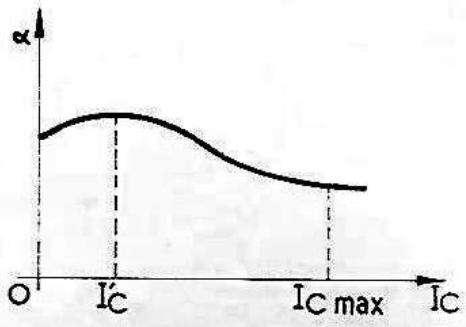


Fig. II-35

Examinons maintenant le cas où le transistor NPN est monté avec la base en circuit ouvert, comme le représente la figure II-34-a. L'intensité du courant collecteur correspond à la valeur du courant de fuite collecteur-émetteur I_{CEO}. A mesure que la tension appliquée s'élève, le courant augmente pour atteindre un point de rupture comme dans le cas précédent (fig. II-34-b). Ce phénomène est dû à une extension de la zone de transition collecteur-base dans la région de base. Lorsque celle-ci occupe toute la région, il se produit entre collecteur et émetteur une zone de faible résistance, ce qui provoque la rupture.

Quand le courant de collecteur s'élève, le facteur α varie également ; on constate qu'il s'élève d'abord pour une valeur I'_c, puis diminue à mesure que l'intensité collecteur I_c augmente. Cette situation est schématisée par la figure II-35. Les constructeurs indiquent une valeur d'intensité maximale de courant collecteur $I_{c\,max}$ pour laquelle la diminution de α est acceptable.

La dissipation maximale de collecteur $P_{c\,max}$ est donnée pour un type de transistor en fonction de la température ambiante.

Celle-ci est donnée par la formule

$$P_{c\,max} = \frac{1\,(T_{J\,max.} - T_{amb})}{R_{th}}$$

dans laquelle $T_{J\,max}$ = température max de la jonction
T_{amb} = température ambiante
R_{th} = résistance thermique totale

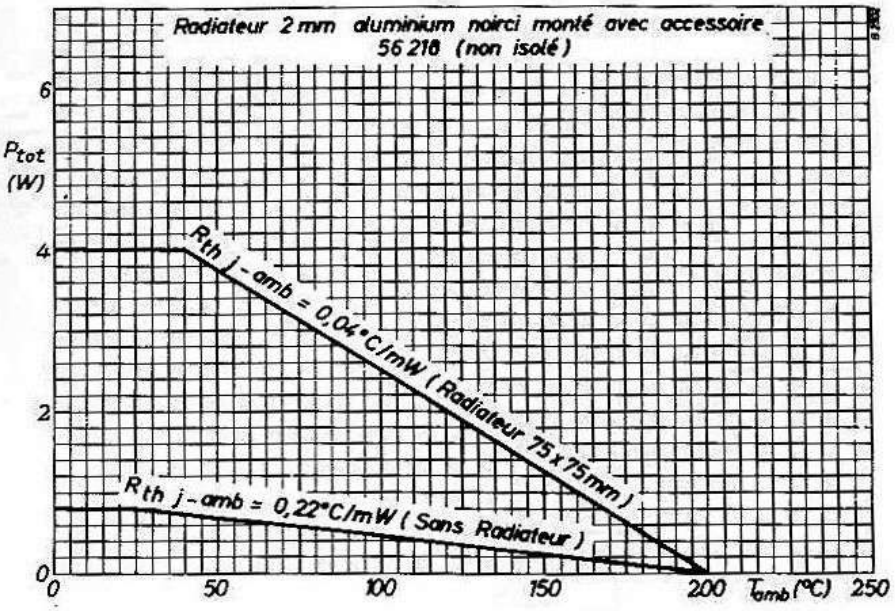


Fig. II-36

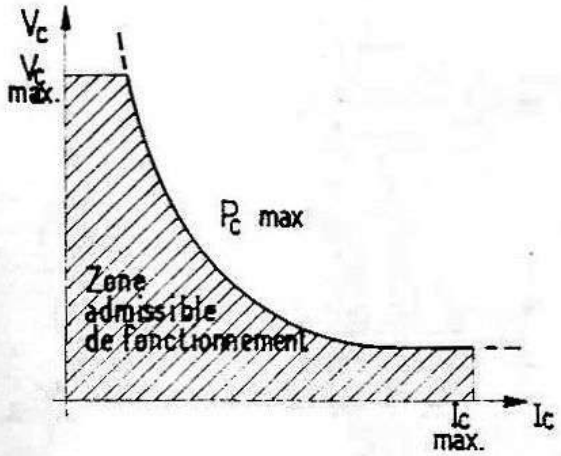


Fig. II-37

La courbe de dissipation de puissance maximale de collecteur d'un transistor BFY50 avec ou sans radiateur est représentée à la figure II-36.

En fonction des valeurs caractéristiques V_c max, Ic max et Pc max indiquées par les fabricants, il est possible de déterminer la zone admissible de fonctionnement d'un transistor comme le montre le diagramme de la figure II-37. Cette zone est limitée par une hyperbole.

Fixation du point de fonctionnement en fonction de la température

Dans l'établissement des circuits à transistors, il est nécessaire de prendre en considération les différences de production des caractéristiques, ou bien les effets des variations de température sur les paramètres de ceux-ci. S'il est vrai qu'une partie des appareils n'ont pas à fonctionner dans des conditions d'ambiance particulièrement sévères, il est nécessaire de tenir compte que certains paramètres des transistors accusent des variations relativement grandes à la suite de petits changements de température. Les appareils portables exigent de fonctionner à l'intérieur d'une vaste gamme de température.

Les différences de production rencontrées entre les transistors d'un même type sont considérables en comparaison de celles présentées par les lampes. Ces différences sont naturellement plus importantes pour les transistors de prix plus bas, prévus pour l'utilisation dans les appareils d'usage domestique. Si, au cours de la réalisation, on tient compte de la stabilité à la température, on bénéficie de l'avantage supplémentaire que cette disposition rend le circuit moins sensible à ces différences de production. Ceci minimise la nécessité d'avoir à étudier les circuits pour chaque cas, ou bien d'après le type particulier de transistor qui sera utilisé.

Un autre avantage est donné par le fait que l'échauffement et l'instabilité thermique qui en découlent sont pratiquement éliminés. Mais cette amélioration ne sera obtenue que par une plus grande complexité du circuit, par une plus grande consommation de courant et quelquefois, par un moindre rendement.

Les transistors au silicium possèdent l'avantage de pouvoir être utilisés à des températures plus élevées que ceux au germanium. Les principes exposés ci-dessous s'appliquent toutefois aussi bien aux types au silicium qu'à ceux au germanium.

Valeurs variables

Variations de α. — Nous avons vu précédemment que $\alpha = \dfrac{\Delta Ic}{\Delta Ie}$ et

et $\beta = \dfrac{\alpha}{1 - \alpha}$

Par exemple, on peut avoir pour différents transistors d'un même type $\alpha = 0{,}95$ ou $\alpha = 0{,}97$. Cette différence peut paraître négligeable puisqu'elle n'atteint pas 2 %, mais dans les formules on utilise très souvent $1 - \alpha$, ce qui nous donne dans les deux exemples précédents :

pour $\alpha = 0{,}95$. $(1 - \alpha) = 0{,}05$
pour $\alpha = 0{,}97$. $(1 - \alpha) = 0{,}03$

La variation s'élève alors à plus de 50 % et il est nécessaire d'en tenir compte.

Variations de Ico. — Nous avons vu que dans un montage avec émetteur à la masse, avec base en circuit ouvert, le courant total de collecteur, Ic, est donné par la somme du courant collecteur-base, Ico, et du courant collecteur-émetteur, ß Ico.

$$Ic = Ico + \beta\, Ico$$

Dans les transistors au germanium Ico augmente approximativement de 10 % par degré centigrade. Ceci nous conduit à un doublement de Ico pour une augmentation de température de 10 °C. Si ß reste constant dans cette gamme, Ic deviendra ainsi double pour une augmentation de 10 degrés ; en remplaçant par 2 Ico, Ico dans l'équation ci-dessus,

$$\begin{aligned} Ic &= 2\,Ico + ß\,(2\,Ico) \\ &= 2\,(Ico + ß\,Ico). \end{aligned}$$

Malheureusement, ß augmente aussi avec la température, mais moins rapidement que Ico.

Pour illustrer la rapide variation du courant de collecteur avec la température, prenons un exemple :

Un transistor à 22 °C possède : ß = 50, Ico = 10 μA (0,01 mA).

Quelle sera la valeur du courant collecteur ?

$$\begin{aligned} Ic &= Ico + ß\,Ico \\ &= 0{,}01 + 50\,(0{,}01) \\ &= 0{,}51\ mA \end{aligned}$$

Quel sera le courant à 32 °C, en supposant que ß augmente de 1 % par degré C.

A 32 °C :

$$\begin{aligned} ß &= 50 + (0{,}01)\,(32\text{-}22)\,(50) \\ &= 50 + 0{,}1\,(50) \\ &= 50 + 5 \\ &= 55 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Ico &= 2 \times 0{,}01 \\ &= 0{,}02\ mA \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Donc } Ico &= 0{,}02 + 55\,(0{,}02) \\ &= 1{,}12\ mA \text{ à } 32\ °C \end{aligned}$$

Les transistors au silicium ont un courant Ico beaucoup plus faible que les transistors au germanium, de l'ordre de 10 mA à 25 °C. Il s'ensuit donc que les transistors au silicium pourront être utilisés à des températures plus élevées que les transistors au germanium.

On remarque donc comment l'élévation de la température tend à faire augmenter le courant de collecteur ; en conséquence, il est nécessaire que ce courant ne s'éloigne pas de sa valeur originale à l'intérieur de la gamme de température que l'on doit rencontrer. Cette préoccupation est l'objet des principes qui suivent.

Schéma de principe d'un étage amplificateur de base

Le schéma de principe d'un étage amplificateur BF pour signaux faibles, est donné à la figure II-38.

La résistance de base R_1 sert à fournir à la base le courant de polarisation nécessaire. Elle est reliée ici au pôle positif de la batterie puisqu'il s'agit d'un transistor NPN. La valeur de cette résistance dépend du courant qui doit la traverser et de la tension de la batterie. On la calculera d'après la loi d'Ohm.

R_2 est la résistance de charge du collecteur qu'elle relie également au pôle positif de la batterie (cas du transistor NPN). Le signal amplifié est recueilli sur cette dernière électrode. La valeur de la résistance de charge est choisie en fonction de la tension de la batterie et du courant de collecteur parmi les valeurs normalisées de quelques kΩ.

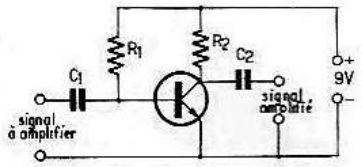


Fig. II-38

La tension de collecteur résulte de la différence entre la tension de la batterie et la chute de tension aux bornes de la résistance de charge. C'est celle qui existe entre le collecteur et l'émetteur ; elle n'est pas critique du fait que l'amplification du transistor varie peu avec les variations de cette tension. Le choix de la résistance de charge autorise donc une certaine latitude.

Système de stabilisation

Les courants de base et de collecteur ne sont pas constants comme il le serait souhaitable pendant le fonctionnement du transistor. Ceux-ci ont tendance à augmenter rapidement sous l'effet de l'élévation de la température ambiante et de la température interne du transistor. Ainsi le courant de collecteur double pour une élévation de température extérieure de 10°. Il en résulte que si celle-ci subit une forte augmentation, les courants de base et de collecteur peuvent devenir excessifs, occasionnant de fortes distorsions et même la destruction irrémédiable du composant.

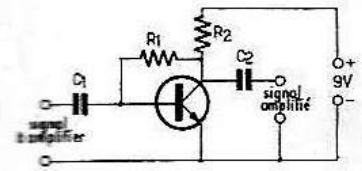


Fig. II-39

On peut remédier à cet inconvénient en procédant à une stabilisation automatique des deux courants. Le procédé le plus simple consiste à relier la résistance de base, non plus au positif de la batterie, mais directement au collecteur comme on peut le voir sur la fig. II-39. L'explication est très simple. Dès que le courant de collecteur augmente, à cause de l'élévation de température, on enregistre une augmentation correspondante de la chute de tension aux bornes de la résistance de charge et donc une diminution de la tension de collecteur. Comme la résistance de base est reliée au collecteur, le courant de base diminue également, ce qui entraîne une diminution du courant de collecteur. Il en résulte donc un effet de stabilisation du fait que dès que le courant de collecteur tend à augmenter, celui de base tend à diminuer.

La stabilisation en température présente cependant un inconvénient : celle-ci diminue l'amplification de l'étage parce qu'une partie du signal amplifié, bien que faible, passe à travers la résistance de base et atteint l'entrée du transistor en opposition de phase, c'est-à-dire de telle sorte qu'elle diminue le signal à amplifier.

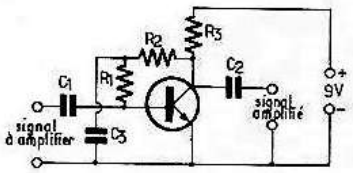


Fig. II-40

Il est cependant possible de procéder à la stabilisation indiquée, en évitant la diminution de l'amplification. Il est nécessaire de faire en sorte que le signal prélevé sur le collecteur ne puisse atteindre la base. Cette condition se réalise en remplaçant R_1 par un diviseur de tension comme le montre la figure II-40. Le point commun des deux résistances est mis à la masse au moyen d'un condensateur de valeur appropriée.

Etage amplificateur avec diviseur de tension de polarisation de base

Une meilleure stabilisation à la température peut être obtenue en remplaçant la résistance de base utilisée dans les exemples précédents par un diviseur de tension disposé aux bornes de la batterie, constitué de deux résistances R_1 et R_2, comme l'indique la figure II-41.

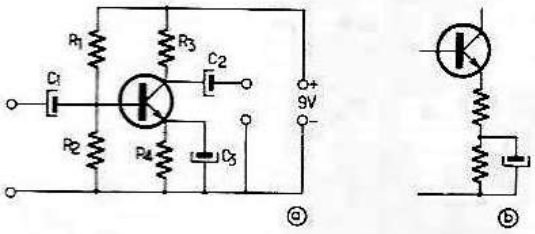


Fig. II-41

Avec le diviseur, il est indispensable de prévoir une troisième résistance d'émetteur R_4. De cette manière, la base du transistor reçoit une tension fixe constante, obtenue à partir de la batterie, tandis que la tension de collecteur varie avec le courant de collecteur.

Les variations du courant de collecteur par suite des variations de température entraînent une variation de la chute de tension aux bornes de la résistance R_4, et, en conséquence, aussi, de la tension d'émetteur. La variation de tension entre base et émetteur détermine une variation correspondante du courant de base, en opposition à celle de collecteur qui, de cette façon, tend à se stabiliser.

On remarquera la présence d'un condensateur électrolytique C_3 de forte capacité, aux bornes de la résistance R_4. En effet, en absence de celui-ci, la tension d'émetteur serait alternative puisque cette électrode est traversée par le même courant que celui qui circule dans le collecteur, c'est-à-dire comportant le signal amplifié.

Or la tension base-émetteur doit être continue. Aussi le condensateur électrolytique a-t-il pour rôle de procéder au filtrage de cette tension. Cette tension continue est cependant variable, tandis que celle de base est continue et constante.

Il faut, dans certains cas, supprimer le condensateur C_3. On obtient une diminution de l'amplification de l'étage, mais on enregistre un effet de contre-réaction qui limite les distorsions. Sur certains montages, la résistance d'émetteur est constituée de deux résistances disposées en série, l'une étant court-circuitée par le condensateur électrolytique ; la valeur de la seconde résistance détermine le taux de contre-réaction (fig. II-41-b).

Le transistor à effet de champ (FET)

Depuis quelques années, un nouveau dispositif semi-conducteur a fait son apparition : le transistor à effet de champ pouvant fonctionner correctement à plus de 500 MHz, désigné sous le sigle général F.E.T. (Field effect transistor).

C'est un composant semi-conducteur à propriétés d'amplification, de même que le transistor à injection classique, dont le développement à partir du transistor à pointes a conduit successivement au transistor allié et au transistor diffusé-allié, les régions de ces deux derniers étant séparées par des jonctions, et enfin au transistor diffusé pur (transistor planar). Son principe a déjà été proposé avant l'invention du transistor à injection. L'effet de champ, découvert par Lilienfeld en 1928, avait été utilisé par M. Teszner, attaché au Centre national d'études des télécommunications, pour créer, il y a quelques années un nouveau cristal amplificateur, le technétron à base de germanium.

La réalisation technique du transistor à effet de champ n'a toutefois été rendue possible que par les progrès technologiques et les connaissances acquises sur les matériaux grâce au développement des transistors à injection, de sorte qu'il n'existe des transistors à effet de champ utilisables industriellement que depuis peu de temps.

Alors que dans le transistor à injection, les deux types de porteurs à savoir les électrons (négatifs) et des trous (positifs), participent au passage du courant, cette fonction n'est assurée dans le transistor à effet de champ que par un type de porteurs, c'est-à-dire des électrons ou des trous, selon que les uns ou les autres sont majoritaires par suite du dopage choisi. C'est pourquoi les transistors à injection sont appelés bipolaires et les transistors à effet de champ transistors unipolaires.

De même que le mot « injection », le terme « effet de champ » désigne le phénomène déterminant le fonctionnement du transistor considéré. Dans le transistor à effet de champ, un champ électrique commande le nombre des porteurs majoritaires disponibles dans une région semi-conductrice, et par suite, la résistance de cette région. Le champ est produit par une tension appliquée à une électrode de commande.

Il existe deux grands types de transistors à effet de champ, différant par la structure de la région semi-conductrice commandée :

— d'une part, les transistors à effet de champ à jonctions, appelés aussi FET ou TEC PN ;

— d'autre part, les transistors à effet de champ à grille isolée appelés aussi FET MIS (Métal - Isolant - Semi-conducteur) ou FET IG dont le plus connu est le FET MOS (Métal - Oxyde - Semiconducteur).

Constitution d'un transistor à effet de champ

Le transistor à effet de champ le plus simple est constitué d'un petit barreau (ou canal) de matériau semi-conducteur du type N ou P (fig. II-42) au centre duquel un anneau de semi-conducteur de polarité opposée à celle du barreau forme un étranglement de celui-ci. L'anneau et le barreau constituent une jonction PN qui sera polarisée en sens inverse. Le premier constitue l'électrode appelée gate ou porte. A une extrémité du barreau se trouve une borne ou élément terminal appelée source reliée au pôle négatif de la batterie d'alimentation, et qui constitue ainsi la source de courant.

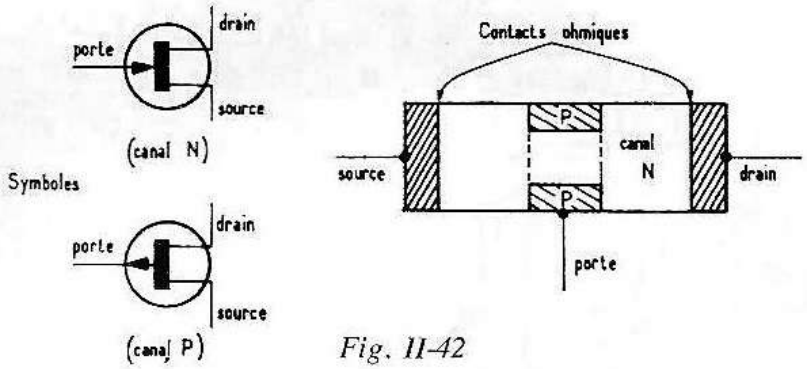


Fig. II-42

A l'autre extrémité du barreau se trouve une autre borne appelée drain reliée au pôle positif de la batterie, et forme ainsi la sortie de courant.

Par analogie, ces trois électrodes correspondent à la grille, la cathode et l'anode d'un tube triode.

Le barreau peut être de type N ou P, mais c'est avec un barreau N que l'analogie avec le tube est la plus parfaite. Notre étude se rapportera donc à un transistor FET type N ; comme pour les transistors NPN et PNP, le fonctionnement d'un FET type P sera identique, à la condition d'inverser les polarités.

La tension appliquée à l'électrode de commande « porte », dans le sens inverse par rapport aux deux jonctions PN, permet de faire varier l'épaisseur, c'est-à-dire « module » la section conductrice de ce canal et par suite sa résistance électrique en créant une zone isolante plus ou moins profonde ou étroite.

Cette situation est clairement expliquée par la figure II-43 sur laquelle ont été représentées les modifications de la section conductrice pour une tension porte de 0 à 6 V. Les variations de tension de porte vont entraîner des variations du courant circulant dans le canal. Il en résulte la possibilité de tracer le réseau de caractéristiques donnant le courant traversant le canal (courant drain I_D) en fonction de la tension drain-source V_D pour différentes valeurs de la tension porte V_P.

Ces caractéristiques ressemblent à celles d'un tube pentode comme on peut le voir à la figure II-44. Notamment pour les valeurs élevées de V_D, les caractéristi-

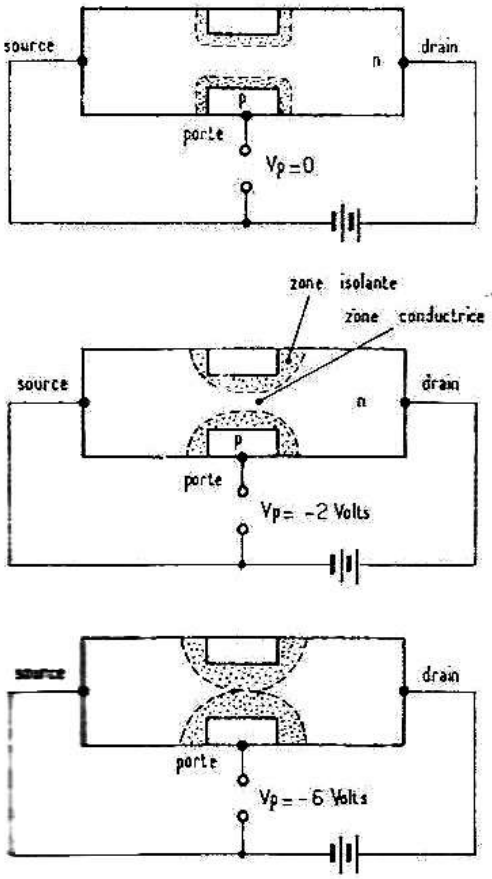


Fig. II-43

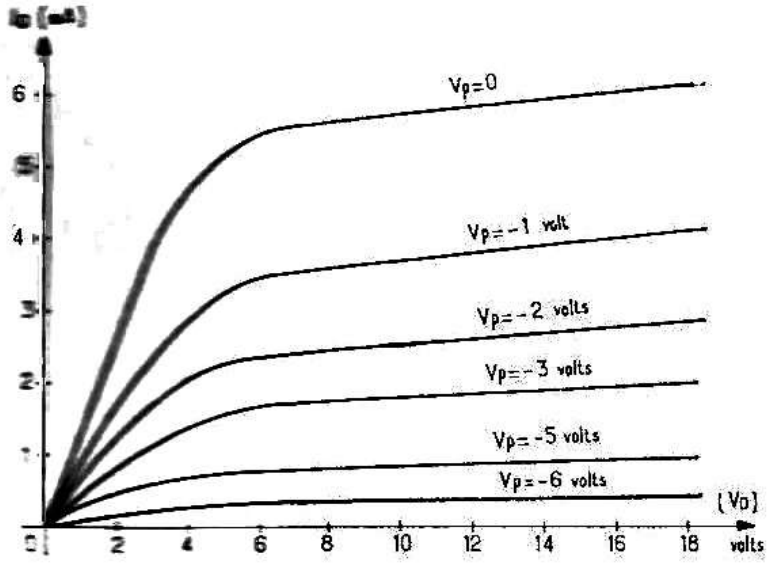


Fig. II-44

ques sont des droites pratiquement horizontales. Pour une tension porte donnée, le courant drain I_D est constant quelle que soit la tension drain V_D.

Pour les faibles tensions de drain, le dispositif se comporte comme une résistance dont la valeur est fonction de la tension porte.

Comme pour une pentode, on peut définir une tension de « cut-off » appelée encore tension de pincement. C'est la tension porte pour laquelle le courant drain est pratiquement nul.

Comme pour un transistor, il est possible de trouver un circuit électrique équivalent au FET et de définir certains paramètres.

On peut considérer notamment :

La résistance d'entrée R_g constituée par la résistance de fuite de la diode porte-source polarisée en sens inverse. Cette résistance est de l'ordre de plusieurs mégohms avec du silicium.

La capacité d'entrée C_{gs} du montage source commune. Cette capacité est de l'ordre de 5 à 10 pF pour des modèles courants. Elle est inférieure à 5 pF pour les types VHF.

La capacité porte-drain C_{dg} ou capacité de réaction interne, toujours en source-commune. Cette capacité est de l'ordre de 0,5 à 4 pF suivant les types.

La capacité de sortie C_{ds} (de 1 à 5 pF suivant les types).

La pente G (transconductance, conductance mutuelle) est la caractéristique dynamique la plus importante d'un transistor à effet de champ.

$$G = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_g} \quad \text{à } V_D \text{ constant}$$

On notera que la définition est la même que pour une lampe ; elle s'exprime généralement en milliampères par volt ou en microhms (1 mA/V = 1 000 microhms).

La pente va de 0,2 à 5 mA/V pour les modèles courants à 40 mA/V et plus pour des types spéciaux.

Suivant les structures, la pente possède différentes lois de variation en fonction de la tension porte. Dans certains cas, cette loi est presque linéaire (ce qui correspond aux pentodes à pente variable) ; dans d'autres cas, la pente varie lentement, puis brutalement au voisinage de la tension de pincement (ce qui correspond aux pentodes à pente fixe et à plus ou moins grand recul de grille).

La résistance de sortie R_s : dès que le dispositif fonctionne dans la zone où les caractéristiques sont presque horizontales, celle-ci est très élevée, généralement de quelques centaines de milliers d'ohms.

$$R_s = \frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} \quad \text{à } V_P \text{ constant.}$$

Tous ces paramètres varient en fonction des tensions ou courants mis en jeu mais sont indépendants de la fréquence. Les capacités sont les plus affectées par les variations de tension. Comme dans un transistor, elles diminuent lorsque les tensions augmentent.

Les paramètres varient également en fonction de la température. Ainsi la résistance d'entrée à 150 °C est environ mille fois plus faible qu'à 25 °C. C'est là un phénomène extrêmement gênant dans le cas où l'impédance d'entrée élevée du transistor à effet de champ constitue sa caractéristique la plus intéressante.

Le courant de drain et la pente varient également avec la température. Néanmoins, on peut constater qu'il existe un point de fonctionnement à dérive de courant drain nulle et un point de fonctionnement à dérive de pente nulle.

Il est donc possible de choisir un point de fonctionnement donnant un gain constant quelle que soit la température puisque le gain est directement proportionnel à la pente. D'autre part, il est possible, toujours en choisissant un point de fonctionnement donné, d'obtenir une dérive du gain positive ou négative en fonction de la température et de compenser ainsi des variations de gain produites par exemple par des circuits passifs associés au transistor à effet de champ.

Fonctionnement du transistor à effet de champ

Reportons-nous au schéma de principe d'un transistor à effet de champ à canal N de la figure II-45.

Le courant part de la borne négative de la batterie, pénètre par la source dans le barreau, sort par le drain et revient vers la borne positive de la batterie. L'action du barreau est donc celle d'une résistance qui limite le courant qui circule dans le système.

Introduisons maintenant une seconde batterie entre porte et source comme le représente la figure II-46, de tension inférieure à la première. Ce montage nous

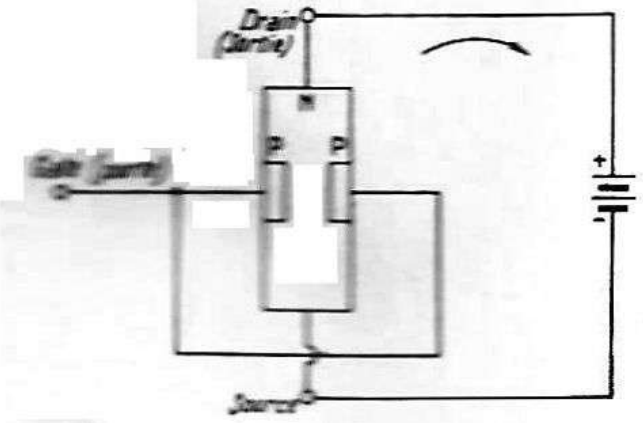


Fig. II-45

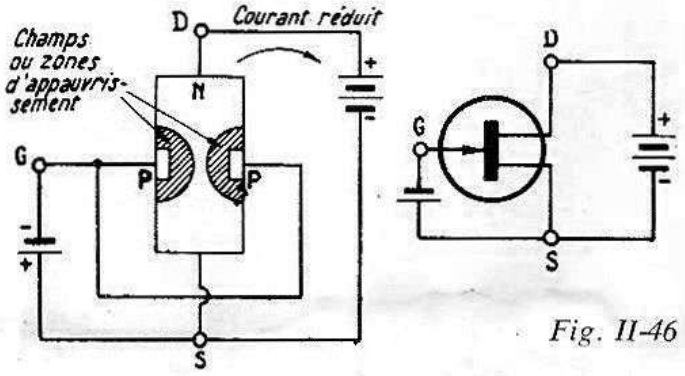


Fig. II-46

rappelle celui que nous avons utilisé dans le fonctionnement du tube à vide, dans lequel on emploie deux sources d'alimentation, l'une pour la cathode et l'autre pour la plaque. Dans ces conditions, la porte est négative par rapport à la source et il en résulte que le courant circulant entre source et drain a une intensité plus faible.

En effet, par suite de la polarisation inverse appliquée à la porte, des champs électriques ou zones d'appauvrissement se forment autour des jonctions de la porte de type P. La charge induite dans le canal peut alors être utilisée pour contrôler la conduction entre source et drain.

Si la tension de la porte par rapport à la source est suffisamment élevée, il arrive un moment où le courant entre source et drain est entièrement supprimé. Cette tension est appelée tension de pincement.

Caractéristiques de fonctionnement

Comme pour les transistors bipolaires, il est utile de considérer les courbes caractéristiques de fonctionnement des transistors à effet de champ.

La plus importante est, sans conteste, la caractéristique de drain représentée à la figure II-47, analogue à la caractéristique du collecteur transistor bipolaire ou à celle de plaque du tube à vide.

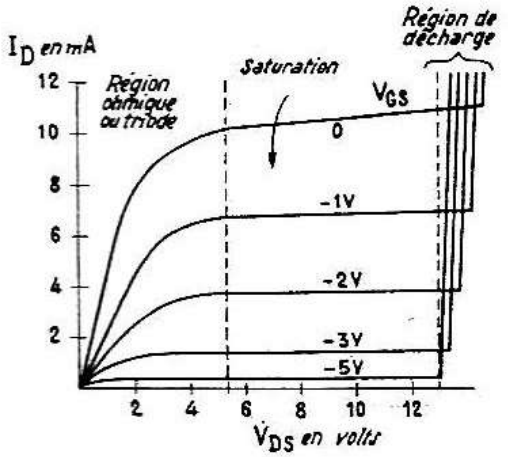


Fig. II-47

Cette caractéristique fournit l'allure du courant de drain I_D en fonction des valeurs de la tension de drain V_{DS} pour différentes valeurs de la tension de polarisation de porte, figurant en paramètre. Comme on le voit, la caractéristique de drain se divise en deux parties, la région ohmique ou triode et la région de saturation ou région de pincement.

La région ohmique comprend la partie incurvée de la caractéristique, c'est-à-dire la zone où le transistor se comporte comme une résistance variable. On l'appelle aussi région triode en raison de l'analogie de cette courbe avec celle d'un tube triode. Elle comporte aussi une partie montante, un coude et une partie plus ou moins horizontale. A la partie inférieure de la région ohmique la résistance du barreau est de l'ordre de plusieurs mégohms.

Au coude de la courbe, par suite de l'intensité plus élevée du courant, il se produit une polarisation inverse entre les jonctions de la porte qui agissent comme une polarisation extérieure, réduisant ainsi le passage du courant.

La courbe s'aplatit et la résistance du barreau n'est plus que de quelques milliers d'ohms. Cette région de la courbe est désignée par région de pincement. En comparant cette courbe plate à celle d'un tube pentode, on constate une ressemblance indiscutable.

Dans la région de pincement, avec une tension source drain de 6 à 12 V comme dans le cas de la figure II-47, on remarque que de petites variations de la tension porte V_{GS} produisent des variations importantes du courant de sortie I_D. Ainsi, comme une triode, le transistor à effet de champ est utilisable comme amplificateur.

Au-delà de la région de pincement, se trouve la zone d'avalanche ou de décharge.

Les transistors MOS

Ces transistors à effet de champ sont réalisés suivant une structure plane. Ils offrent de meilleures performances, particulièrement en ce qui concerne les capacités parasites : leur comportement aux hautes fréquences est donc meilleur. La différence fondamentale qu'ils présentent par rapport aux transistors FET est que l'électrode de commande est rigoureusement isolée du canal par une couche isolante.

Il existe deux structures du transistor MOS à effet de champ, à porte isolée :

— Le transistor MOS à épuisement et le MOS à enrichissement.

Transistor MOS à épuisement

Il est représenté à la figure II-48. Il comporte :

— Un support ou substrat.
— Un canal de polarité opposée au support et dont les deux extrémités constituent respectivement la source et le drain.
— Une couche isolante obtenue grâce à un dépôt de bioxyde de silicium (SiO^2).
— Une grille métallique.

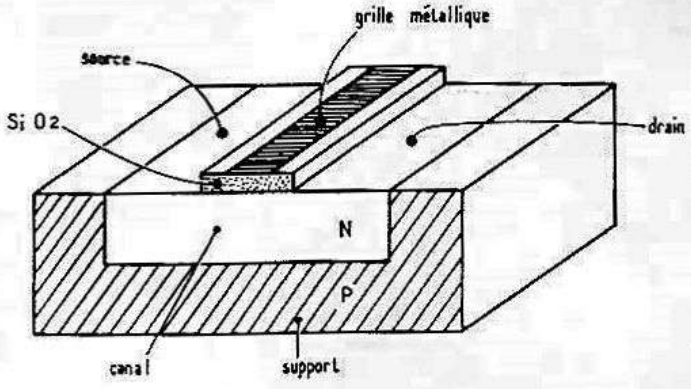


Fig. II-48a

Le fonctionnement du transistor MOS à « épuisement » est assez voisin de celui du FET. En effet, la grille soumise à une polarisation convenable crée une zone isolante plus ou moins profonde dans le canal et module ainsi la résistance de

ce dernier. Les courbes caractéristiques sont sensiblement les mêmes que celles d'un FET. Néanmoins, il convient de remarquer que :

— Pour un transistor MOS à canal N il est possible de fonctionner avec une tension grille nulle et même positive ce qui n'est pas possible avec un FET où la jonction grille-source devient conductrice.

— Les caractéristiques sont un peu plus inclinées que pour un FET d'où une résistance de sortie un peu plus faible.

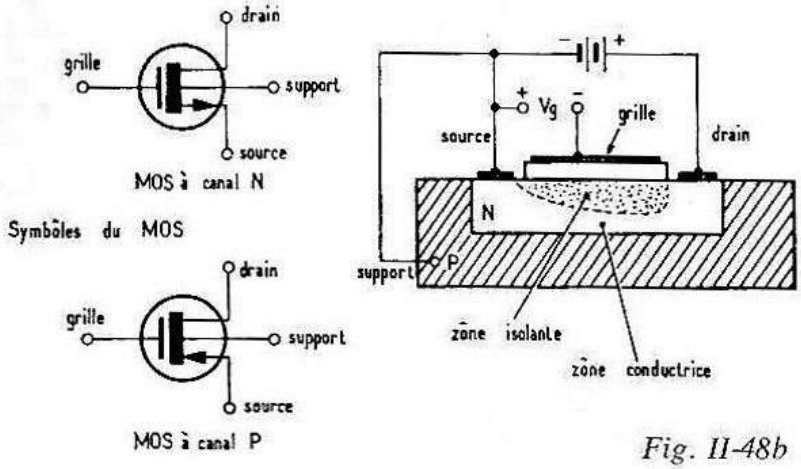


Fig. II-48b

Transistor MOS à enrichissement

C'est également un dispositif à structure plane. Il est représenté à la figure II-49. Contrairement au type à « épuisement », il ne comporte pas de canal. La source et le drain constituent deux diodes avec le support. Si la tension appliquée à la grille est nulle, aucun courant ne circule entre la source et le drain.

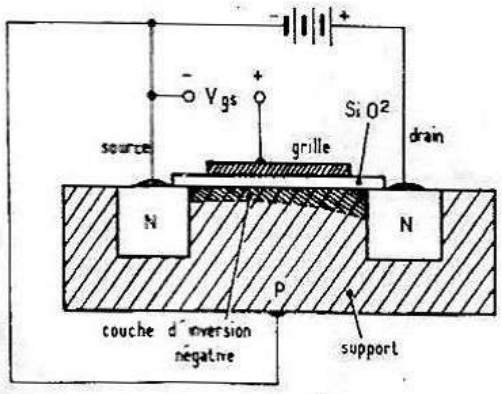


Fig. II-49

Si l'on applique à la porte une tension positive par rapport à la source, les trous sont repoussés hors de la surface du substrat, et les électrons sont attirés vers cette surface. En conséquence il se forme dans le substrat une couche de type N au voisinage de l'oxyde diélectrique. Plus le potentiel appliqué est grand et plus l'épaisseur de cette couche d'inversion devient forte.

La couche d'inversion établit ainsi un trajet conducteur et un courant va donc circuler entre la source et le drain si l'on applique une tension convenable entre ces deux électrodes.

C'est ainsi, par exemple, comme indiqué sur la figure, que la grille positive va attirer des charges négatives entre drain et source. Ce canal négatif va être d'autant plus profond que la tension grille est positive.

Les courbes caractéristiques d'un tel dispositif sont représentées à la figure II-50. En *a*, nous avons les courbes caractéristiques intensité drain source/tension drain source (I_{DS}/V_{GS}) pour différentes tensions de grille (ou porte) d'un transistor MOS à enrichissement et en *b*, les mêmes courbes caractéristiques pour un MOS à appauvrissement.

La tension de grille pour laquelle il commence à y avoir un débit entre source et drain est appelée tension de seuil. Cette tension correspond, comme la tension de pincement, à la tension de cut-off d'un tube.

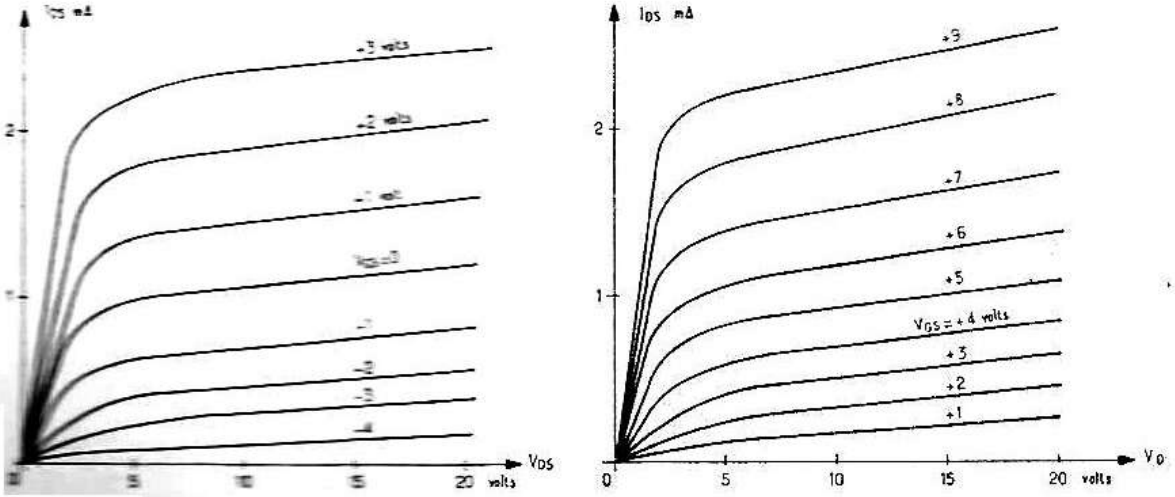


Fig. II-50

Sur les paramètres d'un transistor MOS, on peut faire les remarques suivantes :

La résistance d'entrée en courant continu est plus élevée encore que pour un FET. Elle peut atteindre 10^{13} à $10^{15}\ \Omega$. Elle correspond au courant de fuite entre grille et source à travers la couche de bioxyde de silicium tandis que pour le FET, il s'agit de la résistance inverse de la jonction. La résistance d'entrée d'un MOS varie donc beaucoup moins avec la température que celle d'un FET. Les capacités parasites sont, en général, plus faibles que pour un FET. On retient des valeurs de 1 à 4 pF pour la capacité de sortie C_{ds} dans un montage à source commune, et de 0,5 à 2 pF pour la capacité d'entrée C_{gs}, tandis que la capacité de réaction interne C_{gd} est comprise, suivant les types, entre 0,1 et 1 pF.

La pente, quant à elle, est du même ordre de grandeur que celle d'un FET.

Comme tous les dispositifs électriques actifs ou passifs, les transistors à effet de champ génèrent un bruit, qui, lorsque l'amplification est très élevée, peut déformer ou masquer le signal utile.

Dans le domaine des fréquences basses, le transistor à effet de champ est supérieur aux tubes et aux transistors pour ce qui concerne le bruit. En haute fréquence, l'avantage est moins net.

En résumé, la supériorité du transistor à effet de champ sur le transistor classique se manifeste chaque fois où il est nécessaire d'avoir une impédance d'entrée élevée.

Les principaux circuits des transistors à effet de champ

Comme pour les transistors à jonction bipolaire, il existe trois types de circuits fondamentaux d'amplificateurs utilisant des transistors à effet de champ TEC ou MOS : le circuit à source commune, le circuit à porte commune et le circuit à drain commun. Comme on le voit, ceux-ci sont analogues aux circuits à base commune, émetteur commun et collecteur commun des transistors bipolaires, chacun d'eux présente des avantages particuliers. Le plus employé est le circuit à source commune (fig. II-51). Celui-ci permet d'avoir une impédance d'entrée élevée, une impédance de sortie dont la valeur atteint un niveau plutôt élevé et enfin un gain de tension supérieur à l'unité. Le signal d'entrée est appliqué entre porte et source et le signal de sortie est prélevé entre drain et source.

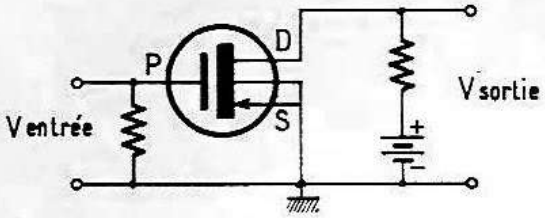


Fig. II-51

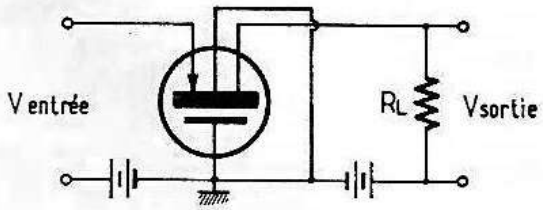


Fig. II-52

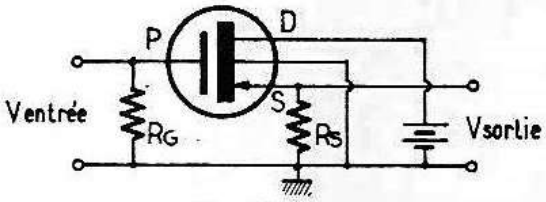


Fig. II-53

La configuration avec drain commun indiquée à la figure II-52 est très fréquemment appelée circuit source follower. Dans cette configuration, l'impédance d'entrée est beaucoup plus élevée que dans le cas du circuit à source commune ; l'impédance de sortie est faible ; il n'y a pas d'inversion de polarité entre le signal d'entrée et le signal de sortie ; le gain en tension est toujours inférieur à l'unité, la distorsion est faible.

Le circuit source-follower est utilisé dans les appplications qui exigent une capacité d'entrée réduite, des transformations d'impédance ou bien dans tous les cas où on désire avoir une entrée capable de supporter une gamme de niveaux de signal étendue. Le signal d'entrée est injecté entre gate et drain, et la sortie s'effectue entre source et drain.

Le circuit avec porte commune, représenté à la figure II-53, est utilisé pour transformer une basse impédance d'entrée en une impédance de sortie élevée. L'impédance d'entrée de ce circuit a approximativement la même valeur que l'impédance de sortie du circuit source-follower. Le circuit à porte commune est particulièrement adapté pour son utilisation en haute fréquence à cause de son faible gain de tension relatif qui n'est pas nécessaire à la neutralisation dans la plupart des cas.

Les transistors à effet de champ et les amplificateurs H.F.

Les paramètres caractéristiques les plus importants des transistors destinés à être employés en HF sont : le facteur de bruit, le gain de puissance et la modulation de croisement.

On sait que le facteur de bruit détermine dans les récepteurs de signaux HF leur sensibilité absolue et constitue ainsi l'une des caractéristiques les plus importantes exigées des dispositifs semi-conducteurs à employer dans ces étages. En pratique, dans les amplificateurs HF utilisant les transistors MOS, le meilleur facteur de bruit est obtenu quand l'impédance d'entrée du transistor est légèrement désadaptée par rapport à celle de la source de signal. Cette condition permet d'obtenir un facteur de bruit de l'ordre de 1,9 dB.

En pratique, avec le transistor de type MOS fonctionnant avec des signaux HF, on obtient un facteur de bruit égal à 2-4 dB.

Le gain en puissance d'un transistor HF doit être supérieur au niveau de bruit des étages précédents.

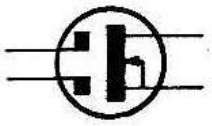
Une faible valeur de distorsion due à la modulation de croisement est une des caractéristiques particulières des MOS utilisés dans les étages d'entrée des amplificateurs de signaux HF.

Une autre caractéristique des transistors MOS utilisés en HF est leur protection contre d'éventuels courts-circuits. Comme la porte de ces transistors est isolée, ceux-ci sont capables de supporter à l'entrée des tensions comprises entre 50 et 100 V, et maintenir, dans ces conditions, une excellente réponse en fréquence.

Transistors à effet de champ à double grille

Comme on le sait, certains tubes à vide comportent plus de trois électrodes ; les tétrodes et les pentodes comportent plusieurs grilles. De même, il existe des transistors FET MOS à double grille dont le symbole est représenté à la figure II-54.

Fig. II-54



Cet élément, comme les tubes électroniques, possède plusieurs électrodes de commandes et peut ainsi être utilisé dans de nombreuses applications, telles que mélangeur et convertisseur.

Les circuits intégrés

C'est à la technique de diffusion épitaxiale, permettant la réalisation d'un circuit électronique complet sur une lame de silicium (circuit intégré monolithique) qu'est dû l'essor des circuits intégrés qui trouvent leurs applications non seulement sur des réalisations professionnelles, mais encore sur des appareils grand public. Leur utilisation se justifie par certains avantages vis-à-vis des composants classiques : plus grande fidélité, volume et poids moindres, prix moins élevé.

Qu'est-ce qu'un CI ?

Un circuit intégré consiste principalement en transistors, résistances et diodes montés ou gravés sur un support, ou copeau, très mince, de silicium, et reliés entre eux de façon à former un circuit spécifique d'une fonction ou d'une opération particulière. Un montage utilisant un circuit intégré comprendra beaucoup plus de transistors et de diodes qu'un montage équivalent utilisant des composants (lampes ou transistors) conventionnels. Dans un CI, en effet, les transistors assurent de nombreuses fonctions. On ne peut, par exemple, trouver des inductances dans les CI, car leur réalisation est impossible, dans des limites géométriques raisonnables. Les condensateurs, au-dessus de 50 pF, sont rares, car ils requièrent une surface trop importante sur la toute petite plaquette du CI. C'est pourquoi, chaque fois que cela est possible, les transistors assurent ces fonctions : on peut fabriquer un grand nombre de transistors sur une surface plus petite que celle occupée par les armatures d'un condensateur d'une valeur quelconque ! D'autre part, les transistors sont les composants les moins onéreux, sur un CI, et, à cause de cela, on les utilise également à la place des résistances dans de nombreuses applications. Lorsque des bobinages ou des condensateurs de fortes valeurs sont nécessaires dans un circuit, ils sont montés extérieurement, hors du circuit intégré.

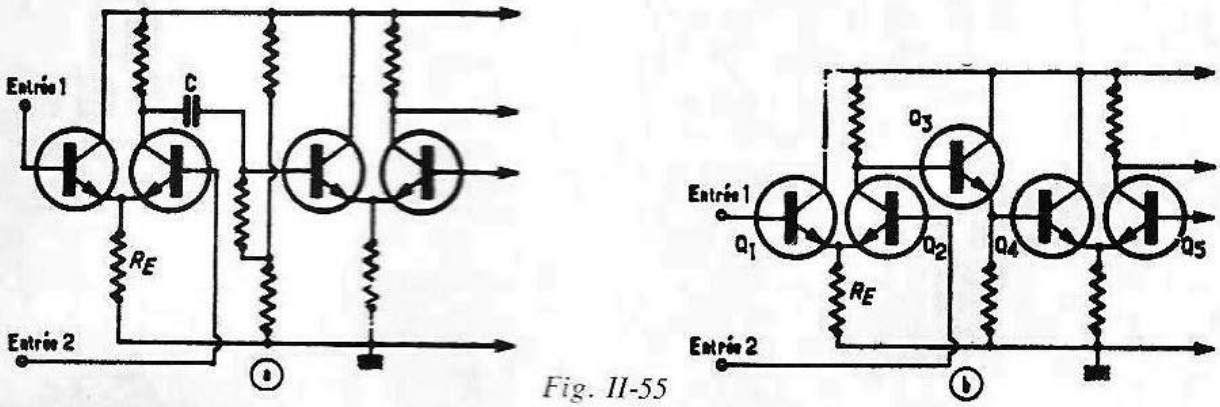


Fig. II-55

Une façon d'éliminer les condensateurs, particulièrement dans les liaisons inter-étages, consiste à utiliser le couplage, ou liaison directe, avec un transistor supplémentaire pour assurer l'isolement des tensions incompatibles. La figure II-55-a montre un condensateur de liaison C, entre deux étages d'un amplificateur différentiel. La figure II-55-b montre comment le transistor Q_3 remplace ce condensateur dans un circuit intégré similaire. Q_1 - Q_2 et Q_4 - Q_5 sont les premier et deuxième étages utilisés dans le CI amplificateur à large bande CA3012, fabriqué par RCA.

Les résistances sur pellicule mince, constituées par le dépôt d'une couche épaisse de 0,025 mm d'oxyde d'étain, ou d'un matériau similaire, sur le copeau de silicium, ne sont pas toujours pratiques dans certaines applications des CI, car leur pouvoir de dissipation est beaucoup trop faible. Ces résistances sont souvent remplacées par un transistor à effet de champ, du type MOS.

Sur la figure II-56, nous voyons un étage de sortie push-pull Q_3-Q_4 commandé par un transistor driver inverseur de phase Q_2. Si la résistance de charge R_L est

remplacée par un transistor à effet de champ du type MOSFET (Q_1), avec son électrode de commande retournant au pôle négatif de l'alimentation, nous avons alors, effectivement, une résistance possédant un pouvoir de dissipation beaucoup plus élevé que celui présenté par une résistance sur film mince. Enfin ce transistor occupe beaucoup moins de place que la résistance qu'il remplace.

Les CI se subdivisent en deux types fondamentaux : les CI linéaires et les CI digitaux. Les circuits intégrés linéaires constitués essentiellement par des amplificateurs pour faibles tensions à large bande passante sont réalisés par plusieurs constructeurs pour un prix relativement bas. Ce sont ces derniers qui retiendront notre attention dans les chapitres suivants.

Pour fixer les idées donnons les caractéristiques du type TAA300.

Le circuit intégré monolithique TAA300 pour un amplificateur basse fréquence de puissance est conçu pour équiper des appareils alimentés sur piles. Le cas typique étant, par exemple, celui de la section BF d'un récepteur radio portable.

Ce circuit intégré, utilisé à une tension nominale de 9 V et avec une impédance de charge normalisée de 8 Ω, délivre une puissance de 1 W avec une distorsion totale inférieure à 10 %. Il est monté dans un boîtier du type TO74 à 10 conducteurs (fig. 57).

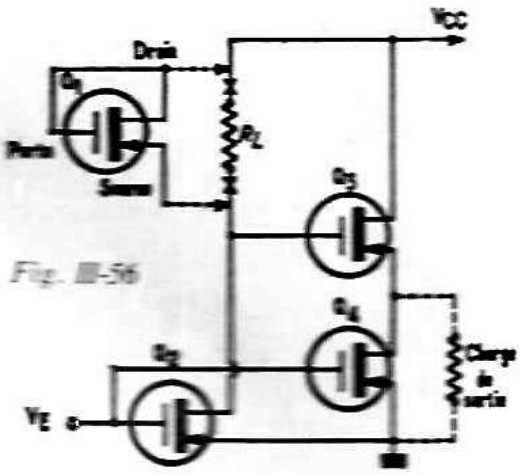


Fig. II-56

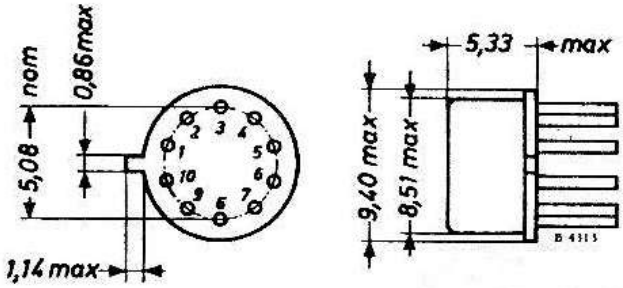


Fig. II-57

Le TAA300 est un excellent amplificateur intégré monolithique grâce aux caractéristiques suivantes :

— Gain en puissance élevé (10 mV sur 15 kΩ en entrée pour 1 W sur 8 Ω en sortie).
— Faible courant de repos (8 mA sous 9 V).
— Haute impédance d'entrée (10 kΩ min.).
— Excellent rendement (58 % pour 1 W en sortie).
— Stabilisation du courant de repos en fonction des variations de tension de batterie et de température ambiante.

Le schéma électrique équivalent est représenté à la figure II-58 et ses caractéristiques principales sont les suivantes :

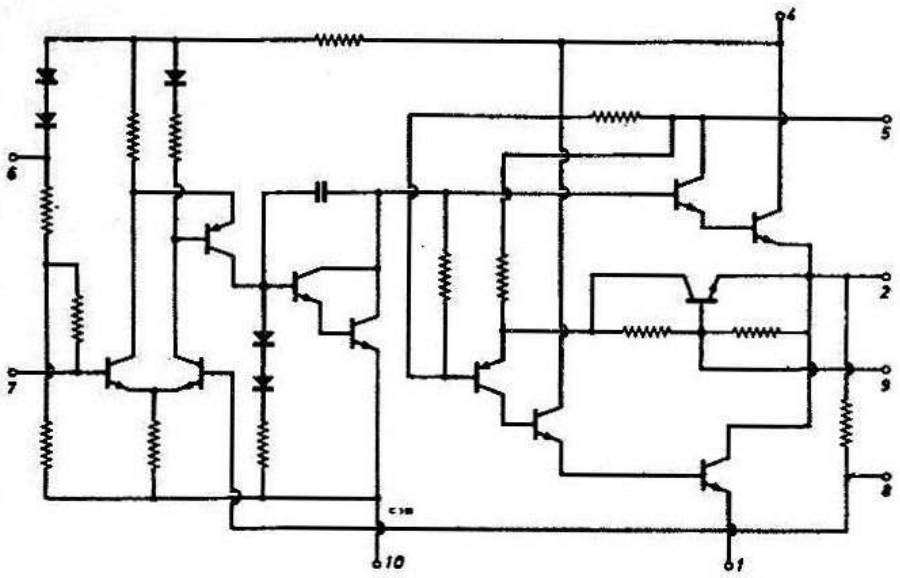


Fig. II-58

Caractéristiques principales

Tension d'alimentation : Vcc nom. 9 V.
Puissance de sortie : Po type 1 W.
Tension d'entrée pour Po = 0,7 W : Vi type 7 mV.
Impédance d'entrée : Zi type 15 kΩ.
Impédance de charge : RL 8 Ω.
Courant total de repos : Icc type 8 mA.
Boîtier type XA10 (TO-74).

Valeurs à ne pas dépasser

V_{4-1} : max. 10,5 V.	V_{2-1} : max. 10,5 V.	+ I_4 : max. 600 mA.
V_{7-8} : max. 6 V.	V_{4-2} : max. 10,5 V.	P_{TOT} : voir courbe.
V_{8-7} : max. 6 V.	— I_1 : max. 600 mA.	T_{stg} : — 55 à + 150 °C.
V_{2-9} : max. 6 V.	± I_2 : max. 600 mA.	T_{amb} : — 55 à + 150 °C.

Nous verrons dans les chapitres suivants des circuits pratiques d'utilisation des circuits intégrés.

Il y a quelques années à peine, les circuits intégrés étaient considérés comme des minuscules curiosités technologiques, hors de prix, qui avaient fait progresser à grands pas le développement des satellites et des missiles. Ce sont aujourd'hui des dispositifs d'une technologie encore plus évoluée et miniaturisée mais bien moins chers qui commencent à trouver leur application dans des domaines beaucoup plus vastes.

Les circuits intégrés entrent lentement mais sûrement dans les récepteurs de radio et de télévision, magnétophones, ensembles stéréophoniques.

Presque tous les nouveaux téléviseurs couleurs en contiennent déjà au moins deux.

CHAPITRE III

PREAMPLIFICATEURS

Les préamplificateurs

Un préamplificateur est souvent nécessaire pour attaquer un amplificateur principal. Ce dernier, pour fonctionner avec le minimum de distorsion, a besoin d'une tension d'entrée de l'ordre de 1 V. Or, la source sonore, microphone, pick-up, magnétophone, ne fournit qu'une tension insuffisante, de l'ordre de quelques millivolts pour les microphones, de quelques centièmes de volt pour les pick-up.

Le transistor est surtout utilisé comme amplificateur de puissance et de courant. Mais il peut également être employé comme amplificateur de tension. Les petites dimensions, l'absence de tension de chauffage, la non microphonicité le rendent idéal pour l'utilisation dans les préamplificateurs.

Ceux-ci comportent généralement, en plus des étages d'amplification, des étages de correction.

L'utilité d'un préamplificateur se fait surtout sentir lorsqu'on dispose d'une source de signal destinée à un système d'amplification ayant des caractéristiques d'entrée différentes de la source elle-même, ou, pour être plus exact, des caractéristiques différentes d'impédance d'entrée et de sensibilité.

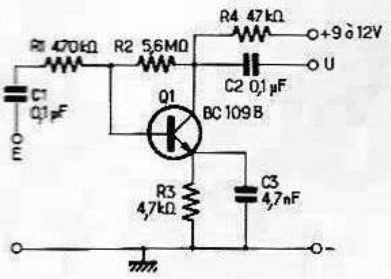


Fig. III-1

Un préamplificateur d'une extrême simplicité est représenté sur le schéma de la figure III-1. Il présente une impédance d'entrée de 1 MΩ et une impédance de sortie de 500 kΩ. Le signal maximum d'entrée est de 0,5 V et le gain de 12 dB, avec une alimentation comprise entre 9 et 12 V.

Pour ce qui concerne le principe de fonctionnement lui-même, on notera immédiatement que le signal d'entrée, appliqué entre le point E et la masse, atteint

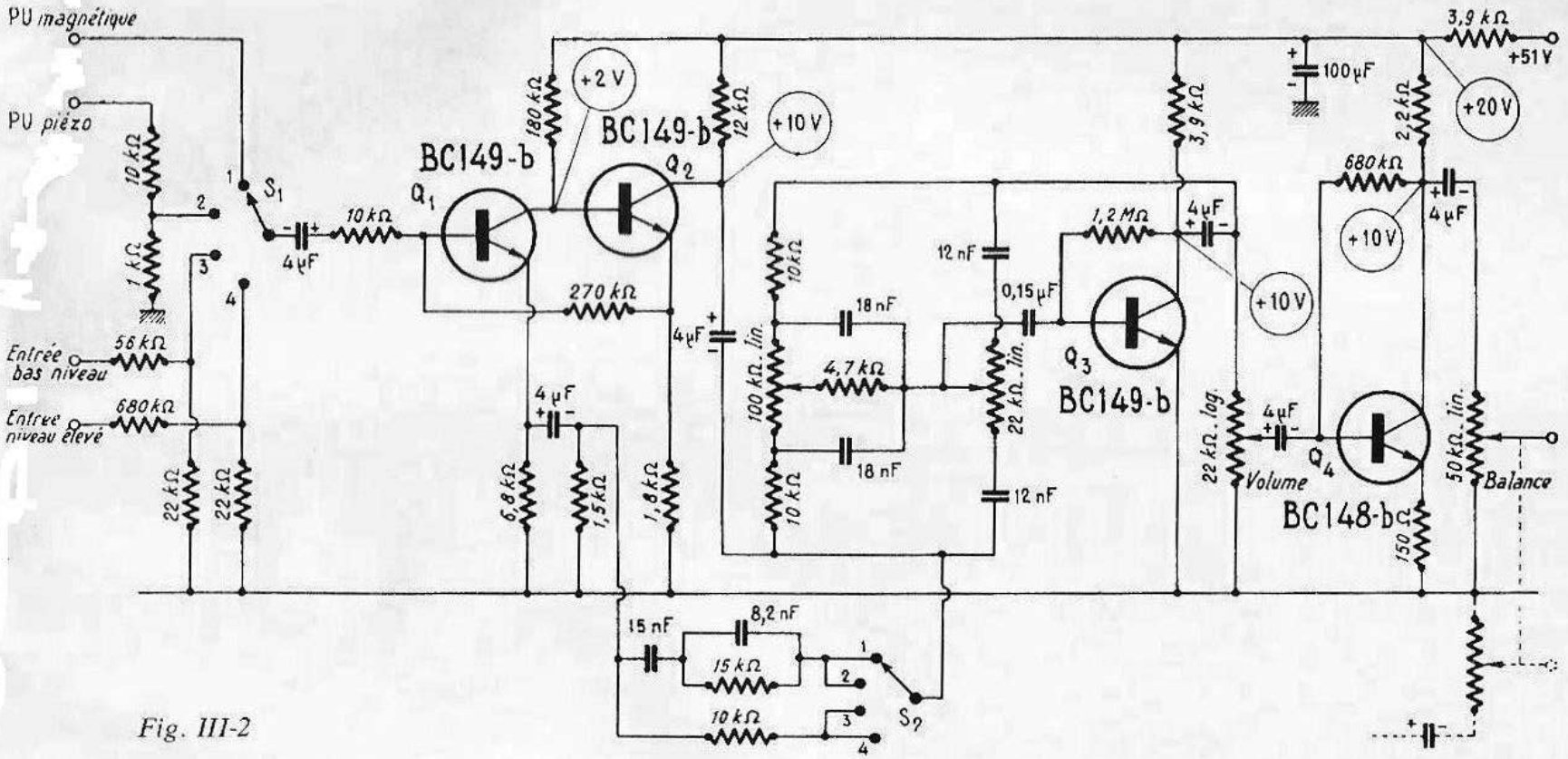

PU magnétique
PU piézo
10 kΩ
1 kΩ
S1
Entrée bas niveau
56 kΩ
Entrée niveau élevé
680 kΩ
22 kΩ
22 kΩ
10 kΩ
4 µF
180 kΩ
+2 V
BC149-b
Q1
BC149-b
Q2
12 kΩ
+10 V
270 kΩ
4 µF
6,8 kΩ
1,5 kΩ
1,8 kΩ
10 kΩ
18 nF
4,7 kΩ
18 nF
100 kΩ. lin.
10 kΩ
12 nF
0,15 µF
22 kΩ. lin.
12 nF
1,2 MΩ
Q3
BC149-b
3,9 kΩ
4 µF
+10 V
22 kΩ. log.
Volume
4 µF
Q4
BC148-b
150 Ω
100 µF
3,9 kΩ
+51 V
2,2 kΩ
+20 V
680 kΩ
+10 V
4 µF
50 kΩ. lin.
Balance
15 nF
8,2 nF
15 kΩ
10 kΩ
S2

Fig. III-2

la base de Q_1 grâce au condensateur C_1 de 0,1μF. La résistance R_1 de 470 kΩ a pour but d'accroître l'impédance à l'entrée ; l'émetteur est polarisé au moyen de R_3 et la tension de collecteur est fixée par la résistance R_4. Le signal de sortie, amplifié, est prélevé sur le collecteur au moyen du condensateur C_2 de 0,1 μF, et disponible entre le point U et la masse.

(Amtron UK 135).

Préamplificateur-correcteur à transistors au silicium

Le circuit est représenté à la figure III-2 ; il peut être placé devant n'importe quel montage, grâce à sa grande sensibilité et aux différentes entrées qui ont été prévues. Quatre transistors au silicium sont utilisés, Q_1, Q_2 et Q_3 sont des BC149, type choisi en raison de son faible niveau de bruit ; Q_4 est un BC148.

L'étage d'entrée, à deux transistors, est classique. Une boucle de contre-réaction, disposée entre l'émetteur de Q_2 et la base de Q_1, assure la stabilité en continu de l'ensemble.

Remarquons qu'une compensation de la caractéristique de gravure RIAA, obtenue à l'aide d'un réseau sélecteur RC, est appliquée sur ces deux étages, par les commutateurs S_1, S_2 sur les positions 1 et 2.

Sur la position 1, la sortie de la tête magnétique est envoyée sur la base de Q_1, à travers le condensateur de 4 μF et la résistance de 10 kΩ ; la correction est assurée par l'ensemble 15 nF-8,2 nF/15 kΩ entre collecteur de Q_2 et émetteur de Q_1.

L'entrée pour tête piézo-électrique est basée sur le fait qu'un tel phonocapteur peut être considéré comme un générateur de tension avec en série, un condensateur d'environ 1 000 pF. En chargeant celui-ci avec une résistance de faible valeur (10 kΩ), on obtient à ses bornes une tension de sortie proportionnelle à la fréquence et s'élevant ainsi de 6 dB par octave. Celle-ci présente une allure tout à fait analogue à la tension de sortie d'une tête magnétique. On comprend alors que le même circuit de compensation puisse être utilisé aussi bien pour une tête magnétique que pour une tête piézo-électrique.

Deux autres entrées sont prévues pour des sources à faible niveau et à niveau élevé (positions 3 et 4 des contacteurs). Celles-ci sont à réponse linéaire, le circuit de correction n'étant pas employé sur ces positions. Seule, la résistance de 10 kΩ est insérée dans la boucle entre collecteur de Q_2 et base de Q_1.

Les correcteurs variables pour fréquences basses et aiguës utilisent un circuit classique, type Baxandall, disposé entre Q_2 et Q_3. Le renforcement ou l'atténuation est réalisé par contre-réaction sélective et obtenu par l'intermédiaire des potentiomètres linéaires, de 10 kΩ (graves) et 22 kΩ (aiguës). A 20 Hz, la variation est comprise entre + 15 dB et — 17 dB, tandis qu'à 100 kHz elle est comprise entre + 14 dB et — 35 dB.

Enfin, un étage de sortie équipé d'un BC148 a été prévu pour compenser l'atténuation due à l'étage correcteur. Le transistor est soumis à une contre-réaction de tension, grâce à une résistance de 680 kΩ disposée entre base et collecteur. La résistance d'émetteur n'est pas découplée pour améliorer la linéarité de l'étage.

Une commande de balance est disposée à la sortie pour la version stéréo. Elle est constituée par un potentiomètre double linéaire, monté de manière que l'augmentation de gain sur un canal corresponde à une diminution sur l'autre.

Les caractéristiques du préamplificateur sont les suivantes :

— Tensions d'entrée pour une tension de sortie de 0,3 V, à 1 000 Hz, sur une charge de 100 kΩ, avec le potentiomètre de balance à mi-course.

PU magnétique : 3 mV.

PU piézo-électrique : 30 mV.

Entrée faible niveau : 20 mV.

Entrée niveau élevé : 200 mV.

— Tensions maximum d'entrée à 1 000 Hz (avec l'utilisation du potentiomètre de volume).

PU magnétique = 100 mV.

PU piézo-électrique = 1 V.

Entrée faible niveau = 0,7 V.

Entrée niveau élevé = 7 V.

— Impédance d'entrée à 1 000 Hz.

PU magnétique = 50 kΩ.

PU piézo-électrique = 11 kΩ.

Entrée faible niveau = 70 kΩ.

Entrée niveau élevé = 0,7 MΩ.

— Distorsion à 100 Hz < 0,1 %.

— Rapport signal bruit avec volume au maximum, pour une tension de sortie de 0,3 V : > 60 dB.

— Tension d'alimentation : 20 V.

— Courant : 8 mA.

Préamplificateur pour microphones à cristal

Comme on le sait, les microphones à cristal exigent une impédance d'entrée élevée de l'amplificateur auquel ils sont connectés.

Or, les étages amplificateurs à transistors présentent une impédance relativement réduite, dont la valeur moyenne est approximativement de 10 kΩ. Un éventuel microphone piézoélectrique, connecté à l'entrée d'un tel amplificateur peut être surchargé et présenter une réponse non linéaire, en diminuant sensiblement la tension de sortie.

Il est donc nécessaire de recourir à un circuit adaptateur d'impédance, qui utilise deux transistors au silicium, de type NPN, à faible bruit.

Le signal provenant du microphone est appliqué, à l'entrée, au moyen du condensateur C_1 à la base du transistor Q_1. Le montage particulier de ce dernier permet d'obtenir une résistance d'entrée élevée, dont la valeur est déterminée par le produit de la résistance connectée sur l'émetteur (R_3) par le gain de Q_1. C'est la raison pour laquelle on utilise un transistor de gain élevé avec lequel on obtient

facilement des valeurs d'impédances supérieures au mégohm. Les résistances R_1-R_2 constituent la ligne de polarisation du transistor Q_1. Le gain de l'étage est légèrement inférieur à l'unité.

L'étage amplificateur proprement dit est constitué par un transistor NPN au silicium, identique au précédent. Le condensateur électrolytique C_2 applique le signal prélevé sur l'émetteur de Q_1 à la base de Q_2, à travers la résistance R_4.

R_6 constitue la charge de Q_2, déterminant la valeur de l'impédance de sortie du préamplificateur. Enfin la diode D_1, disposée en série avec le circuit d'alimentation protège le circuit contre une éventuelle erreur de branchement de la pile.

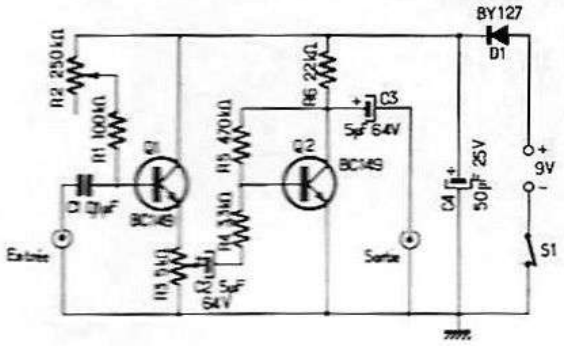


Fig. III-3

La mise au point s'effectue par le réglage de la polarisation du transistor Q_1 au moyen du potentiomètre R_2 de manière que la tension sur l'émetteur soit comprise entre 3 et 6 V.

La nécessité du réglage du potentiomètre R_2 est due aux importantes différences de gain présentées par les différents transistors. Dans le cas où Q_1 présenterait un gain élevé et où la tension sur l'émetteur resterait égale à 9 V, il serait nécessaire d'intervertir les valeurs des résistances R_1 et R_2. En particulier, la valeur de la résistance R_1 devra s'élever à 330 kΩ et R_2 à un MΩ.

Le même phénomène peut se produire pour le transistor Q_2, c'est-à-dire que la tension de collecteur de Q_2 peut être très basse. En réalité, cette condition doit être considérée comme très rare, cependant si cela se produisait, on devrait augmenter graduellement la valeur de la résistance R_5, afin d'obtenir une tension de collecteur adéquate.

Préamplificateur mélangeur à FET

Ce préamplificateur permet d'opérer le mélange de différentes sources de signaux, microphones, pick-up, magnétophones, avant de les appliquer à l'amplificateur basse fréquence de puissance, ou encore d'adapter les impédances différentes de plusieurs microphones à celle d'un circuit amplificateur basse fréquence.

Le circuit représenté à la figure III-4 peut être utilisé avec n'importe quel amplificateur. Ses caractéristiques sont les suivantes :

Réponse en fréquence : 20 Hz à 10 000 Hz

Gain : 5 à 10 dB

Le gain variable entre 5 et 10 dB dépend des caractéristiques du transistor FET utilisé. La sortie s'effectue sur l'émetteur de Q_2 et l'alimentation est assurée par une pile de 9 V.

Les quatre potentiomètres P_1-P_2-P_3-P_4 permettent de régler l'amplitude du signal d'entrée. Les résistances R_1 à R_4 assurent la polarisation du transistor FET de manière à obtenir le meilleur point de fonctionnement et d'éviter les distorsions. Le transistor FET Q_1 est du type 2N3819 tandis que Q_2 est un NPN de type BC109.

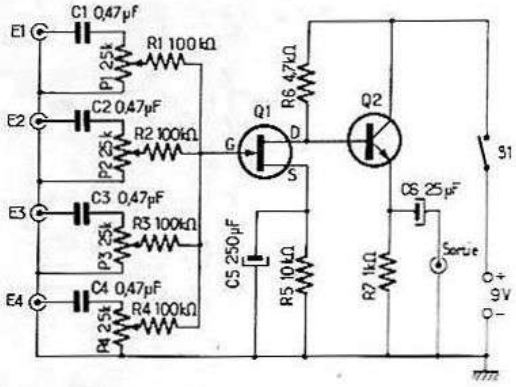


Fig. III-4

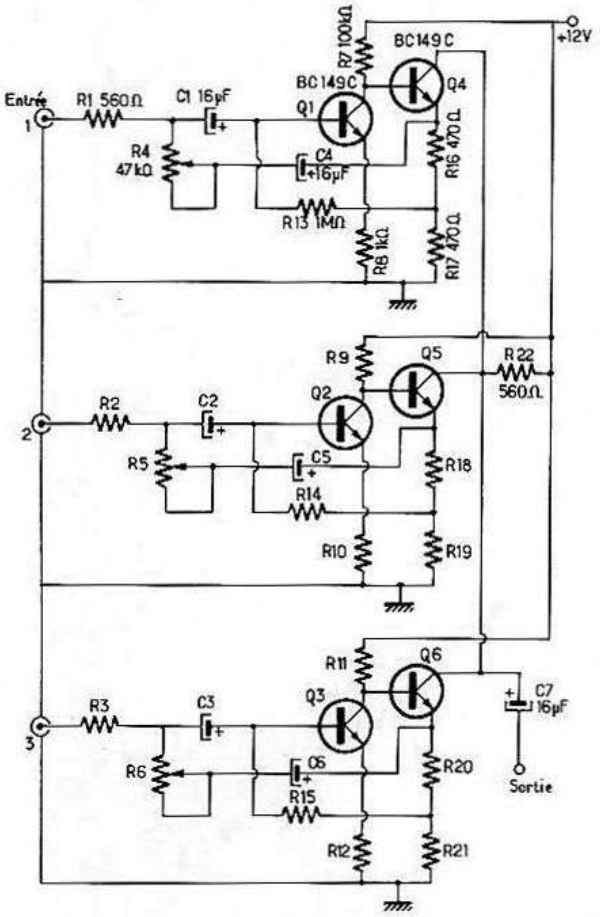


Fig. III-5

Mélangeur-préamplificateur à trois canaux

Ce circuit peut recevoir trois signaux d'entrée et délivre un signal de sortie mélangé qui peut être envoyé à un amplificateur à entrée unique. Son utilisation sera nécessaire par exemple lorsqu'on utilise plusieurs microphones dispersés dans un auditoire avec un amplificateur à entrée unique.

Comme on peut le voir sur le schéma de la figure III-5, chaque canal est équipé avec les transistors au silicium à faible bruit et à gain élevé BC149C. Ces transistors sont polarisés pour un courant de collecteur d'environ 90 μA chacun, de manière à réduire le bruit au minimum.

Le circuit est conçu de manière à ne pas provoquer de couplages parasites entre les différents canaux.

Le collecteur du premier transistor est connecté directement à la base du second transistor, dans chaque canal.

En réglant le gain de tension entre 0 et 26 dB sur chaque canal, on obtient le mélange. La sortie est prélevée à travers le condensateur C_7 connecté au collecteur commun au moyen de la résistance R_{22}.

Caractéristiques Techniques

Tension d'alimentation : 12 V.
Courant de repos : 8 mA.
Sortie maximale : 1 $V_{eff.}$
Gain maximal ($R_{var.}$ = 47 kΩ) : 26 dB.
Gain maximal ($R_{var.}$ = 0) : 0 dB.
Impédance d'entrée variable selon le gain : 500 Ω < Z_i < 1 250 Ω.
Impédance de sortie : 560 Ω.
Distorsion harmonique (V_s = 5 V) : typ. 0,2 %.
Largeur de bande (— 1 dB) : 10 Hz < B < 150 Hz.

Préamplificateur pour pick-up magnétique à FET

Ce préamplificateur permet d'amplifier les signaux provenant d'une cellule magnétique. Ces derniers sont appliqués directement sur le gate du premier FET Q_1. Prélevés après une première amplification sur le drain de Q_1, ils sont transmis au gate du second FET Q_2 (fig. III-6). L'impédance d'entrée du premier étage est de l'ordre de 47 kΩ, ce qui correspond à la valeur optimale pour une cellule magnétique.

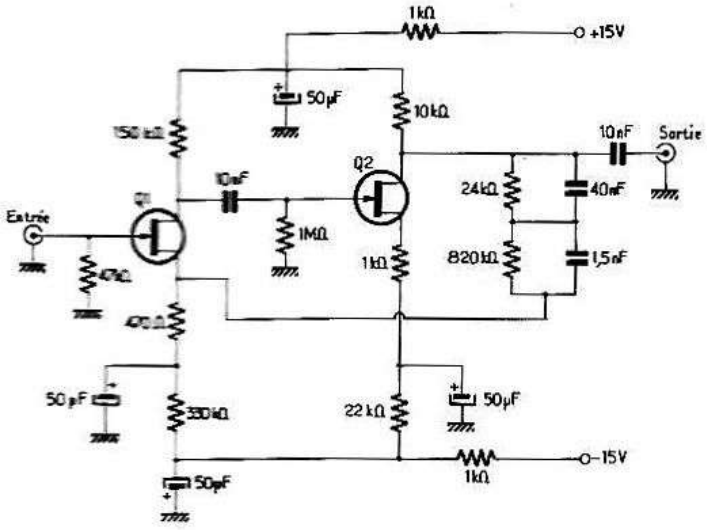


Fig. III-6

Les signaux amplifiés par Q_2 sont prélevés sur le drain et soumis à un réseau de contre-réaction RIAA constitué de deux résistances de 820 kΩ et 24 kΩ, et de deux condensateurs de 40 nF et 10 nF respectivement, la seconde branche étant reliée à la source de Q_1.

Le signal de sortie est prélevé à travers un condensateur de 10 nF.
Ce montage exige une alimentation symétrique ± 15 V.

Le transistor FET Q_1 est de type NF510 et Q_2 de type NF520.

Préamplificateur-correcteur à FET d'entrée

Ce circuit représenté à la figure III-7, trouve sa place à la suite du précédent circuit. L'étage d'entrée est équipé d'un FET NF520, caractérisé par son faible bruit et une haute impédance d'entrée.

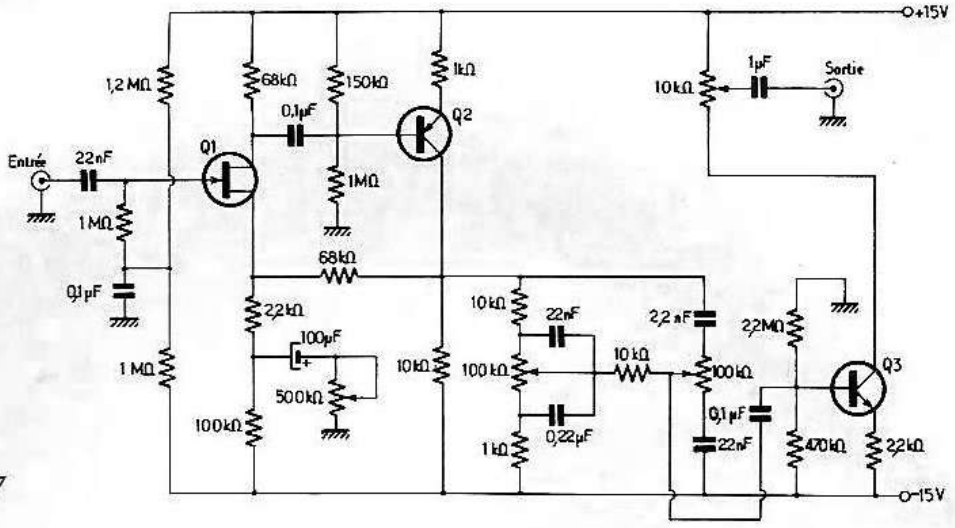


Fig. III-7

La sensibilité est de l'ordre de 100 mV. Les signaux d'entrée sont appliqués au gate du FET d'entrée à travers un condensateur de 22 nF. Après amplification, ils sont recueillis sur le drain. La liaison entre le premier et le second étage, équipé d'un transistor PNP s'effectue par un condensateur de 100 nF.

Le réseau correcteur, permettant un relèvement de 18 dB est relié directement au collecteur de Q_2. Une contre-réaction est assurée par une résistance de 68 kΩ entre le collecteur de Q_2 de type 2N4249 et la source de Q_1.

A la sortie du réseau de correction, les signaux sont soumis à un étage amplificateur de tension équipé de Q_3 de type NPN 2N2484 monté en émetteur commun.

Les signaux amplifiés sont dirigés sur la sortie après avoir été prélevés sur un potentiomètre de volume par un condensateur de I μF.

Comme pour le circuit précédent, l'alimentation est de type symétrique ± 15 V.

Préamplificateur stéréo à circuit intégré

Il s'agit d'un préamplificateur stéréo aux performances exceptionnelles, malgré la simplicité du schéma. Le circuit utilise un amplificateur spécial double à circuit intégré et à faible bruit.

Le niveau de sortie est réglable entre de larges limites pour adapter le préamplificateur à n'importe quel amplificateur.

Les principales caractéristiques sont les suivantes :

Impédance d'entrée : 47 kΩ.

Gain à 1 000 Hz : 38 dB.

Impédance de sortie : 10 kΩ.

Séparation entre les canaux : — 66 dB.

Théoriquement, il n'existe pas de limites au gain d'un amplificateur, et n'importe quel signal, aussi faible soit-il, peut être élevé, tant en tension qu'en puissance, à n'importe quel niveau désiré.

Pratiquement, au contraire, il existe une limite au niveau minimum d'un signal que l'on désire amplifier. Celle-ci est due au bruit qui se manifeste par différents effets, dans tous les étages d'amplification.

Naturellement, le point où le bruit est le plus ressenti est l'étage d'entrée, du fait que le bruit qui se forme dans cet étage parcourra toute la chaîne d'amplification jusqu'à la sortie.

Il est donc très important de disposer à l'entrée un élément actif qui contribue d'une manière minimale à la tension de bruit.

C'est le cas du circuit intégré spécial utilisé dans ce circuit, lequel a été précisément conçu pour obtenir dans l'étage d'entrée, un faible bruit.

Comme il a été prévu pour être employé comme amplificateur opérationnel, le circuit intégré TBA 231 peut aussi être utilisé comme amplificateur basse fréquence, en utilisant la grande facilité avec laquelle il est possible, sur les circuits opérationnels, de contrôler les courbes de réponse et les impédances d'entrée et de sortie par l'emploi de quelques éléments externes.

Les amplificateurs contenus dans le TBA 231 étant au nombre de deux, on peut utiliser un unique circuit intégré pour les deux canaux d'un ensemble stéréo, en bénéficiant de l'avantage que les deux circuits sont montés sur un unique support de silicium dont les caractéristiques sont homogènes, ce qui permet d'atteindre les meilleures performances qu'offre la technique moderne.

Le schéma (fig. III-8)

Le préamplificateur, parfaitement symétrique en ce qui concerne les deux canaux, sera décrit en s'appuyant sur un seul canal.

On peut considérer l'amplificateur constitué de trois sections :

1) La section amplificatrice.

2) La section égalisatrice.

3) La section alimentation.

1) La section amplificatrice

Le signal provenant de la prise ENTREE est appliqué, à travers le diviseur R10-R15 à l'entrée d'un des amplificateurs opérationnels contenu dans le circuit intégré. Il est nécessaire d'observer que la résistance d'entrée offerte à la source d'alimentation n'est pas R_{15}, puisque celle-ci se trouve disposée en parallèle à l'entrée. En effet, dans les amplificateurs opérationnels, la résistance d'entrée est donnée par le rapport entre la résistance disposée en contre-réaction entre la

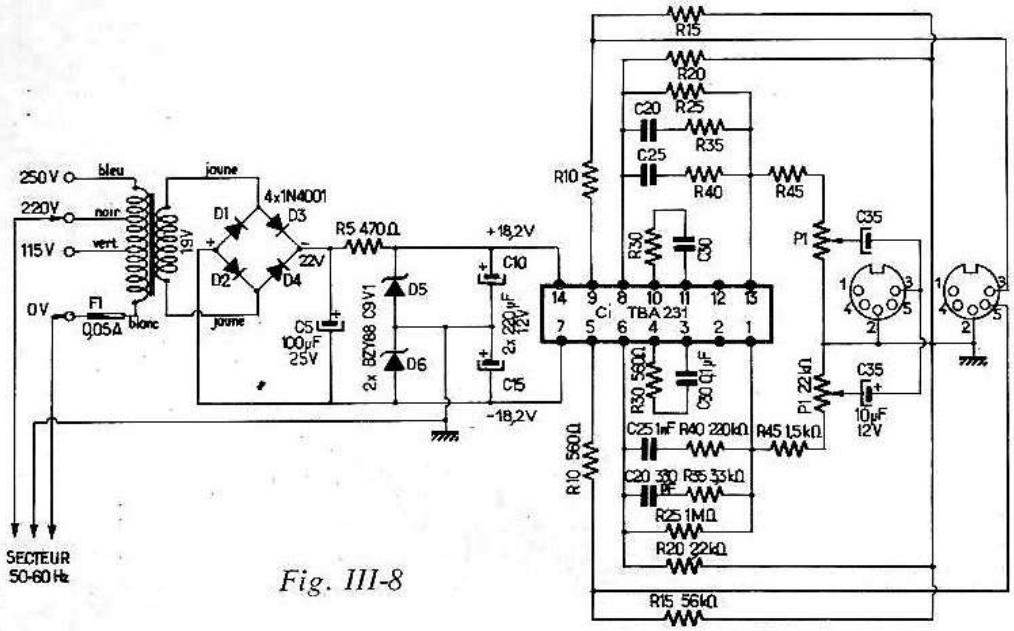


Fig. III-8

sortie et l'entrée inverseuse (R_{25}) et la résistance disposée entre cette entrée et la masse (R_{20}). Ce rapport est de 47.

Dans notre cas particulier, nous remarquons en parallèle à R_{25}, les filtres d'égalisation. Ainsi, la condition théorique rappelée ci-dessus pour la résistance d'entrée sera seulement observée à la fréquence de 1 000 Hz uniquement. En effet, à cette fréquence, les actions des filtres s'équilibrent et l'amplificateur opérationnel se comporte comme pour le courant continu.

Entre les pieds 4 et 3 du circuit intégré est disposé un circuit de compensation de phase R_{30}-C_{30}. Ce circuit sert à élargir la bande dans laquelle la phase reste constante pour le passage du signal dans l'amplificateur.

La résistance R_{45} et le potentiomètre P_1 sont disposés en série, parallèlement à la sortie. Le potentiomètre permet le réglage du niveau du signal de sortie, de manière à l'adapter aux exigences de l'amplificateur à alimenter. Les deux trimmers P_1 permettent aussi d'effectuer une balance préventive efficace des deux canaux. Le signal parvient à la prise de sortie à travers le condensateur C_{35}.

2) La section égalisatrice

La présence des deux réseaux passe-haut C_{25}-R_{40} et C_{20}-R_{35} disposés en contre-réaction transforment l'amplificateur en un filtre actif dépendant de la fréquence. Un choix approprié des valeurs résistives et capacitives détermine la courbe de réponse de l'amplificateur en fonction de la fréquence suivant les normes R.I.A.A.

3) La section alimentation

L'alimentation s'effectue à partir du secteur. La tension provenant du secondaire du transformateur d'alimentation est appliquée au pont redresseur constitué de quatre diodes D_1, D_2, D_3, D_4. Le condensateur C_5 procède à un premier filtrage.

Comme la tension d'alimentation des amplificateurs opérationnels doit être symétrique avec zéro central, on divise en deux la tension continue principale au moyen du réseau de stabilisation formé de la résistance R_5 et des diodes Zener D_5 et D_6. Le point central de connexion des deux Zener est relié à la masse.

Les deux condensateurs identiques C_{10} et C_{15} procèdent à un nouveau filtrage indépendant des deux tensions d'alimentation. La masse virtuelle du circuit intégré est assurée par le circuit interne et il n'est donc pas nécessaire de prévoir une connexion particulière à cet effet. La fermeture du circuit vers la masse externe s'effectue à travers R_{45} et P_1.

Kit Amtron UK 166

Préamplificateur égalisateur mono

Le but d'un préamplificateur dans une chaine haute fidélité ne consiste pas seulement à effectuer simplement une amplification linéaire du signal provenant du transducteur d'entrée, mais aussi d'apporter au signal les opportunes corrections indispensables, nécessaires tant pour adapter la réponse aux exigences individuelles (contrôle de volume, des basses et des aiguës) que pour obtenir une réponse linéaire des signaux qui ont été enregistrés avec des niveaux différents pour les basses et les aiguës, en raison des exigences techniques de l'enregistrement. Le réseau de correction des signaux destiné à cette fonction doit être convenablement étudié. En effet, la sortie doit être parfaitement linéaire, si on fait abstraction du réglage manuel de tonalité.

L'entrée du signal peut être prélevée à partir de différentes sources telles que pick-up piézoélectriques, magnétophones, microphones, etc. Tous ces types de sources diffèrent par l'impédance et par la tension du signal délivré.

Les caractéristiques d'enregistrement exigent des filtres égalisateurs à l'entrée des différentes prises du préamplificateur. Pour cela, des normes unifiées pour différentes raisons ont été fixées pour la courbe d'enregistrement, normes désignées sous le sigle R.I.A.A. (Record industry association of America). La courbe de réponse d'un amplificateur égalisateur ne devra donc pas être linéaire, mais au contraire, être l'opposé aussi exact que possible de la courbe de distorsion R.I.A.A.

La somme de la courbe R.I.A.A. et de la courbe de réponse de l'égalisateur devra, dans le cas idéal, être une droite parallèle à l'axe des fréquences.

L'égalisation s'effectue au moyen de résistances et capacités disposées dans le circuit de façons différentes selon les caractéristiques du transducteur d'entrée ou des positions dans lesquelles les éléments égalisateurs sont disposés en circuit. En principe, la courbe de réponse plate doit s'obtenir quand les régulateurs de tonalité sont disposés à mi-course, de manière à avoir la plus grande gamme possible pour les corrections que l'on désire effectuer afin d'obtenir les résultats les plus agréables à l'oreille.

En conclusion, plus que l'obtention d'un gain, on obtient du préamplificateur la correction des tons et l'adaptation des impédances.

Etude du schéma (fig. III-9)

A travers la prise d'entrée, le signal atteint la base du transistor Q_1 à travers le filtre séparateur C_5-R_5. Sur la base de Q_1 parvient également d'opportuns signaux de réaction et de contre-réaction provenant de réseaux de filtrage approprié établi de manière à obtenir une partie de l'égalisation. Tout d'abord, un signal est reporté, en opposition de phase, de la base sur le collecteur, par le condensateur C_{10} de faible capacité. Le rôle de ce condensateur consiste normalement à couper les harmoniques trop élevés et à empêcher l'entrée en oscillation de l'amplificateur. Naturellement, il contribue aussi à atténuer le renforcement des fréquences élevées effectué pour des raisons techniques au cours de l'enregistrement.

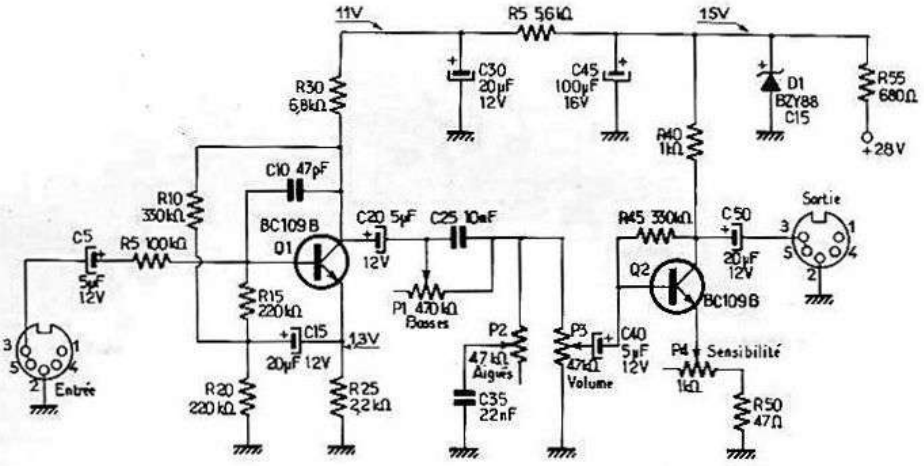


Fig. III-9

En outre, une tension en phase avec le signal d'entrée est prélevée sur l'émetteur et reportée en réaction sur la base à travers un filtre passe-haut ayant une fréquence de coupure extrêmement basse, ou plus exactement, cette tension est partagée en deux parties : la première est écoulée à la masse à travers R_{20} (le condensateur du filtre est C_{15}) tandis que la seconde passe sur la base à travers R_{15}. On déplace la réponse vers les notes basses, en les renforçant, supprimant ainsi l'atténuation due à l'enregistrement et limitant en même temps l'amplification des signaux de fréquences très basses qui pourraient donner naissance à des oscillations. Rappelons qu'au cours de l'enregistrement les notes basses ont été atténuées.

Le signal de sortie du premier étage est prélevé sur le collecteur de Q_1 et appliqué à travers le condensateur C_{20} au contrôle des basses. Celui-ci est constitué du condensateur C_{25} et de la résistance variable P_1. L'ensemble de ces deux éléments forme un filtre passe-bas à fréquence de coupure variable selon la section de P_1 qui est maintenue en circuit au moyen de la manœuvre du curseur. Le contrôle des aiguës, qui succède immédiatement à celui des basses, est un filtre passe-haut vers la masse, constitué de P_2 et C_{35} ; l'importance des fréquences élevées écoulées vers la masse varie selon le déplacement de la fréquence de coupure du filtre provoqué par la variation de la résistance de P_2. La disposition particulière des deux contrôles disposés de manière à renforcer les fréquences basses et à atténuer les fréquences élevées contribue à l'effet d'égalisation. Après les deux filtres correcteurs de tonalité, nous trouvons le potentiomètre de contrôle

de volume P_3 qui ne présente pas de caractéristiques particulières, puisqu'il s'agit d'un modèle à courbe logarithmique. La fraction de signal prélevée sur le curseur de P_3 est appliquée à la base de Q_2, à travers le condensateur C_{40}.

Le circuit dans lequel est monté Q_2 serait du type normal amplificateur à émetteur commun, s'il n'y avait la présence du potentiomètre P_4 qui en modifie le gain en introduisant un taux variable de contre-réaction. Cette disposition permet le pilotage de l'amplificateur par des sources de signaux délivrant des tensions très variées qui peuvent aller de quelques millivolts à plusieurs centaines de millivolts. Naturellement, le réglage de ce potentiomètre ajustable s'effectue en tenant compte de la source du signal, de manière à obtenir l'amplification nécessaire sans donner lieu à des phénomènes de saturation ou à des oscillations.

Le reste de l'amplificateur est tout à fait normal, y compris la stabilisation en courant continu due à la résistance R_{45}.

Kit Amtron UK 130/4

Préamplificateur stéréo à correcteur RIAA

Le préamplificateur stéréophonique que nous allons décrire remplit deux rôles : il procure au signal BF, provenant d'un générateur à bas niveau, comme un pick-up à basse impédance, un niveau suffisant pour attaquer correctement l'amplificateur proprement dit.

D'autre part, il corrige la courbe de réponse selon les normes RIAA qui prévoient que le niveau d'enregistrement des disques varie en fonction de la fréquence de telle sorte que les signaux de 30 Hz soient comprimés à un niveau de — 18,6 dB et ceux de 19 kHz soient au contraire relevés de + 19 dB.

Ce module préamplificateur permet très facilement de perfectionner un amplificateur HI-FI de façon à obtenir une reproduction linéaire de toutes les fréquences de la gamme audible et ainsi de leur rendre leur niveau d'origine.

La norme RIAA a été retenue car elle est la plus utilisée sur le plan international.

Les niveaux d'enregistrement aux différentes fréquences sont indiqués au tableau 1. Il est évident que, si à la lecture, on désire obtenir une courbe correspondant exactement à la qualité de l'enregistrement, il convient de corriger la courbe de réponse de l'amplificateur en sens inverse par rapport à celle d'enregistrement, c'est-à-dire de façon que les fréquences basses soient favorisées et les fréquences hautes atténuées. En conséquence, si nous nous reportons au tableau 1, la fréquence de basculement de 1000 périodes sera au niveau 0 dB alors que les fréquences extrêmes de 30 Hz et de 19 kHz seront respectivement portées la première à + 18,6 dB et la seconde à — 19 dB.

Dans ce préampli on a choisi le système de correction par contre-réaction sélective et utilisé des réseaux capacité-résistances qui offrent quelques avantages par rapport à d'autres systèmes. Avec celui-ci, la contre-réaction assume une valeur qui varie en fonction de la fréquence. De cette façon, l'amplification n'est pas constante pour toute la gamme de fréquences, mais varie précisément selon les normes RIAA, donnant à la reproduction les mêmes caractéristiques que celles de l'enregistrement.

Etude du circuit

Voyons d'abord les caractéristiques de l'appareil

Tension d'alimentation : 6 ou 24 Vcc
Courant absorbé : < 10 mA
Impédance d'entrée : > 47 kΩ
Impédance de sortie : 15 kΩ
Gain à 1 000 Hz : 40 dB
Diaphonie à 1 000 Hz : 70 dB

Le schéma du préamplificateur, représenté à la figure III-10, comprend pour chacune des deux voies un transistor BC109B et un transistor BCI08B, transistors spécialement conçus pour être utilisés dans les circuits à haute fidélité pour lesquels un niveau de bruit extrêmement bas est exigé.

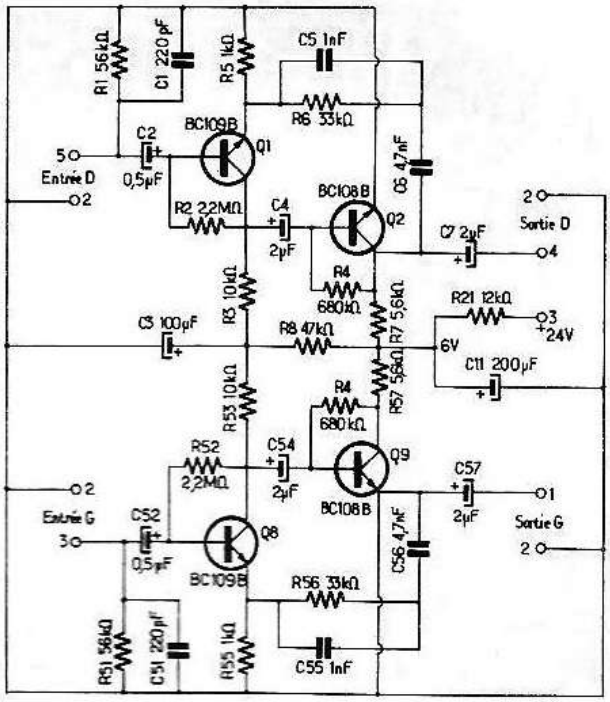


Fig. III-10

Nous nous limiterons à la description d'une seule voie, les deux étant parfaitement identiques.

L'entrée est shuntée par un réseau comprenant la résistance R_1, de 56 kΩ et le condensateur C_1, de 220 pF, qui a pour but d'empêcher l'amorçage d'oscillations aux fréquences très élevées.

La base du transistor BCI09B est reliée à l'entrée au moyen du condensateur électrolytique C_2 de 0,5 µF. Sa polarisation est assurée par la résistance R_2, de 2,2 MΩ, qui prélève la tension sur le circuit de collecteur et qui est découplée par le condensateur électrolytique à haute capacité C_3. Ce procédé réduit la distorsion et stabilise l'effet de température.

Le circuit de correction dont nous avons parlé précédemment est composé de la résistance R_6, de 33 kΩ, du condensateur C_5, de 1 nF, et du condensateur C_6,

de 4,7 nF. Avec cette disposition, les normes de correction sont respectées à ± 1 dB, dans la gamme de fréquences qui va de 25 Hz à 20 kHz.

Le collecteur de Q_1 attaque à travers le condensateur C_4, de 2 μF, la base du transistor Q_2, de type BC108B. Celle-ci est polarisée par la résistance R_4 de 680 kΩ qui apporte les mêmes avantages que dans le circuit précédent.

La sortie, dont l'impédance est inférieure à 15 kΩ, est prélevée sur le collecteur à travers le condensateur électrolytique C_7, de 2 μF.

Ce préamplificateur a été étudié pour être alimenté avec une tension d'alimentation de 24 V, mais il peut également l'être avec une tension de 6 V. Dans ce dernier cas, il est nécessaire de court-circuiter la résistance R_{21}, de 12 kΩ, et d'éliminer le condensateur électrolytique C_{11} de 200 μF.

TABLEAU I

Fréquences Hz	Niveau dB	Fréquences Hz	Niveau dB
30	— 18,6	4.000	+ 6,6
40	— 18	5.000	+ 8,2
50	— 17	6.000	+ 9,6
70	— 15,3	7.000	+ 10,8
100	— 13,1	8.000	+ 11,9
200	— 8,2	9.000	+ 12,9
300	— 5,5	10.000	+ 13,8
400	— 3,8	11.000	+ 14,6
500	— 2,7	12.000	+ 15,3
600	— 1,8	13.000	+ 16
700	— 1,2	14.000	+ 16,6
800	— 0,7	15.000	+ 17,2
900	— 0,3	16.000	+ 17,7
1.000	— 0	17.000	+ 18,3
2.000	+ 2,5	18.000	+ 18,8
3.000	+ 4,7	19.000	+ 19

Kit Amtron UK 167

CHAPITRE IV

AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE

Avant d'aborder les différentes classes d'amplification et les circuits pratiques, il convient de rappeler quelques principes fondamentaux qui découlent de l'étude des chapitres précédents.

Le montage émetteur à la masse (montage E) est le seul qui fournisse une inversion de phase du signal ; les montages base à la masse (montage B) et collecteur à la masse (montage C) ne donnent pas d'inversion.

Le gain en tension, pour une charge déterminée, est sensiblement le même dans les montages B et E, légèrement inférieur à 1 dans le montage C.

Le gain en courant est égal à α pour le montage B, à ß pour le montage E (ß pouvant atteindre 30 pour $\alpha = 0{,}96$), a ß + 1 pour le montage C.

Inversement, la résistance du circuit de sortie est minimale dans le montage C, intermédiaire dans le montage E et maximale dans le montage B. Enfin, le montage E est celui qui donne généralement le maximum de puissance.

Modes de fonctionnement

On distingue, comme dans les montages à lampe, deux grandes classes de fonctionnement en basse fréquence. Quel que soit le montage utilisé, les signaux appliqués agissent sur la conduction de la diode émetteur-base.

La classe A, qui est la seule employée dans les étages à un seul transistor, correspond à un point de fonctionnement dans lequel la diode émetteur-base reste conductrice pendant toute la durée du signal. Le signal de sortie est pratiquement de même forme que le signal d'entrée ; la distorsion est réduite, mais le rendement est faible. Les amplificateurs de la classe A sont recommandés pour les puissances réduites.

La classe B correspond à un point de fonctionnement dans lequel la diode émetteur-base est bloquée pendant une demi-période. Pour cette raison, le signal de sortie ne comporte plus que des demi-ondes identiques aux demi-ondes correspondantes du signal d'entrée. Les amplificateurs classe B demandent, à l'étage d'attaque, une certaine puissance BF. Ce montage donne une puissance élevée, mais la distorsion est plus grande.

On utilise également les montages push-pull réglés dans une position intermédiaire entre la classe A et la classe B. Ces classes intermédiaires sont appelées AB1 ou AB2, suivant le temps pendant lequel le courant ne passe pas. Le montage est le même qu'en classe B, mais la polarisation est réglée de manière que le courant base émetteur soit inférieur à celui de la classe A.

Les courbes de la figure 1 illustrent ces différentes classes.

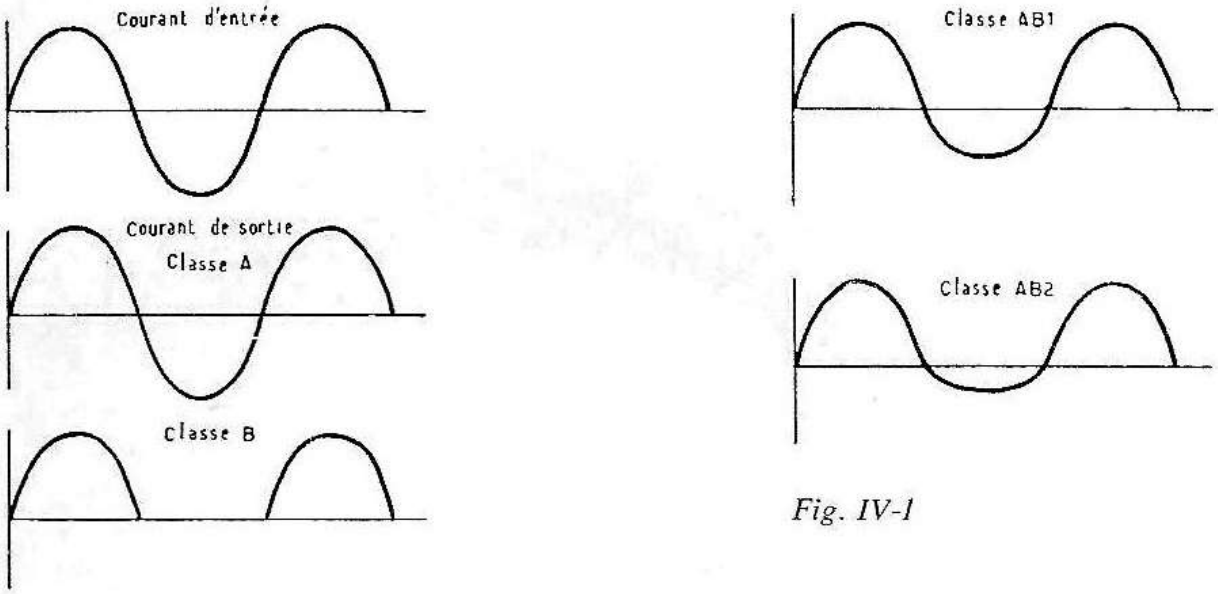


Fig. IV-1

Le choix du mode de fonctionnement dépend évidemment de la puissance demandée. On utilisera la classe A chaque fois que la puissance recherchée est moyenne et que l'on désire une faible distorsion. Dans ce cas, le montage base à la masse est supérieur aux deux autres. Par contre, on utilisera la classe B chaque fois que l'on recherche une puissance élevée, malgré la distorsion plus grande qui en résulte.

Circuits de basse fréquence pour signaux faibles

Les premiers étages de tous les amplificateurs basse fréquence servent à fournir un signal suffisamment élevé aux étages suivants. En général, on utilise dans ce cas le circuit avec émetteur commun. Ce circuit, en effet, grâce à un coefficient d'amplification élevé, permet de réduire au minimum le nombre de transistors nécessaires. Il n'est pas exclu que pour des raisons d'adaptation, on ne puisse utiliser aussi les deux autres types de circuit.

Par l'expression « signaux faibles », on peut signifier que le fonctionnement du transistor, même dans les conditions de signal maximum, ne se déplace pas sensiblement du point de travail en courant continu, mais reste sur la partie linéaire de la caractéristique. Les conditions réelles de fonctionnement peuvent cependant différer de celles établies par le calcul.

Couplage RC

Dans la plupart des cas, l'amplification obtenue avec un seul étage est insuffisante. Aussi est-il nécessaire de prévoir plusieurs étages, en reliant la sortie du premier à l'entrée du suivant, et ainsi de suite.

On utilise habituellement, pour les étages basse fréquence, le couplage RC (résistance-capacité). On atteint en moyenne un gain de 20 dB par étage.

Le schéma de principe d'un amplificateur à deux étages équipés de transistors NPN, conçu suivant ce principe, est reproduit à la figure IV-2.

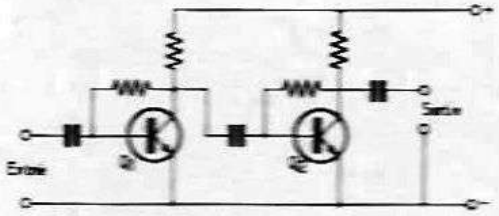


Fig. IV-2

Les valeurs des courants de base et de collecteur du second transistor seront supérieures à celles du premier, aussi les deux résistances de charge et de base auront elles des valeurs moins élevées que celles correspondantes au premier étage.

Couplage direct

La figure IV.3 montre qu'il est possible de supprimer le condensateur de couplage entre un transistor et le suivant, en reliant directement le collecteur du premier transistor à la base du second. L'amplification est plus linéaire, même sur les fréquences basses, ce qui ne peut se produire avec le condensateur de couplage en raison de sa réactance.

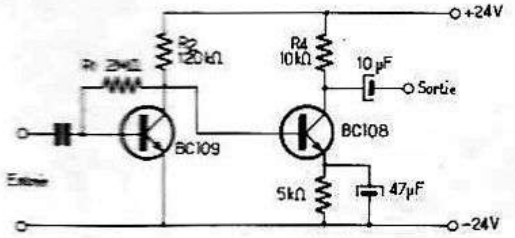


Fig. IV-3

La seule difficulté réside dans la nécessité d'avoir la tension de base du second transistor bien adaptée par rapport à l'émetteur, bien qu'étant à la tension de collecteur du premier. On y remédie en élevant la tension d'émetteur.

Les transistors au silicium se prêtent mieux que les transistors au germanium à cette application qui convient aux étages d'entrée où le signal très faible doit être amplifié de façon aussi linéaire que possible.

Il est également possible d'éliminer la résistance d'émetteur R_3 et le condensateur électrolytique et de relier directement l'émetteur du second transistor à la ligne d'alimentation négative. Pour cela, il est cependant nécessaire que le premier transistor reçoive une tension de collecteur très basse, celle-là même qui est nécessaire entre la base et l'émetteur, c'est-à-dire la masse, du transistor suivant.

On arrive à ce résultat en utilisant des transistors au silicium planar épitaxiaux qui répondent aux conditions imposées pour la tension de collecteur avec des signaux faibles.

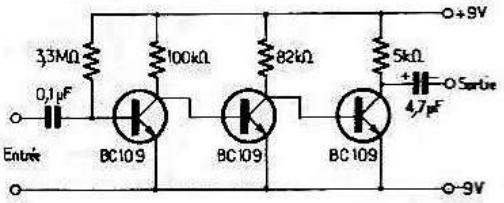


Fig. IV-4

La figure IV-4 donne un exemple d'amplificateur à trois transistors au silicium BC109 à connexion directe et émetteur à la masse. Ce type de circuit convient parfaitement pour les appareils portables de très faible encombrement ou pour les appareils de prothèse auditive.

Cas particulier de couplage direct entre transistor NPN et transistor PNP

Le schéma de la figure IV-5 s'applique au cas particulier de la connexion directe entre un transistor NPN et un transistor PNP. On remarquera que par rapport au schéma de la figure IV-3, celui-ci est encore plus simple par suite de la suppression de la résistance de collecteur.

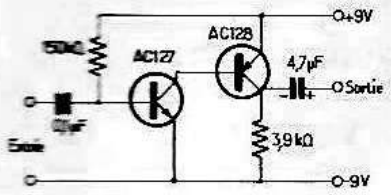


Fig. IV-5

Le premier transistor est du type NPN AC127, le second un PNP AC128. Le courant de collecteur du premier est aussi le courant de base du second. Le premier transistor fonctionne en « source de courant » pour le second. Un émetteur est relié à la ligne négative d'alimentation et l'autre à la ligne positive.

Deux résistances seulement sont nécessaires, l'une qui fixe le courant de base du premier transistor, l'autre qui constitue la charge de collecteur. Ce mode de liaison n'est pas aussi couramment utilisé que le précédent ; il est mieux adapté pour l'amplification des signaux ayant déjà subi une première amplification, du fait que le courant de base du second transistor est assez élevé et, qu'en conséquence, le courant de collecteur est aussi élevé.

Utilisation de la contre-réaction en basse fréquence

La technique de la fabrication des transistors ne permet pas de produire ces éléments avec des différences de caractéristiques aussi faibles que celles que l'on a pu atteindre dans la production des tubes à vide. Les différences de gain des transistors sont donc évidemment plus importantes que celles observées dans les

montages équipés de lampes. Mais celles-ci peuvent être corrigées par l'application d'un système de contre-réaction. De plus, la contre-réaction permet d'améliorer la stabilité de la courbe de réponse, augmente l'impédance d'entrée et réduit la distorsion. Par contre, elle entraîne une perte de gain.

Le mécanisme de la contre-réaction consiste à prélever, à la sortie, une fraction du signal, et à la réinjecter en un point de la chaîne amplificatrice.

Dans les amplificateurs à transistors, le signal de contre-réaction peut être obtenu en prélevant :

1° un signal proportionnel à la tension de sortie (ainsi, on diminue la résistance de sortie) ;

2° un signal proportionnel au courant de sortie (ainsi, on augmente la résistance de sortie).

En outre, le signal de réaction peut être reporté à l'entrée soit :

1° comme une tension en série avec celle de la source (contre-réaction en série). Dans le montage émetteur commun la réinjection s'effectue généralement sur l'émetteur.

2° comme un courant en parallèle au courant d'entrée (contre-réaction en parallèle). Dans le montage émetteur commun, la réinjection s'effectue généralement sur la base.

On peut donc distinguer :

1° La contre-réaction de tension en parallèle.

Un courant proportionnel à la tension de sortie est reporté à l'entrée.

2° La contre-réaction de courant en parallèle.

Un courant proportionnel au courant de sortie est reporté à l'entrée.

3° La contre-réaction de tension en série.

Une tension proportionnelle à la tension de sortie est superposée à la tension d'entrée.

4° La contre-réaction de courant en série.

Une tension proportionnelle au courant de sortie est superposée à la tension d'entrée.

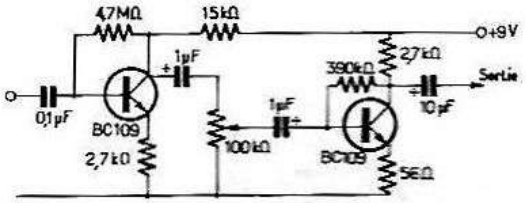
La contre-réaction série est le procédé le plus simple. Ce type est très semblable à celui utilisé avec les lampes à vide dont la résistance de cathode n'est pas découplée. Il consiste à placer une résistance dans le circuit émetteur du transistor de sortie et à reporter la tension qui s'établit aux bornes de celles-ci sur l'émetteur du premier étage amplificateur. Cette tension de réaction est en phase avec la tension d'entrée, mais la différence entre ces deux tensions entrant seule en ligne de compte, la réaction est négative. Ce procédé entraîne une augmentation des impédances d'entrée et de sortie et une diminution appréciable du gain.

La figure IV-6 nous montre un exemple d'amplificateur à deux étages à couplage par capacité sur lesquels sont appliqués les deux modes de contre-réaction.

Chaque transistor comporte une résistance entre collecteur et base (contre-réaction parallèle) et en même temps, les résistances d'émetteur ne sont pas découplées (contre-réaction série).

La résistance de base a essentiellement pour rôle de compenser la dérive thermique. Cette stabilisation est suffisante puisqu'il s'agit de transistors au silicium.

Fig. IV-6



La résistance d'émetteur fournit la contre-réaction nécessaire pour compenser la distorsion du signal d'entrée. L'effet de contre-réaction est dû à l'absence du condensateur électrolytique de découplage. De ce fait, la tension d'émetteur n'est pas continue, mais varie avec la composante alternative du signal. Comme la tension de base est influencée par la tension d'émetteur, on observe bien l'effet de contre-réaction recherché.

La valeur des deux résistances dépend du degré de contre-réaction désiré.

Il existe de nombreux systèmes possibles de contre-réaction.

Tensions de claquage

Les tensions à appliquer entre les électrodes ne peuvent dépasser certaines valeurs sans risquer le perçage des jonctions. Ces valeurs précisées par les constructeurs pour chaque type sont appelées tensions de claquage et désignées par BV (breaking voltage).

BV_{CBO} ou V_{CBO} est la tension de claquage de la jonction collecteur base pour $I_{E=0}$, c'est-à-dire quand la connexion d'émetteur est coupée (émetteur en l'air).

BV_{CEO} ou V_{CEO} est la tension de claquage, entre collecteur et émetteur pour $I_{B=0}$ (base en l'air).

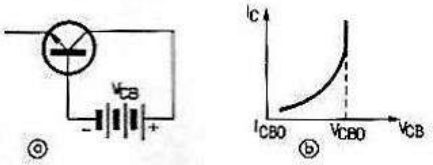
BV_{CES} ou V_{CES} est la tension de claquage entre collecteur et émetteur quand la base est reliée directement à l'émetteur.

BV_{CEX} ou V_{CEX} est la tension de claquage entre collecteur et émetteur quand la base est polarisée en sens inverse.

BV_{CER} ou V_{CER} est la tension de claquage entre collecteur et émetteur quand une résistance R est disposée entre émetteur et base.

BV_{EBO} ou V_{EBO} est la tension de claquage entre émetteur et base pour $I_{C=0}$ (collecteur en l'air).

Fig. IV-7



Considérons un transistor à jonctions PNP dont l'émetteur est en circuit ouvert. Dans ce cas, le courant collecteur est égal au courant de fuite collecteur-base I_{CBO}. Si l'on augmente V_{CB}, I_{CBO} augmente considérablement comme le montre la figure IV-7 au point d'amener la fusion de la jonction par suite du

phénomène d'avalanche. La puissance dissipée égale à V_{EB} x I_{CBO} atteint une valeur énorme qui entraîne la destruction de la jonction.

Le phénomène d'avalanche s'explique par le rôle que joue le courant I_{CBO} constitué par les porteurs de charges minoritaires dont la vitesse augmente avec le champ électrique, donc avec V_{CB}.

Ces porteurs acquièrent une énergie cinétique suffisante pour provoquer des chocs ionisants, qui contribuent à la multiplication progressive de porteurs. Les trous et électrons secondaires ainsi produits sont la cause de l'élévation du courant I_{CBO}.

Les transistors au silicium offrent l'avantage d'avoir des courants de fuite très inférieurs à ceux des transistors au germanium, à la température normale.

Dans le cas d'un transistor ayant la base en circuit ouvert, le phénomène d'avalanche est provoqué par I_{CEO} qui, on le sait, est égal à I_{CBO} (β + 1). Il en résulte que, dans ce cas, la tension de claquage V_{CEO} est beaucoup plus faible.

En fait, pour bloquer un transistor, il suffit de placer une résistance entre base et émetteur sans aucune source de tension, ou de polariser positivement la base par rapport à l'émetteur (transistor NPN).

Dissipation et refroidissement

Une autre limitation dans l'emploi du transistor s'exprime par la puissance que peut dissiper le collecteur. Les transistors sont des composants semi-conducteurs dont la conductibilité électrique croît avec la température. La puissance électrique dissipée dans le cristal est transformée en chaleur. Il en résulte une élévation de la température de jonction.

Cette évaluation entraîne un accroissement du courant du transistor, et par suite une nouvelle élévation de température. Cette réaction thermique risque de provoquer la détérioration du transistor.

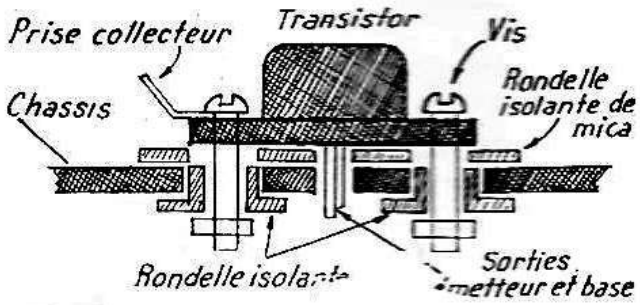


Fig. IV-8

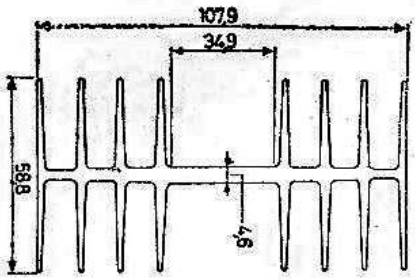


Fig. IV-9

La puissance dissipée, transformée en chaleur dans le transistor, doit être cédée à l'air ambiant par un dispositif approprié de refroidissement, tel que brides de fixation, tôles de montage, etc. Il en est notamment ainsi pour les transistors de puissance à forte charge. Un bon refroidissement évite non seulement un dépassement de la température maximale de jonction admissible, mais réduit en outre la fréquence de défaillance des transistors en abaissant cette température de jonction.

Les transistors de puissance ont un volume nettement inférieur à celui des tubes de puissance comparables. Il ne faut toutefois pas en conclure que les organes de refroidissement d'un montage à transistors sont également beaucoup plus petits que ceux d'un montage à tubes, bien au contraire. Il faut particulièrement veiller à ce que les radiateurs nécessaires ne soient pas choisis trop petits.

La figure IV-8 montre un exemple de fixation d'un transistor de puissance sur un châssis jouant le rôle de radiateur destiné à dissiper la chaleur.

Un radiateur pour transistor de très grande puissance est représenté à la figure IV-9.

Etage final

Le rôle de l'étage final ou étage de puissance consiste à fournir un fort signal au haut-parleur, le plus souvent dans les montages modernes, sans l'interposition d'un transformateur. En général, le plus grand pourcentage de distorsion d'un amplificateur se rencontre dans l'étage final généralement piloté par un signal de grande amplitude. On devra donc rechercher un compromis entre puissance obtenue et distorsion maximale admissible.

Les circuits les plus utilisés sont :

1° Etage de sortie à un transistor monté en classe A.

2° Etage de sortie à deux transistors montés en classe B.

La figure IV-10 donne un exemple d'amplificateur en classe A.

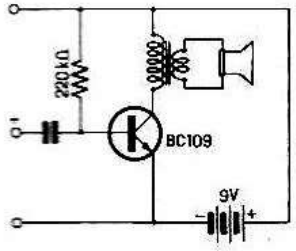


Fig. IV-10

On remarquera que celui-ci ne diffère pas du type conventionnel pour basse fréquence. Ceci est normal si on pense que le transistor n'est pas, comme on l'a déjà dit, un amplificateur de tension, mais de puissance.

La différence essentielle entre un amplificateur basse fréquence intermédiaire et un amplificateur de puissance à transistor consiste dans le fait que le second, par rapport au premier, est piloté avec des signaux beaucoup plus amples et c'est pour cette raison qu'on distingue habituellement amplificateurs pour signaux faibles et pour signaux forts.

Le circuit le plus habituellement utilisé est celui en opposition classe B parce que :

a) le maximum de dissipation au collecteur est en général plus bas que celui qui est consenti par un tube à vide ;

b) le transistor est surtout utilisé dans les applications où il est essentiel de réduire au minimum la consommation (comme dans les appareils portables à batterie pour lesquels la consommation doit être réduite au minimum).

Sur les récepteurs portatifs, c'est l'étage push-pull classe B qui est le plus employé, en raison de sa consommation de courant plus faible au repos. L'étage classe A, à un seul transistor équipe le plus souvent les récepteurs portatifs économiques et les amplificateurs délivrant une puissance modulée plus importante, grâce à un transistor de puissance.

Etage de sortie push-pull classe B

Dès que la puissance de sortie désirée est de l'ordre de 1 W ou plus, les amplificateurs de puissance à transistors sont généralement du type push-pull.

L'étage final en push-pull classe A est peu utilisé. Dans ce montage, les deux transistors fonctionnent simultanément et au repos, les transistors dissipent le maximum d'énergie en chaleur.

On utilise presque exclusivement l'étage de puissance en classe B.

Les avantages d'un amplificateur de puissance, en classe B, sont les suivants :

1° Le courant de repos, ou courant en absence de signal, est très voisin du zéro. En conséquence, la consommation moyenne de l'étage est faible et en absence de signal, on n'observe aucun bruit de fond ou souffle, exception faite pour le bruit provenant des étages préamplificateurs ;

2° Le gain en puissance est très élevé.

La stabilité de l'amplification est excellente et l'équilibre de l'étage se maintient tant que les transistors ont des caractéristiques suffisamment semblables.

On peut adopter les trois dispositions classiques de circuits à transistors : avec base à la masse, avec émetteur à la masse, avec collecteur à la masse.

Etage inverseur de phase

Le fonctionnement en push-pull d'une paire de transistors, qu'ils soient de type PNP ou NPN exige deux tensions d'entrée, en opposition de phase, c'est-à-dire déphasées de 180°, comme le sont les deux alternances d'un signal alternatif et d'amplitudes égales. L'un des transistors reçoit sur sa base l'alternance négative, l'autre l'alternance positive.

Les étages driver à transistor doivent satisfaire à trois conditions fondamentales. En premier lieu, ils doivent pouvoir fournir un courant de pilotage suffisant, en second lieu, une tension suffisante. Enfin l'impédance de sortie doit être suffisamment élevée pour garantir un pilotage en courant.

Le déphasage peut être obtenu à l'aide d'un transformateur dont le secondaire comporte un point milieu. Un circuit simple utilise l'inversion de phase entre l'émetteur et le collecteur dans un système avec émetteur commun. Une tension de sortie se développe aux bornes de la résistance en série avec le collecteur tandis qu'une tension de phase opposée, se développe aux bornes de la résistance placée en série, avec l'émetteur. Il est nécessaire de régler la valeur des résistances pour obtenir les deux tensions de sortie aussi égales que possible. On peut également utiliser deux étages ; le premier fournit une tension, tandis que le second amplifie une partie de ce signal et inverse la polarité pour fournir la seconde tension. Un autre système, de plus en plus employé, consiste à utiliser un étage déphaseur équipé d'une paire de transistors complémentaires.

Des transistors complémentaires sont des transistors de types opposés, l'un PNP, l'autre NPN, ayant des caractéristiques semblables.

Les amplificateurs de type récent utilisent ce procédé pour l'étage driver, d'autres pour l'étage final.

Etage final complémentaire

La plupart des étages de sortie des amplificateurs basse fréquence utilisés aujourd'hui sont constitués par deux transistors de même polarité (montage quasi-complémentaire) ou de polarité différente (montage complémentaire), connectés en série entre les deux pôles de l'alimentation.

La charge est reliée au point médian, soit directement si l'alimentation est double, soit par l'intermédiaire d'un condensateur si l'alimentation est simple.

Le montage complémentaire permet de réaliser les circuits de puissance les plus stables, thermiquement, et les plus simples.

La puissance de sortie longtemps limitée à quelques watts peut aujourd'hui atteindre et dépasser 100 watts, grâce à l'introduction de transistors de puissance PNP au silicium.

Le montage complémentaire est représenté à la figure IV-11. Des configurations quelque peu différentes sont réalisables, mais, dans chaque cas, l'impédance entre émetteur et base des deux transistors de sortie est faible et, par conséquent, le facteur de stabilité, très favorable. Si la polarisation se fait au moyen de diodes, il est possible d'obtenir aisément un courant de repos variant peu, tant en fonction de la température qu'en fonction de la tension d'alimentation.

Les configurations b et c de la figure IV-11 sont utilisées dans des circuits où le prix de revient est le facteur primordial. La distorsion de croisement, plus forte dans le circuit c, est éliminée par contre-réaction ; le gain total de l'amplificateur utilisant ce montage doit être assez grand.

Un désavantage du montage complémentaire pourrait être la nécessité d'avoir un étage d'attaque fonctionnant en classe A. La dissipation de cet étage serait, en effet, assez élevée dans les amplificateurs d'un peu plus d'une dizaine de watts. Mais cet obstacle peut être aisément surmonté par l'emploi de différentes formes du montage Darlington ainsi qu'on le voit à la figure IV-12.

Le circuit de la figure IV-12-a fonctionne assez bien, mais comporte quelques difficultés de polarisation. En effet, la tension directe base-émetteur au seuil de conduction est sensiblement différente entre les deux transistors du compound (drivers et transistors de sortie) ; les tensions de polarisation requises ne s'apparient pas suffisamment bien avec la caractéristique directe des diodes ; un réglage du courant de repos devient nécessaire, ce qui rend plus difficile la compensation que précisément l'on recherche en employant des diodes.

La figure IV-12-b offre une autre possibilité de montage intéressante, mais les problèmes pratiques se posent ici de la même manière que dans le circuit de la figure IV-12-a en ce qui concerne la polarisation. De plus, les diodes shuntent le signal et chargent la source.

La figure IV-12-c représente une sorte de cascade complémentaire qui fonctionne, dans son ensemble, comme un émetteur suiveur. Cette façon de disposer

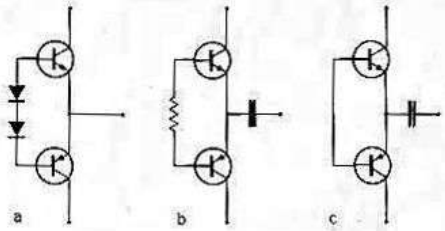


Fig. IV-11

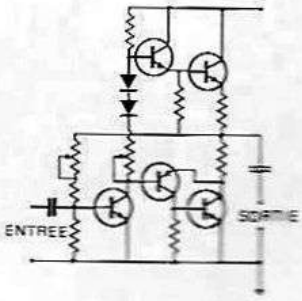


Fig. IV-13

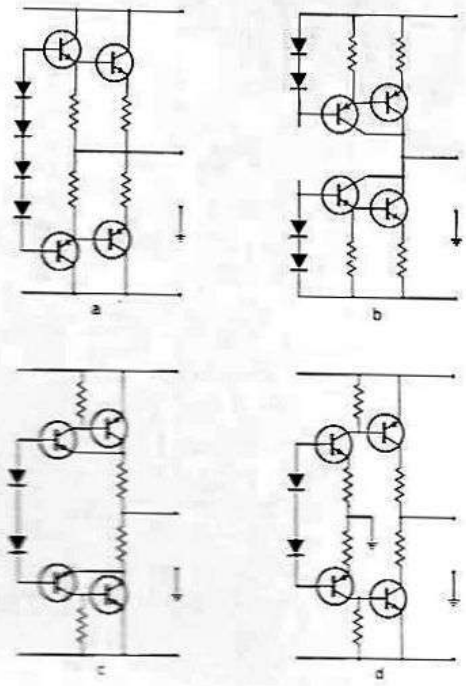


Fig. IV-12

les transistors a des avantages certains, notamment du fait que diodes et drivers possèdent généralement des caractéristiques de conduction assez semblables. Ce montage possède ainsi la stabilité et la linéarité d'un émetteur suiveur, et sa polarisation peut être parfaitement compensée par les diodes.

La figure IV-12-d offre une autre combinaison qui a simultanément l'avantage d'une polarisation par diodes et celui du grand gain de puissance de deux émetteurs communs en cascade. Néanmoins, la stabilité thermique de ce montage est plus précaire que celle des circuits précédents, et l'expérience montre qu'un fonctionnement satisfaisant ne peut être obtenu qu'en appariant les semiconducteurs avec une grande précision.

En définitive, le circuit le plus intéressant est celui de la figure IV-12-c, étant à la fois linéaire, thermiquement stable et ne nécessitant aucun ajustage de la polarisation.

Un montage quasi-complémentaire est donné à la figure IV-13.

Le choix entre les deux montages c et d de la figure IV-12 est avant tout déterminé par la dissipation de l'étage d'attaque, qui est inversement proportionnelle au gain de courant des transistors de sortie et directement proportionnelle à la puissance de sortie. La dissipation de cet étage doit être telle que le rendement total de l'amplificateur n'en soit pas trop diminué.

D'une façon générale, on apparie les transistors des montages symétriques pour diminuer la distorsion. Mais, le montage émetteur suiveur est linéaire s'il est relié à une source d'impédance faible. Dans tous les circuits basse fréquence utilisant ce montage dans ces conditions, l'appariement ne sera donc pas nécessaire. De plus, la contre-réaction globale contribuera largement à réduire la distorsion harmonique de tous les étages. L'excursion maximale de la tension de sortie est légèrement inférieure à la tension d'alimentation.

Principe de fonctionnement d'un étage de sortie complémentaire

Le fonctionnement d'un étage de sortie complémentaire s'explique facilement en se reportant au schéma de la figure IV-14.

On y trouve un transistor PNP et un transistor NPN constituant l'étage de sortie de l'amplificateur. On n'a fait figurer que les éléments essentiels, en supprimant ceux intervenant dans le fonctionnement en régime continu.

On suppose que les deux transistors travaillent en classe B.

Pendant l'alternance positive de la tension d'entrée V_e, provenant de l'étage précédent, le transistor NPN est conducteur et l'autre PNP est bloqué. Il en résulte un courant I_P qui traverse R_C, résistance de charge, montée entre les émetteurs et le point commun des deux batteries, ce courant circulant dans le sens indiqué par la flèche I.

Pendant l'alternance négative de la tension d'entrée V_e, le transistor PNP est bloqué tandis que le transistor NPN est conducteur, d'où le courant I_n circulant dans R_c en sens opposé, comme le montre la flèche (II). Les deux courants se « suivent » par conséquent dans la résistance de charge.

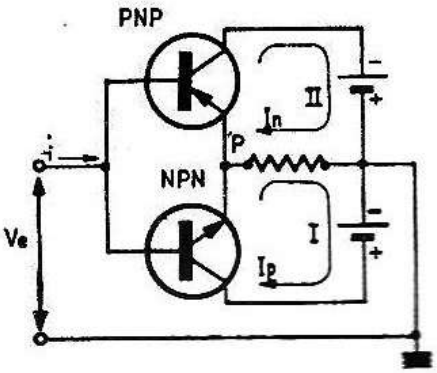


Fig. IV-14

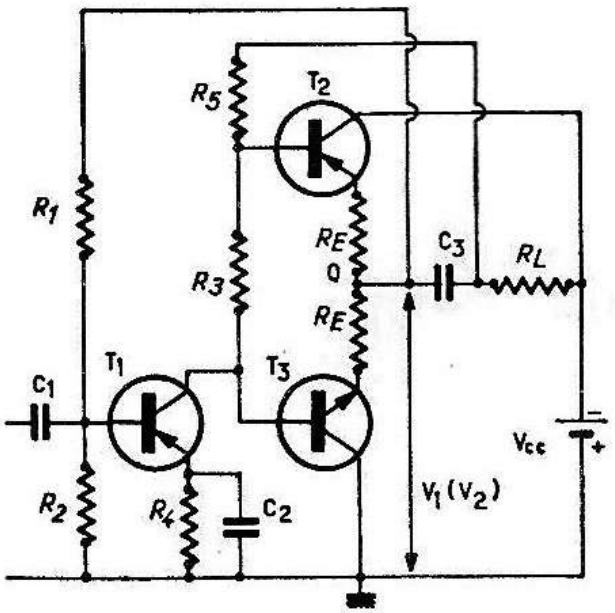


Fig. IV-15

Ce montage exige deux batteries montées selon le sens des polarités indiqué sur la figure.

Un montage de principe à une seule batterie est montré par le schéma de la figure IV-15 sur lequel on a indiqué également l'étage d'entrée dit étage d'attaque.

Le fonctionnement est analogue à celui du montage à deux batteries.

En considérant la charge R_L, on peut montrer que les variations de tension provenant des deux transistors alternativement bloqués et conducteurs sont transmises à celle-ci par C_3.

L'étage d'attaque est couplé directement aux transistors de sortie. La résistance R_5 du transistor d'attaque est connectée à l'extrémité de la charge qui n'est pas reliée à la masse. Ainsi le courant à travers R_5 est faible car la tension aux bornes de R_5 est celle de la tension de base du transistor de sortie.

La stabilité des étages d'attaque et de sortie est obtenue par une contre-réaction en continu appliquée au moyen de R_1 sur la base du transistor d'attaque T_1 et par l'insertion des résistances d'émetteurs R_E de faible valeur.

Les transistors de sortie sont polarisés de manière à fournir un courant d'émetteur de repos de quelques milliampères. Comme les transistors sont de polarités opposées, ce courant de repos est obtenu en appliquant par rapport à la tension d'émetteur deux faibles tensions de base, positive ou négative suivant la polarité du transistor de sortie, par R_3 de faible valeur.

Pendant les alternances positives, le transistor NPN conduit, ce qui a pour effet de diminuer la valeur de V_1 ; au contraire, pendant les alternances négatives, c'est le transistor PNP qui devient conducteur et la valeur de V_1 augmente. Ces variations de tension sont transmises à la charge par l'intermédiaire de C_3.

Principe de fonctionnement d'un circuit à symétrie quasi complémentaire

Quasi sert à indiquer une certaine différence avec le simple amplificateur à symétrie complémentaire qui, grâce à l'avantageuse propriété des transistors PNP et NPN de pouvoir être polarisés avec des tensions de signes opposés, permet de se passer des encombrants transformateurs de couplage nécessaires quand on utilisait les lampes. L'amplificateur à symétrie complémentaire doit avoir à l'étage final un transistor de puissance PNP et un NPN.

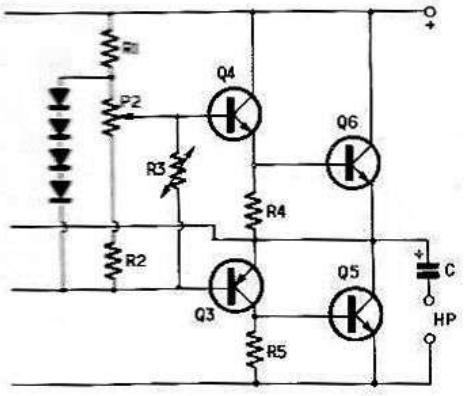


Fig. IV-16

Mais pour des raisons purement technologiques, il est assez difficile de produire des transistors de puissance au silicium de type PNP. On est donc amené à tourner l'obstacle avec le circuit quasi complémentaire qui, comme on le sait, comporte deux transistors de sortie de même polarité.

Le schéma de principe d'un étage de sortie quasi complémentaire est représenté à la figure IV-16.

En pratique les deux groupes Q_4-Q_6 et Q_3-Q_5 se comportent chacun comme un unique transistor ayant un gain égal au produit du gain de chacun d'eux. Le premier groupe fonctionne comme un transistor NPN, et le second comme un transistor PNP.

Etudions le mode de fonctionnement de ce dispositif.

Le circuit de Q_3-Q_5 n'est pas un Darlington, mais un système de couplage direct entre un PNP et un NPN. La différence réside dans le fait que le second transistor prélève le signal sur le collecteur au lieu de l'émetteur, comme dans le Darlington.

Voyons alors comment un groupe de deux transistors, de type opposé, se comporte comme un PNP, bien que le NPN constitue l'élément de puissance.

Le système, comme nous l'avons dit se comporte comme un unique transistor dont la base est celle de Q_3. Le collecteur fictif du système sera l'émetteur de Q_5. L'émetteur se trouvera au point de jonction du collecteur de Q_5 avec l'émetteur de Q_3.

Un transistor PNP doit avoir une polarisation de collecteur négative par rapport à l'émetteur, ce qui est le cas dans notre circuit.

Le courant doit passer quand la base est polarisée négativement par rapport à l'émetteur. En effet, une polarisation négative de la base de Q_3 provoque une meilleure conduction de celui-ci puisqu'il est de type PNP.

Cette situation entraîne une plus grande chute de tension sur R_5 et en conséquence, une polarisation positive plus élevée de la base de Q_5 par rapport à son émetteur. Pour un transistor NPN, cette condition correspond à une augmentation de la conductivité.

Nous venons ainsi de voir qu'une tension négative appliquée sur la base du système augmente la conduction du groupe comme s'il s'agissait d'un unique PNP.

Le pilotage des groupes à symétrie complémentaire, au contraire des montages push-pull, n'exige pas de signaux en opposition de phase, grâce à la présence des transistors de sortie de polarité opposée.

La sortie vers la charge s'effectue à travers le condensateur C qui bien qu'il provoque un certain écrêtage des fréquences les plus basses est toutefois nécessaire pour éviter l'obligation d'une alimentation à double batterie.

La polarisation des étages à symétrie complémentaire, contrairement aux systèmes push-pull à transformateur, s'explique plus difficilement. Ces étages doivent être polarisés avec des tensions de signes opposés d'une manière parfaitement symétrique, au seuil de conduction, afin d'éviter le phénomène de la « distorsion de croisement » ou « crossover ».

Voyons sur la figure IV-17 comment se produit cette distorsion. Si nous représentons les caractéristiques de transfert de deux transistors identiques en opposition de phase, nous obtenons les deux courbes t_1 et t_2 qui ne sont pas linéaires à proximité de l'origine des axes. La figure indique, pour les variations du courant de base d'entrée, les variations correspondantes du courant de collecteur de sortie.

Comme on le sait, les amplificateurs peuvent se diviser en trois classes principales, classe A avec polarisation fixe supérieure à zéro, classe B avec polarisation égale à zéro et classe C avec polarisation inférieure à zéro. On utilise cette terminologie au lieu des locutions « positive » et « négative » du fait qu'il existe deux types de transistors à polarité opposée, et ainsi par polarisation supérieure à zéro, on entend une polarisation tendant à amener l'élément en conduction.

Dans le cas d'un étage normal en opposition à transformateur, le problème de la polarisation pour la classe AB, c'est-à-dire intermédiaire entre la classe A et la classe B, est facilement résolu avec un diviseur disposé entre les pôles de la batterie et le centre du secondaire du transformateur d'entrée. C'est pourquoi, les transistors étant de même type, la polarisation peut être de même signe par rapport au point zéro.

Dans le cas des étages complémentaires, au contraire, les choses sont un peu plus compliquées. Il est en effet nécessaire d'obtenir une polarisation de signe différent pour chacun des éléments de l'étage final. Cette condition s'obtient comme on le voit sur la figure IV-18, en superposant une composante continue à la partie utile du signal pour chacun des éléments complémentaires.

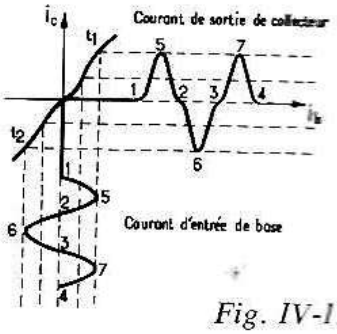


Fig. IV-17

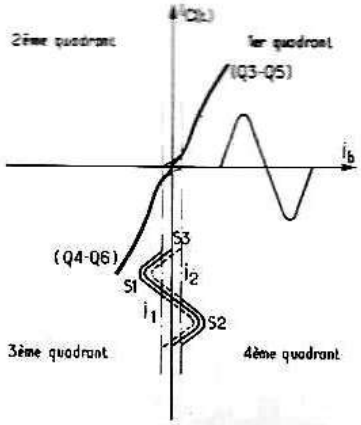


Fig. IV-18

En pratique, le pilotage doit être fait en utilisant les deux courbes de signal parallèles S_1 et S_2, sur lesquelles on utilise les parties représentées en traits pleins. Comme de cette manière, chaque sinusoïde se trouve déplacée par rapport au zéro, nous pouvons attribuer ce déplacement à une composante continue i_1 et i_2, qui sera précisément notre polarisation.

Pour obtenir la réponse effective en présence de polarisation, il est nécessaire de faire glisser le premier quadrant vers la gauche et le troisième vers la droite, de manière à obtenir une nouvelle ligne de zéro pour le signal, en éliminant ainsi la partie non linéaire des caractéristiques de transfert, et en faisant à nouveau coïncider les deux courbes de pilotage en S_3. Pratiquement, ce dessin s'obtient en considérant comme extrémité commune la ligne qui relie les différents étages, et qui doit être rigoureusement maintenue à une tension dont la valeur soit exactement égale à la moitié de celle de la batterie. Le système de polarisation doit fournir une tension correspondant précisément à ce point zéro, qui ne varie pas en valeur absolue, quel que soit le signal et qui ne dépende pas de la température.

Pour obtenir les deux courbes de pilotage qui diffèrent à tout moment d'une tension fixe correspondant au double de la polarisation exigée pour chaque transistor, on profite de la chute de tension qui se manifeste aux bornes des diodes D_1,D_2,D_3,D_4 disposées en série, qui est pratiquement constante, le courant qui traverse les diodes étant presque constant.

La tension qui se retrouve aux bornes des diodes pourrait cependant, à cause des caractéristiques des composants du circuit, ne pas correspondre parfaitement à la ligne de zéro. Pour cette raison, un potentiomètre P_2 a été prévu. En le réglant, on peut rendre exactement égales les polarisations fixes afin de garantir le fonctionnement en classe AB, sans distorsion de croisement. Pour assurer l'indépendance des variations de température, on recourt à la thermistance R_3, dont la valeur varie avec la température, de manière à compenser les variations de conductivité des diodes D_1,D_2,D_3,D_4.

Amplificateur 1,2 W

Le schéma électrique est représenté à la figure IV-19. Il s'agit, comme on peut le voir, d'un circuit très simple qui présente cependant des caractéristiques intéressantes.

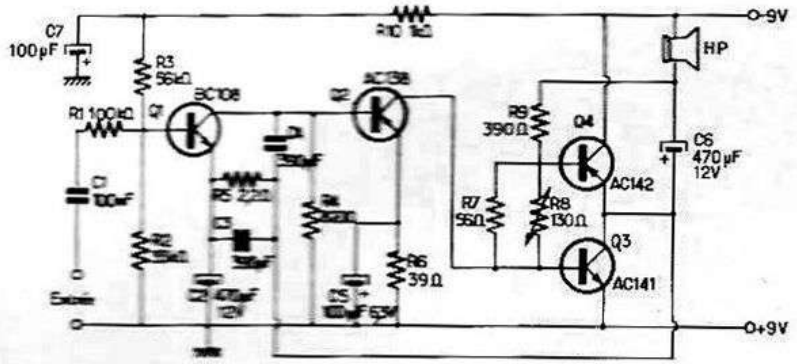


Fig. IV-19

L'étage d'entrée est équipé du transistor BC108 au silicium à gain élevé en raison de l'intérêt qu'il présente en ce qui concerne la sensibilité et l'impédance d'entrée. En outre, comme les différents étages sont couplés en continu, les bonnes caractéristiques de cet étage se répercutent favorablement sur le fonctionnement de tout le circuit qui présente un faible bruit de fond et une stabilité thermique élevée.

Le second étage pilote utilise un transistor PNP au germanium, type AC138 ou correspondant, monté dans un circuit classique. La polarisation de base est assurée par la résistance R_4 de 820 Ω et celle d'émetteur, par R_6 de 39 Ω découplée par un condensateur de 100 µF. Le collecteur commande la paire finale Q_3 et Q_4 du type AC141/142. A noter la thermistance R_8 qui fixe le point de travail en fonction des variations de la température ; pour cette raison, il est bon qu'elle soit placée aussi près que possible de l'ailette de refroidissement des transistors.

La résistance R_9 introduit une contre-réaction sur l'étage final, tandis que le groupe R_5-C_3-C_4 agit sur l'étage d'entrée ; l'ensemble concourt à l'élargissement de la courbe de réponse aux basses et hautes fréquences.

La puissance de sortie est égale à 1,2 W avec une charge de 8 Ω et une tension d'alimentation de 9 V. Si l'amplificateur est destiné à fonctionner pendant de longues périodes de temps à la puissance maximale, il sera opportun d'augmenter les dimensions de l'ailette de refroidissement en aluminium en portant sa surface à 25 cm². Il est bon de préciser encore que l'amplificateur peut fonctionner aussi avec des tensions inférieures à 9 V, grâce à la polarisation automatique de la paire finale ; on obtiendra seulement des puissances de sortie moindres. La puissance maximale est obtenue pour un signal d'entrée de 50 mV.

L'impédance d'entrée est d'environ 150 kΩ et il est donc nécessaire de connecter à l'entrée des transducteurs à haute impédance tels que les microphones ou les têtes piézoélectriques.

Si on veut doter l'amplificateur d'un régulateur de volume, on pourra utiliser un potentiomètre logarithmique de 470 kΩ.

AMPLIFICATEURS 1 W - 1,6 W ET 2,5 W EQUIPES DES TRANSISTORS BC 327-BC 337-BC 338

Ces nouveaux transistors associés en paires complémentaires sont présentés sous boîtier plastique. Montés en classe B, ils permettent de réaliser des amplificateurs BF délivrant des puissances de sortie de 1, 1,6 et 2,5 W avec 10 % de distorsion, sous des tensions d'alimentation de 9 V, 25 V et 31 V.

Amplificateur 1 W

Le schéma de principe de cet amplificateur est représenté à la figure IV-20. Cette application est particulièrement indiquée pour la réalisation des récepteurs radio portables, puisque l'alimentation s'effectue à l'aide d'une tension de 9 V. Le montage fait appel à quatre transistors seulement.

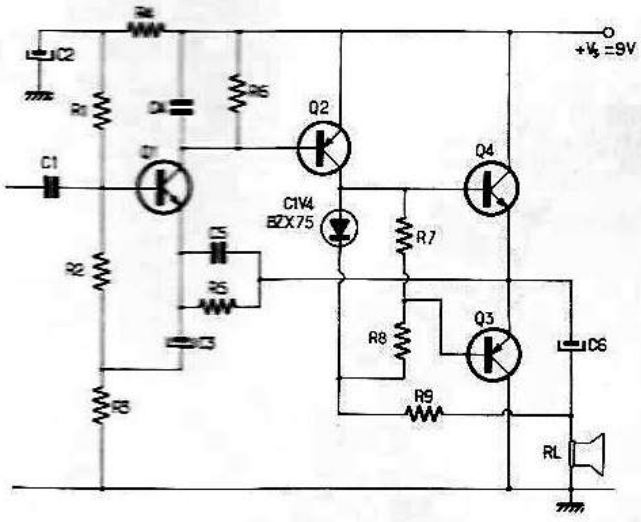


Fig. IV-20

Le courant fourni à l'étage d'entrée est d'environ 200 μA, celui de l'étage driver de 12 mA. Le courant de repos de l'amplificateur est d'environ 1 mA. Il est obtenu en réglant le pont de résistances R_7-R_8 aux bornes du stabistor BZX75CIV4.

Dans le but d'obtenir 1 W modulé sous une tension de 9 V et de limiter le courant de crête maximal à 500 mA, la charge utilisée est de 8 Ω.

Les caractéristiques techniques de cet amplificateur sont les suivantes :

— V_{in} (avec Po = 50 mW), 9 mV. — V_{in} (avec Po = 1 W), 43 mV. — Ico (courant de repos collecteur), 1 mA. — Po max. (distorsion = 10 %). 980 mW. — R_{in} 100 kΩ. — S/N (rapport à Po = 50 mW) 62 dB. — Contre-réaction 20 dB.

LISTE DES COMPOSANTS DE L'AMPLIFICATEUR 1 W

R_1 : 150 kΩ. R_2 : 270 kΩ. R_3 : 18 Ω. R_4 : 15 kΩ. R_5 : 1,5 kΩ. R_6 : 2,7 kΩ. R_7 : 560 Ω. R_8 : 62 Ω. R_9 : 300 Ω. DBZX75-C1V4. C_1 : 150 nF. C_2 : 10 µF-10 V. C_3 : 100 µF-16 V. C_4 : 100 nF. C_5 : 1,2 nF. C_6 : 1 000 µF-16 V. Q_1 : BC148 ou BC238 ou BC408. Q_2 : BC157 ou BC307 ou BC417. Q_3-Q_4 : BC328/338.

Amplificateur 1,6 et 2,5 W

Dérivés de la première application, ces amplificateurs 1,6 et 2,5 W s'alimentent respectivement sous des tensions de 25 et 31 V.

Les schémas de principe de ces amplificateurs sont donnés figures IV-21 et IV-22.

Les courants fournis aux étages « driver » sont de 7 mA pour la version 1,6 W et 8 mA pour la 2,5 W.

Les transistors de sortie possèdent une résistance d'émetteur de 3,3 Ω. Cette valeur, conjointement avec le stabistor assure une bonne stabilité thermique.

La charge de ces amplificateurs a été choisie à 50 Ω pour obtenir un courant de crête maximal de 300 mA afin de bénéficier de la garantie du gain qui est fixée à cette valeur de courant (hFE > 40).

Les caractéristiques essentielles de ces amplificateurs sont les suivantes :

Amplificateur 1,6 W

— V_{in} (avec Po = 50 mW), 7,3 mV.
— V_{in} (avec Po = 1,6 W), 42 mV.
— Ico (courant de repos collecteur), 1,2 mA.
— Po max. (d = 10 %), 1,65 W.
— R_{in} : 215 kΩ.
— Contre-réaction : 21 dB.

Amplificateur 2,5 W

— V_{in} (avec Po = 50 mW), 7 mV.
— V_{in} (avec Po = 1,6 W), 42 mV.
— Ico (courant de repos collecteur), 1,2 mA.
— Po max. (d = 10 %), 2,5 W.
— R_{in} : 210 kΩ.
— Contre-réaction 24 dB.

Liste des composants amplificateur 1,6 W

R_1 : 33 Ω. R_2 : 560 kΩ. R_3 : 390 kΩ. R_4 : 39 kΩ. R_5 : 7,5 kΩ. R_6 : 2,7 kΩ. R_7 : 110 Ω. R_8 : 820 Ω. R_9 : 3,3 Ω. R_{10} : 3,3 Ω. R_{11} : 1,8 kΩ. C_1 : 150 nF. C_2 : 10 µF-40 V. C_3 : 100 µF-16 V. C_4 : 1,2 nF. C_5 : 49 nF. C_6 : 100 µF-16 V.

BC148 ou BC238 ou BC408. BC158 ou BC208 ou BC418. BC328/338. DBZX75.C1V4. R_L : 50 Ω.

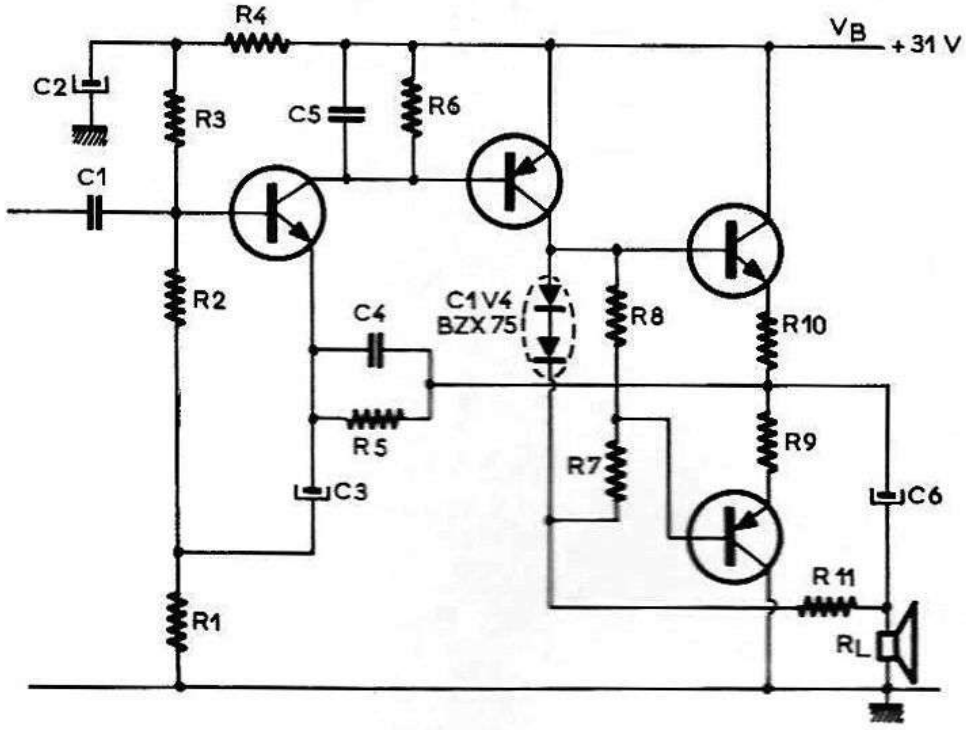


Fig. IV-21

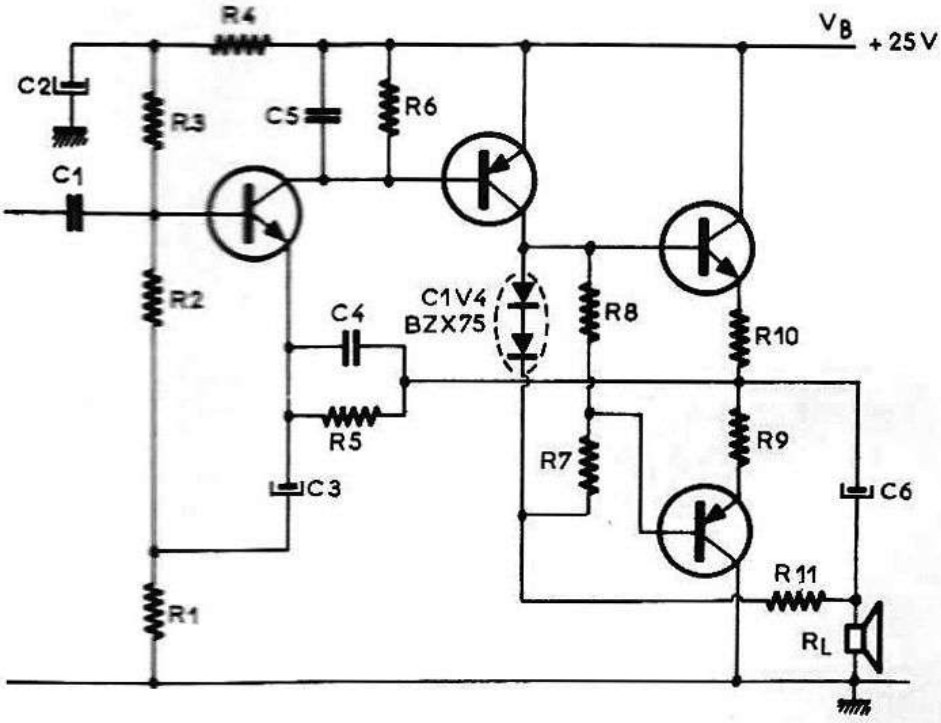


Fig. IV-22

Liste des composants amplificateur 2,5 W

R_1 : 33 Ω. R_2 : 560 kΩ. R_3 : 390 kΩ. R_4 : 39 kΩ. R_5 : 7,5 kΩ. R_6 : 2,7 kΩ. R_7 : 110 Ω. R_8 : 820 Ω. R_9 : 3,3 Ω. R_{10} : 3,3 Ω. R_{11} : 1,8 kΩ. C_1 : 150 nF. C_2 : 10 µF-40 V. C_3 : 100 µF-16 V. C_4 : 1,2 nF. C_5 : 49 nF. C_6 : 100 µF-16 V. BC148 ou BC238 ou BC408. BC158 ou BC208 ou BC418. BC328/338. DBZX75.C1V4. R_L : 50 Ω.

Amplificateur à circuit intégré 2,5 W UK155

Malgré ses dimensions extrêmement réduites, grâce à l'emploi du circuit intégré TAA 151, cet amplificateur possède une qualité de reproduction exceptionnelle pour un appareil de ce genre.

Le schéma

Si l'on tient compte que le circuit intégré TAA 151 est constitué de trois transistors utilisés comme préamplificateurs, on peut constater que le circuit de l'amplificateur UK 155, représenté à la figure IV-23 comprend bien cinq transistors parmi lesquels, Q_1 et Q_2 qui sont complémentaires constituent l'étage final de puissance.

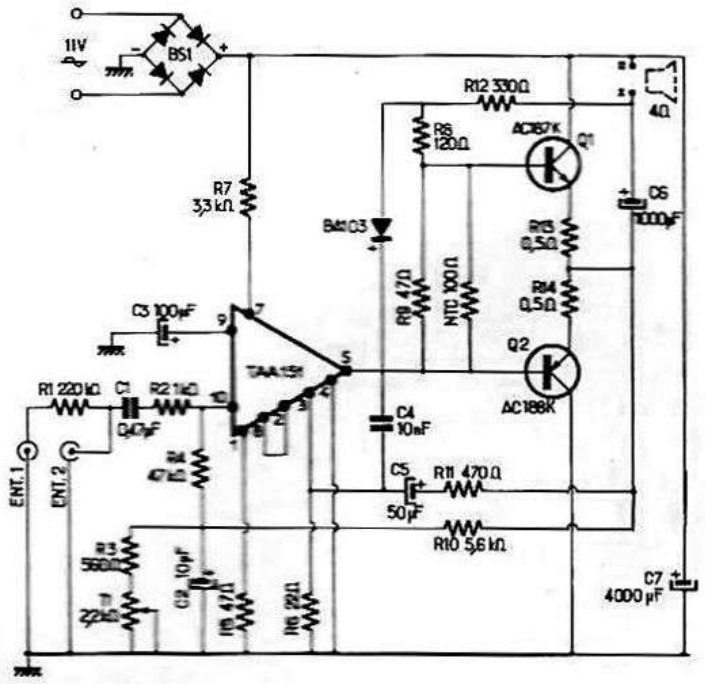


Fig. IV-23

La stabilité thermique d'un étage de puissance a une importance de premier ordre dans le rendement d'un amplificateur, et pour cette raison, afin d'obtenir une bonne stabilité jusqu'à une température ambiante de l'ordre de 55°, les deux transistors complémentaires AC187K et AC188K ont été montés sur un radiateur de grandes dimensions et la tension de polarisation de base est fixée par une résistance à coefficient négatif.

Les deux résistances R_{14} et R_{15} contribuent également à maintenir la stabilité, ainsi que la diode BA103. Une contre-réaction en courant alternatif est obtenue en reportant à l'entrée, grâce à un réseau RC, une fraction de la tension de sortie. Le taux a été choisi en fonction de la distorsion maximale de sortie admise et de la bande passante qui va de 25 à 20 000 Hz.

La puissance de sortie de 2,5 W, avec une distorsion inférieure à 10 % pour la sortie maximale a été obtenue sur une charge de 4 Ω. Ceci offre l'avantage de permettre l'emploi des haut-parleurs de production normale.

L'amplificateur dispose de deux entrées distinctes, une à basse impédance, 6,8 kΩ est adaptée pour être utilisée avec des microphones et l'autre, à haute impédance, 330 kΩ, qui est plus indiquée comme entrée pour des cellules du type piézo-électrique.

La sensibilité de la première entrée est de l'ordre de 5 mV, tandis que celle de la seconde est de 100 mV.

La tension alternative à 11 V, qui est fournie par le transformateur d'alimentation ne figurant pas sur le schéma, est transformée en tension continue par le pont redresseur BS1.

Mise au point

Si les opérations de montage ont été effectuées avec soin et précision, l'amplificateur doit fonctionner dès la mise en route.

L'unique opération de mise au point consiste à régler la résistance ajustable T_1 de manière à obtenir le meilleur point de travail des transistors de l'étage final.

A cet effet, avec l'amplificateur en fonctionnement, mais sans signal à l'entrée, on branchera entre le point de jonction des résistances R_{13} et R_{14} et la masse, un voltmètre ayant une résistance d'entrée d'au moins 20 kΩ/V. La résistance devra être réglée de manière à obtenir exactement la moitié de la tension max. présente aux bornes de C_7.

Réalisation Amtron

Amplificateur quasi complémentaire 9-20 V — 5 W

Caractéristiques techniques

Courant absorbé à pleine charge : de 0,25 à 0,6 A
Sensibilité d'entrée : de 20 à 40 mV
Puissance de sortie : 0,36 à 5 W
Impédance d'entrée : < 150 kΩ
Impédance de sortie : 4 à 8 Ω
Tension d'alimentation : 9 à 20 Vc c.
Réponse en fréquence : 80 à 25 000 Hz ± 2 dB
Transistors employés : 2xBC307A - 2xBC207A - 2xBD135
Diodes employées : 4xBA148
Dimensions de l'amplificateur : 75 x 25 x 20
Poids de l'amplificateur : 30 g.

Il s'agit d'un amplificateur basse fréquence offrant le meilleur rendement en puissance et fidélité, de dimensions extrêmement réduites bien qu'il n'utilise pas de circuits intégrés.

Cette caractéristique permet son utilisation partout où les exigences d'encombrement et de poids sont très sévères. Par exemple, il convient pour les magnétophones et électrophones miniatures portables pour tous les appareils à monter sur les véhicules mobiles, etc.

Le schéma de cet amplificateur est le même que celui utilisé pour des ensembles de grande puissance à haute fidélité, et possède tous les réglages destinés à éliminer les distorsions.

Description du circuit (fig. IV-24)

Remarquons immédiatement en jetant un premier coup d'œil au schéma qu'il s'agit d'un circuit à symétrie quasi complémentaire.

A travers les bornes d'entrée 4 et 5, le signal passe à travers le filtre de découplage constitué de C_{10} et C_{15}. Ce dernier a une capacité suffisamment élevée pour permettre un bon rendement même aux notes basses, tandis que C_{10} décharge à la terre les oscillations éventuelles à fréquence très élevée, réduisant ainsi, dans de grandes proportions, la possibilité d'amorçage que l'on constate par couplages parasites.

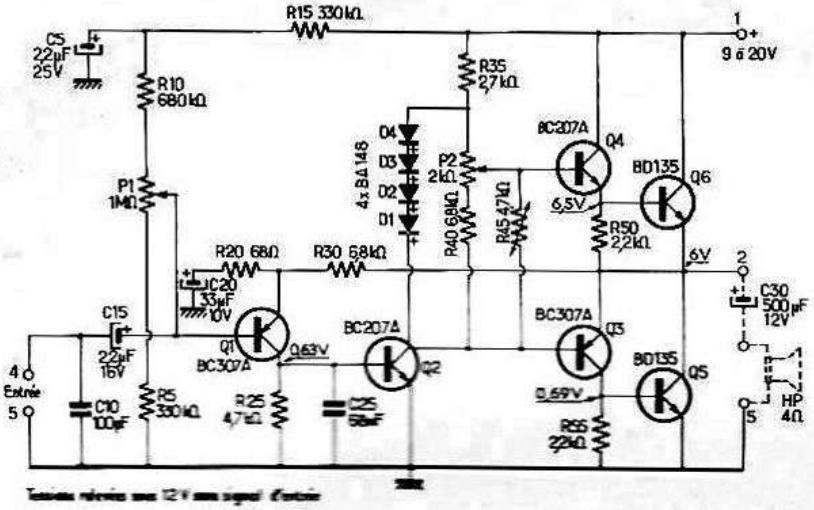


Fig. IV-24

Le signal arrive ensuite sur la base du transistor Q_1, de type PNP, monté en émetteur commun.

Le groupe C_{20}-R_{20}, associé à R_{30}, détermine le taux de contre-réaction, limitant la bande passante de l'amplificateur pour améliorer la stabilité et la fidélité de l'étage.

Le signal prélevé sur le collecteur passe directement sur la base de Q_2. En effet, l'emploi d'un condensateur de découplage entre éléments de type différent n'est pas nécessaire.

La double fonction de Q_2, consiste à amplifier le signal et à fournir la tension de polarisation.

Notons que Q_1 ne reçoit pas la tension de polarisation d'un diviseur disposé entre émetteur et négatif, mais la prélève sur un diviseur variable R_5-P_1-R_{10} disposé entre le positif et le négatif de la batterie. En effet, il n'est pas possible de garantir le parfait équilibre du circuit par rapport au zéro virtuel avec des éléments fixes.

L'action du potentiomètre P_1 consiste à compenser d'éventuelles différences dans les caractéristiques des transistors de sortie qui pourraient conduire à la saturation de celui dont le gain est le plus élevé avec, comme conséquence, la distorsion due au clippling asymétrique de l'onde de sortie.

La description et l'étude du fonctionnement de l'étage de sortie ont été données précédemment.

Le tableau I indique les différentes caractéristiques de l'amplificateur en fonction de la charge et de la tension d'alimentation.

TABLEAU 1

Tension d'alimentation	9 V		12 V		20 V	
Charge	4 Ω	8 Ω	4 Ω	8 Ω	4 Ω	8 Ω
Watt 5 %	0,35	0,30	1.3	0.9	5	3,5
Sensibilité mV	20	20	30	30	40	40
Courant max. A	0,25	0,2	0.35	0.25	0.6	0,4
Watt 10 %	1	0,5	2	1.4	7	4,5
Courant de repos mA	20	20	20	20	20	20

Tarage et contrôle

Connecter l'amplificateur à la source de signal qui, pour avoir le meilleur résultat, peut être un générateur basse fréquence.

Brancher, à la sortie, le haut-parleur en série avec le condensateur C_{30}.

Connecter la batterie.

Mesurer le courant absorbé en disposant un milliampèremètre en série avec la batterie.

Naturellement, l'essai sera fait de préférence avec les éléments qui seront utilisés aussi dans le montage définitif.

Vérifier que le courant absorbé à vide correspond avec celui qui est indiqué dans le tableau 1.

S'il n'en est rien, régler le trimmer P_2 jusqu'à l'obtention de l'indication correcte du courant à vide. Un courant excessif en absence de signal constitue une dissipation inutile sans contre-partie, tandis qu'un courant trop faible favorise le phénomène de distorsion de croisement.

Connecter le voltmètre entre le point central du circuit (borne 2) et alternativement la borne 1 et la borne 5. Les tensions des deux mesures devront être rigoureusement égales. Dans le cas contraire, régler le trimmer P_1.

Régler l'atténuateur du générateur basse fréquence afin de produire dans le haut-parleur un sifflement à peine audible. Vérifier que la note soit pure et non déformée. Dans le cas contraire, régler lentement P_2 afin d'obtenir la condition précédente.

Amplificateur 10 W

Cet amplificateur peut fournir une puissance de sortie de 10 W, sur une charge de 4 Ω, à condition que la tension d'alimentation, avec charge reste fixée à 24 V ; c'est, en effet, la valeur que doit avoir la tension d'alimentation à pleine charge, tandis que la valeur de 28,2 V est la valeur d'alimentation à vide.

La dissipation des transistors de sortie, dans les plus mauvaises conditions de fonctionnement est de 5 W, et en conséquence, une température ambiante maximale T_{amb} de 45 °C, exige une résistance thermique d'ensemble ($R_{th\ j\text{-}a}$) de 21 °C/W par transistor ou bien de 16,5° C/W pour le radiateur thermique ; (la surface minimale du radiateur en aluminium noirci, monté verticalement, est de 15 cm² avec une épaisseur de 2 mm). Même dans ce cas, on recommande d'appliquer entre les transistors de sortie et le radiateur, une couche de graisse siliconée.

Amplificateur 15 W

Cet amplificateur peut fournir une puissance de sortie de 15 W sur une charge de 8 Ω. La dissipation des transistors de sortie, fonctionnant dans les plus mauvaises conditions admissibles, est de 5,8 W et, en conséquence, une résistance thermique d'ensemble ($R_{th\ j\text{-}a}$) de 13,5 °C/W (obtenue avec une plaque d'aluminium noircie montée verticalement de 23 cm² et 2 mm d'épaisseur) est nécessaire.

Les caractéristiques de cet amplificateur sont exposées au tableau II.

Amplificateur 10 W classe « A »

La plupart des amplificateurs de basse fréquence équipés de semi-conducteurs travaillent généralement en classe B, afin d'obtenir un rendement très élevé. Ceux-ci permettent d'utiliser des transistors de moins grande dissipation avec lesquels on rencontre moins de difficultés sur les fréquences élevées et qui permettent de travailler avec des impédances d'entrée plus appropriées.

Le principal défaut des amplificateurs qui fonctionnent en classe B est la production d'une importante distorsion qui en valeur relative revêt une grande importance sur les niveaux réduits.

Si un amplificateur en classe B peut produire une distorsion réduite au niveau maximal de sortie, ce courant de distorsion sera du même ordre d'amplitude aux puissances minimales. Pour une audition de haute fidélité, cette caractéristique est défectueuse, étant donné que la puissance moyenne d'écoute dans un appartement ne peut dépasser un certain niveau afin de ne pas troubler le repos de ses voisins.

Pour être plus précis, on considère qu'un amplificateur en classe B présente une distorsion de 0,1 % à une puissance de l'ordre de 10 W, alors que pour une même puissance en classe A, elle n'est que de 0,06 % sur toute la bande de fréquences audibles, entre 50 Hz et 20 kHz. Un autre inconvénient de l'amplificateur classe B réside dans la difficulté de stabiliser le point de repos.

Rappelons qu'au point de vue du fonctionnement électrique, la différence essentielle entre l'amplificateur classe B et celui de classe A se situe dans la valeur du courant de repos. Alors que celui-ci est de l'ordre de 20 mA en classe B, ce courant atteint 1 à 2 A en classe A.

plastique (TO.126). La nouvelle technologie de la base épitaxiale, liée aux particularités dues au boîtier plastique, offre les avantages suivants :
— dissipation de puissance élevée ;
— excellente caractéristique de seconde rupture (second breakdown) ;
— pointes de courant élevées ;
— excellent comportement aux fréquences basses.

Le BD433 et son complémentaire PNP, le BD434, sont principalement destinés aux étages de sortie des auto-radios. Les paires complémentaires BD435/BD436, BD437/BD438 sont utilisées dans les amplificateurs et les récepteurs de radio avec une puissance de sortie pouvant atteindre respectivement 10 W et 15 W.

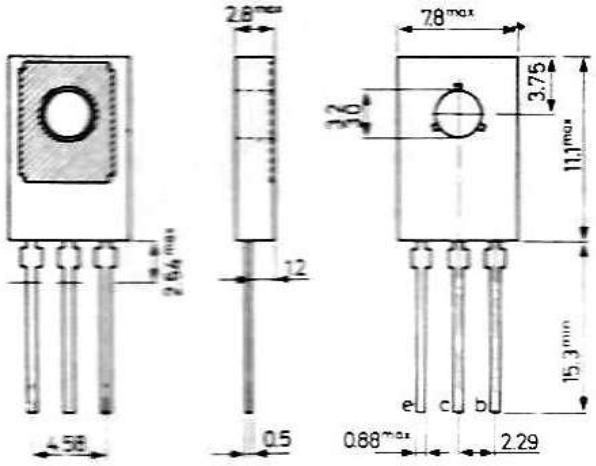


Fig. IV-26

Les caractéristiques principales de ces transistors, en fonction des trois utilisations décrites ci-dessous, sont rassemblées dans le tableau I.

Le brochage du boîtier TO.126 (SOT.32) est représenté à la figure IV-26.

TABLEAU I. — Caractéristiques principales des transistors utilisés

	BD433/434	BD435/436	BD437/438
Application principale	Etage final auto-radio 6 W	Etage final BF 10 W	Etage final BF 15 W
V_{CEO}	22 V	32 V	45 V
I_{CM}	7 A	7 A	7 A
h_{FE} (I_C = 2 A)	> 50	> 50	> 40
h_{FE} (I_C = 3 A)	—	—	> 30
T_j max	150 °C	150 °C	150 °C
$R_{th\ j\text{-}a}$	3,5 °C/W	3,5 °C/W	3,5 °C/W
P_{tot} (T_{amb} = 25 °C)	36 W	36 W	36 W
fT	> 3 MHz	> 3 MHz	> 3 MHz

Amplificateur basse fréquence pour auto-radio de 6 W équipé avec la paire complémentaire BD433/BD434

Les transistors BD433 et BD434 ont été conçus pour répondre à la tendance actuelle du marché à utiliser des transistors au silicium, dans les étages de sortie, même sur les récepteurs auto-radio. En effet, grâce aux valeurs particulières des tensions base-émetteur (V_{BE}), ils sont particulièrement adaptés à cette fonction.

Le schéma d'un amplificateur équipé avec la paire BD433/BD434 à l'étage final est représenté à la figure IV-27. Ce circuit peut fournir une puissance de sortie de 6 W sur une charge de 4 Ω, ou de 8 W sur une charge de 2 Ω (constituée par deux haut-parleurs de 4 Ω en parallèle).

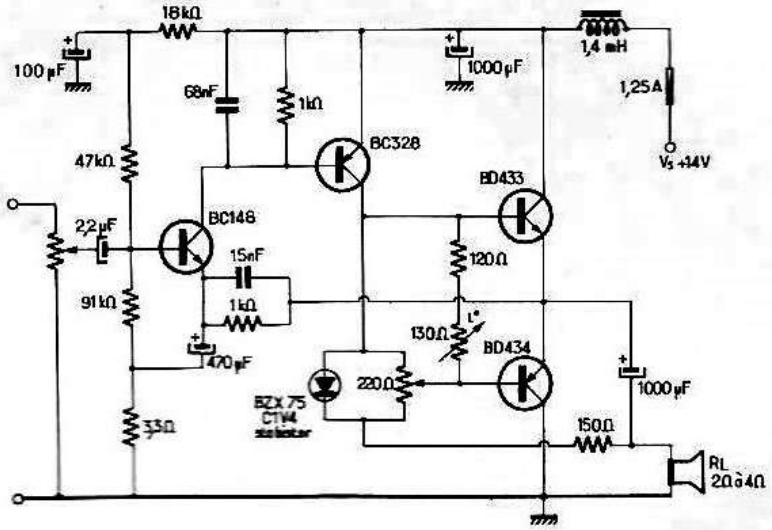


Fig. IV-27

La résistance thermique totale ($R_{th\ j\text{-}a}$), de 22 °C/W, pour chaque transistor de sortie, est telle que la température maximale à la jonction $T_{j\ max}$ n'est jamais dépassée, dans les plus mauvaises conditions de fonctionnement (V_B = 16 V), avec une charge de 2 Ω, à la température ambiante, T_{amb}, de 60 °C.

Un refroidisseur constitué par une plaque d'aluminium noircie, montée verticalement, de 30 × 40 × 2 mm est à prévoir. Pour assurer un meilleur rayonnement, il est recommandé d'insérer entre la partie métallique de la surface du boîtier, à laquelle est relié le collecteur, et le radiateur thermique, une graisse silicone qui facilite le transfert de chaleur. Le transistor pilote BC328 n'exige aucun radiateur ; il est seulement nécessaire que le fil de connexion au collecteur soit soudé sur une surface de cuivre du circuit imprimé de 1 cm².

Un circuit de stabilisation maintient la valeur du courant de repos (I_{CO}) des transistors de sortie (10 mA), à l'intérieur d'une large gamme de variation de la température ambiante (plus précisément entre — 20 et + 70 °C). La stabilité thermique est assurée sans avoir besoin de recourir à l'insertion de résistances d'émetteur en série dans l'étage final.

Les bornes de sortie peuvent être mises en court-circuit sans encourir le risque que les transistors de sortie soient endommagés.

Un autre avantage non négligeable de ces transistors à base épitaxiale réside dans la possibilité d'inverser les polarités de la tension d'alimentation sans risquer de les endommager.

Les caractéristiques de cet amplificateur de sortie pour auto-radio sont reportées au tableau II.

TABLEAU II. — Caractéristiques des trois amplificateurs

Puissance de sortie des amplificateurs	6 W - 4 Ω	10 W - 4 Ω	15 W - 8 Ω
Tension d'alimentation nominale			
à pleine charge	14 V	24 V	36 V
en absence de charge	—	28,2 V	43 V
Valeur nominale du courant continu pour les transistors :			
Q_1	0,8 mA	1,6 mA	1,6 mA
Q_2	50 mA	88 mA	72 mA
Q_3-Q_4	10 mA	10 mA	10 mA
Consommation totale du courant à la puissance max.	580 mA	850 mA	710 mA
Sensibilité d'entrée	20 mV (Po = 5 W)	300 mV (Po = 10 W)	360 mV (Po = 15 W)
Impédance d'entrée	20 kΩ	75 kΩ	100 kΩ
Impédance de sortie	—	0,19 Ω	0,15 Ω
Facteur de tension de contre-réaction	16 dB	38 dB	43 dB
Rapport signal/bruit avec référence à P_o = 50 mV	≥ 15 dB	≥ 75 dB	≥ 75 dB
Puissance de sortie			
à f = 1 kHz, d = 1 %	—	≥ 10 W	≥ 15 W
à f = 1 kHz, d_{tot} = 10 %	≥ 6 W	—	—
à f = 1 kHz, d_{tot} = 10 %	8 W	—	—
Distorsion par intermodulation à Po max.	—	3,4 %	0,8 %
Réponse en fréquence (— 3 dB)	100-12000Hz	30-30000Hz	30-30 000 Hz
Résistance thermique totale ($R_{th\ j\text{-}a}$ de Q_2	—	42 °C/W	33 °C/W

Amplificateurs basse fréquence de 10 et 15 W équipés avec les transistors BD435/436 et BD437/438

Le circuit de ces deux amplificateurs, délivrant respectivement une puissance de 10 et 15 W, est représenté à la figure IV-28. Leurs circuits sont identiques et ne diffèrent seulement l'un de l'autre que par les valeurs des composants et les types de transistors utilisés.

L'amplificateur de 10 W utilise, en effet, à l'étage final, la paire de transistors complémentaires BD435/436, tandis que l'amplificateur de 15 W utilise la paire BD437/438.

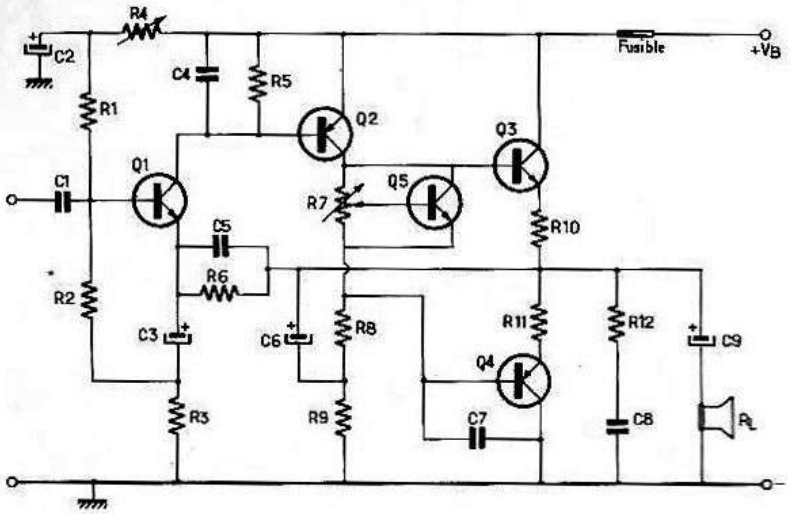


Fig. IV-28

Valeurs des éléments du circuit de la figure IV-28

10 W - 4 Ω	15 W - 8 Ω
R_1 = 100 kΩ	120 kΩ
R_2 = 150 kΩ	180 kΩ
R_3 = 39 Ω	27 Ω
R_4 = 22 kΩ	47 kΩ
R_5 = 820 Ω	620 Ω
R_6 = 820 Ω	820 Ω
R_7 = 220 Ω	220 Ω
R_8 = 100 Ω	200 Ω
R_9 = 47 Ω	82 Ω
R_{10} = 0,33 Ω	0,47 Ω
R_{11} = 0,33 Ω	0,47 Ω
R_{12} = 10 Ω	10 Ω
C_1 = 150 nF	150 nF
C_2 = 10 µF/63 V	10 µF/63 V
C_3 = 330 µF/16 V	220 µF/25 V
C_4 = 100 nF	100 nF
C_5 = 6,8 nF	6,8 nF
C_6 = 100 µF/25 V	100 µF/25 V
C_7 = 10 nF	10 nF
C_8 = 100 nF	100 nF
C_9 = 2 200 µF/25 V	2 200 µF/25 V
Q_1 = BC149	BC149
Q_2 = BD136	BD136
Q_3 = BD435	BD437
Q_4 = BD436	BD438
Q_5 = BC148	BC148
fusible = 1 A	0,8 A

Amplificateur 10 W

Cet amplificateur peut fournir une puissance de sortie de 10 W, sur une charge de 4 Ω, à condition que la tension d'alimentation, avec charge reste fixée à 24 V ; c'est, en effet, la valeur que doit avoir la tension d'alimentation à pleine charge, tandis que la valeur de 28,2 V est la valeur d'alimentation à vide.

La dissipation des transistors de sortie, dans les plus mauvaises conditions de fonctionnement est de 5 W, et en conséquence, une température ambiante maximale T_{amb} de 45 °C, exige une résistance thermique d'ensemble ($R_{th\ j\text{-}a}$) de 21 °C/W par transistor ou bien de 16,5° C/W pour le radiateur thermique ; (la surface minimale du radiateur en aluminium noirci, monté verticalement, est de 15 cm² avec une épaisseur de 2 mm). Même dans ce cas, on recommande d'appliquer entre les transistors de sortie et le radiateur, une couche de graisse siliconée.

Amplificateur 15 W

Cet amplificateur peut fournir une puissance de sortie de 15 W sur une charge de 8 Ω. La dissipation des transistors de sortie, fonctionnant dans les plus mauvaises conditions admissibles, est de 5,8 W et, en conséquence, une résistance thermique d'ensemble ($R_{th\ j\text{-}a}$) de 13,5 °C/W (obtenue avec une plaque d'aluminium noircie montée verticalement de 23 cm² et 2 mm d'épaisseur) est nécessaire.

Les caractéristiques de cet amplificateur sont exposées au tableau II.

Amplificateur 10 W classe « A »

La plupart des amplificateurs de basse fréquence équipés de semi-conducteurs travaillent généralement en classe B, afin d'obtenir un rendement très élevé. Ceux-ci permettent d'utiliser des transistors de moins grande dissipation avec lesquels on rencontre moins de difficultés sur les fréquences élevées et qui permettent de travailler avec des impédances d'entrée plus appropriées.

Le principal défaut des amplificateurs qui fonctionnent en classe B est la production d'une importante distorsion qui en valeur relative revêt une grande importance sur les niveaux réduits.

Si un amplificateur en classe B peut produire une distorsion réduite au niveau maximal de sortie, ce courant de distorsion sera du même ordre d'amplitude aux puissances minimales. Pour une audition de haute fidélité, cette caractéristique est défectueuse, étant donné que la puissance moyenne d'écoute dans un appartement ne peut dépasser un certain niveau afin de ne pas troubler le repos de ses voisins.

Pour être plus précis, on considère qu'un amplificateur en classe B présente une distorsion de 0,1 % à une puissance de l'ordre de 10 W, alors que pour une même puissance en classe A, elle n'est que de 0,06 % sur toute la bande de fréquences audibles, entre 50 Hz et 20 kHz. Un autre inconvénient de l'amplificateur classe B réside dans la difficulté de stabiliser le point de repos.

Rappelons qu'au point de vue du fonctionnement électrique, la différence essentielle entre l'amplificateur classe B et celui de classe A se situe dans la valeur du courant de repos. Alors que celui-ci est de l'ordre de 20 mA en classe B, ce courant atteint 1 à 2 A en classe A.

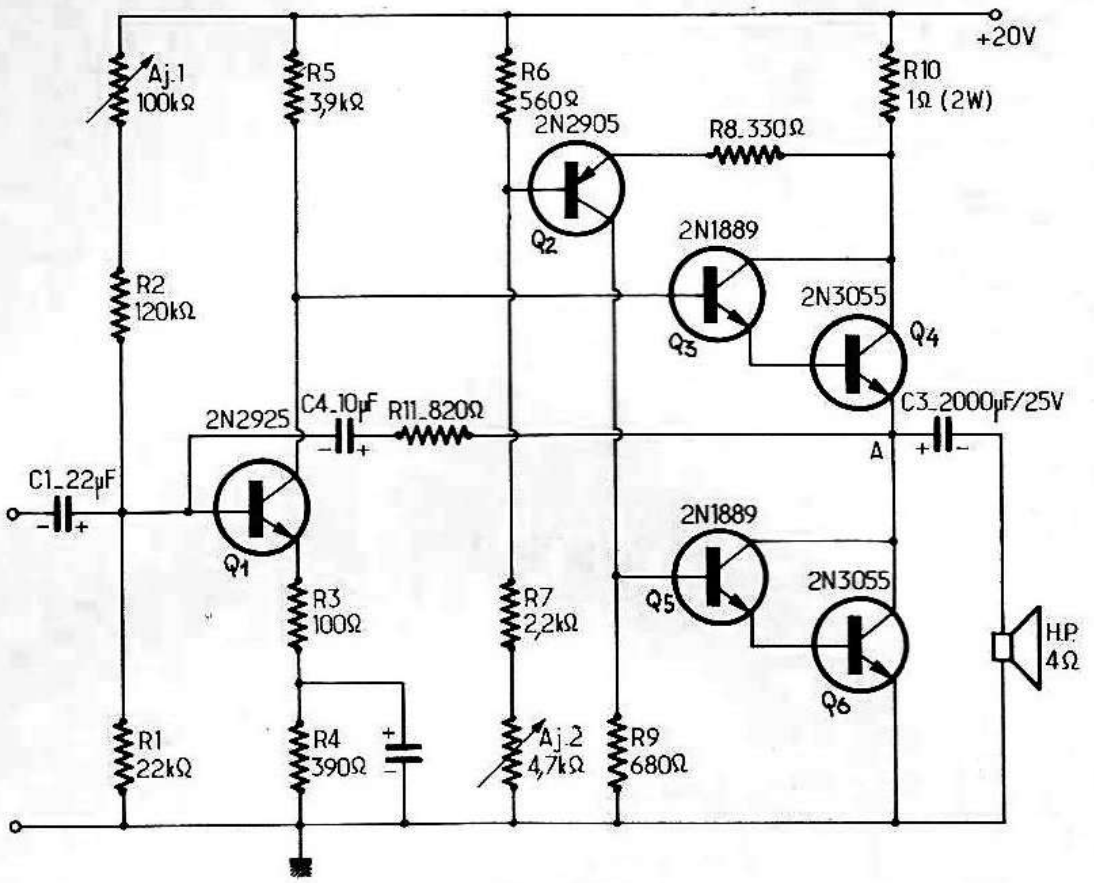


Fig. IV-29

L'amplificateur classe A constitue donc une solution au problème de la reproduction haute fidélité aux niveaux moyens. Le montage que nous suggérons à la figure IV-29 offre toutes les caractéristiques de haute fidélité avec un nombre de composants assez réduit.

Le schéma (fig. IV-29)

Le signal d'entrée est appliqué à la base du transistor Q_1 à travers le condensateur C_1 de 22 μF ; la polarisation de base est assurée par un pont de résistances comprenant d'une part R_1 de 22 kΩ, et d'autre part R_2 de 120 kΩ en série avec la résistance ajustable Aj_1 de 100 kΩ.

Une première résistance d'émetteur de 100 Ω introduit une contre-réaction au niveau de cet étage et augmente l'impédance d'entrée.

Le push-pull de sortie est constitué par les deux paires de transistors Q_3-Q_4 et Q_5-Q_6 dans un montage Darlington.

Les signaux d'attaque des bases, qui doivent être en opposition de phases, sont prélevés sur le collecteur de Q_1 pour la base de Q_3, et sur le collecteur du transistor de couplage Q_2 pour la base de Q_5. En effet, le transistor 2N2905 fonctionne dans un montage base à la masse.

La tension d'entrée appliquée à l'émetteur, à travers la résistance R_8 de 330 Ω, est prise aux bornes d'une faible résistance R_{10} de 1 Ω insérée entre le collecteur

du transistor Q_1 et le plus de l'alimentation. Ainsi le courant circulant dans le collecteur de Q_2 est inversement proportionnel à celui qui traverse le collecteur de Q_4, et il en est de même pour le transistor Q_6 qui est commandé par Q_2 à travers Q_5.

Les tensions de sortie BF disponibles entre le point A et la masse sont appliquées au haut-parleur d'impédance 4 Ω à travers le condensateur C_3 de 2 000 μF.

Amplificateur Hi-Fi 20-25 W avec circuit de protection

L'introduction sur le marché des nouveaux transistors de puissance en technologie épibase a permis la réalisation d'étages de sortie de puissance élevée, en symétrie complémentaire, présentant la qualité Hi-Fi.

La technologie épibase présente, en effet, des avantages particulièrement intéressants :

— transistors NPN et PNP véritablement complémentaires, c'est-à-dire ayant des caractéristiques pratiquement identiques ;
— bonne conservation du gain, même avec des courants élevés, grâce à la possibilité de réaliser des structures géométriques parfaites en utilisant au mieux toute la surface de silicium ;
— fréquence de coupure élevée (de l'ordre de 10 MHz) en raison de la mince épaisseur de base ;
— basse tension de saturation.

Les principales caractéristiques électriques de la nouvelle série BD301/304 de la Sescosem sont illustrées sur le tableau I. Les transistors sont montés en boîtier plastique TO220 qui permet la soudure des sorties directement sur le circuit imprimé.

TABLEAU I

	BD301/BD302 (NPN) (PNP)	BD303/BD304 (NPN) (PNP)
V_{CEO}	45 V	60 V
I_C	8 A	8 A
I_{CM}	12 A	12 A
h_{21E} (3 A — 2 V)	> 30	—
(2 A — 2 V)	—	> 30
$V_{CE\ sat}$ (I_C = 3 A — I_B = 0.3 A)	< 1 V	< 1 V
P_{tot} (T_C = 25 °C)	55 W	55 W
f_T (0,3 A — 3 V)	> 3 MHz	> 3 MHz

Etude du schéma

Le schéma se rapportant à deux amplificateurs capables de fournir des puissances de 20 W et 25 W, avec des impédances de charge de 4 et 8 Ω est représenté à la figure IV-30.

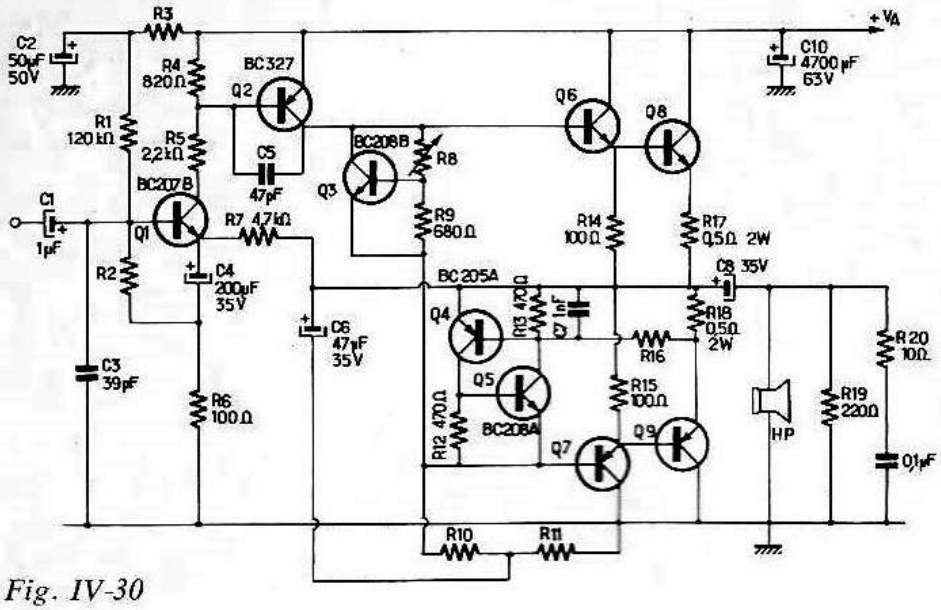


Fig. IV-30

Comme on le voit, l'étage final est constitué d'une double paire complémentaire en montage Darlington, fonctionnant en classe B. On réalise ainsi une bonne adaptation de la charge avec l'étage pilote afin d'obtenir la meilleure caractéristique de distorsion.

Pour éliminer totalement la distorsion de cross-over, un courant de repos des transistors de l'étage final d'environ 15 mA est nécessaire. Un tel courant est obtenu en utilisant un multiplicateur de V_{BE} (Q_3).

L'étage préamplificateur (Q_1) présente une impédance d'entrée élevée et contrôle, du point de vue statique, la tension continue du point milieu de sortie.

Protection contre les surcharges

L'étage final est pourvu d'une protection contre les surcharges ou courts-circuits permanents sur la charge.

Le dispositif de protection est constitué essentiellement par la paire de transistors Q_4 et Q_5 qui fonctionnent en « tout ou rien ».

Pour un signal d'entrée constant, en diminuant progressivement la charge de sortie, le courant qui traverse les transistors de l'étage final et, en conséquence, la chute de tension aux bornes de la résistance R_{18} s'élève au point de porter le transistor Q_4 en conduction, à un niveau préétabli. En raison de la réaction positive entre Q_4 et Q_5, la paire atteint rapidement la conduction maximale,

P_u	RL	V_A	I_{CM}	R_2	R_3	R_8	R_{16}
25 W	8 Ω	46	2,8 A	180 kΩ	10 kΩ	1,5 kΩ	820 Ω
20 W	4 Ω	30	3,1 A	220 kΩ	15 kΩ	1,8 kΩ	1 kΩ

court-circuitant pratiquement la base et l'émetteur de Q_7. En conséquence, la tension au point milieu s'élève et, bien entendu, aussi le potentiel de base de Q_1. Ce dernier est bloqué et aucun signal n'est par suite transmis à l'étage final tant que persiste la surcharge ou le court-circuit.

L'amplificateur reprend automatiquement le fonctionnement régulier dès que cesse la surcharge.

L'intervention du dispositif de protection est réglée pour un courant de sortie en pointe de 3,2 et 3,5 A, respectivement pour l'amplificateur de 25 et 20 W.

La protection se déclenche donc suivant le niveau du courant choisi pour les transistors de sortie. Un tel courant, à tension d'alimentation constante, est fonction, non seulement de l'impédance de charge, mais aussi de la condition de pilotage. Il s'ensuit qu'une surcharge plus ou moins importante pourra provoquer la protection suivant cette condition.

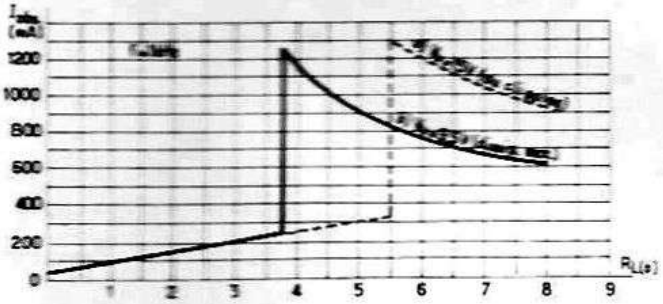


Fig. IV-31

Le graphique de la figure IV-31 (se rapportant à l'application 25 W-8 Ω) montre en effet que dans les conditions de pilotage maximum, c'est-à-dire de puissance maximale de sortie, la protection intervient quand la charge atteint la valeur de 5,7 Ω pour une charge nominale de 8 Ω tandis qu'avec un signal plus faible (40 % de la puissance maximale de sortie) la charge maximale pour l'intervention de la protection est de 3,7 Ω.

Il peut aussi arriver que bien que l'on ait une forte surcharge à la sortie (4 Ω par exemple) le signal d'entrée soit toutefois maintenu assez bas pour ne pas faire circuler, à travers R_{18}, le courant prévu pour l'intervention de la protection. Dans ces conditions, cependant, la dissipation du couple final peut être très élevée. On sait, en effet que la puissance maximale dissipée ne correspond pas au clipping du signal de sortie, mais à 40 % de la puissance maximale de sortie.

Pour pouvoir dissiper la puissance délivrée dans les conditions de surcharge précédente, il serait nécessaire de disposer d'un radiateur thermique de grandes

R_{10}	R_{11}	C_8	TR_6	TR_7	TR_8	TR_9
3,3 kΩ	1,2 kΩ	1 500 μF	BC337A	BC327A	BD303	BD304
2,2 kΩ	1 kΩ	2 200 μF	BC337	BC327	BD301	BD302

dimensions. En face de cette éventualité, il convient d'introduire une protection thermique capable d'intervenir quand le radiateur dépasse une température déterminée.

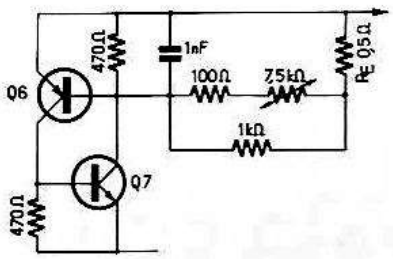


Fig. IV-32

L'élément sensible à la température est constitué par une thermistance à vis placée au voisinage de la paire de transistors finals. Le circuit de protection présente la configuration de la figure IV-32. Le réglage est effectué de manière à avoir la commutation quand le radiateur atteint la température de 86 °C environ. L'échauffement excessif peut être dû tant à une surcharge permanente ou quelque anomalie de l'amplificateur qu'à une température ambiante trop élevée.

Transistors de puissance intégrés Darlington

Les transistors de puissance peuvent délivrer la puissance maximale de sortie seulement lorsqu'ils reçoivent une tension de pilotage suffisamment élevée de l'étage driver.

Il est admis qu'un étage de puissance réalisé avec des composants conventionnels se révèle très encombrant en raison du nombre des composants employés, et exige un certain temps pour le montage et le contrôle de l'étage.

Les nouveaux transistors Darlington intégrés éliminent ces inconvénients par le fait que, avec des courants de valeur moyenne, ils présentent un facteur d'amplification de courant égal à 1 000, et peuvent être pilotés par des étages de préamplification à faible niveau de sortie (par exemple, des circuits intégrés linéaires ou digitaux) et, en conséquence, fournir la puissance de sortie maximale sans recourir aux conventionnels étages pilotes de puissance.

L'appellation Darlington signifie que les deux transistors intégrés constituant un transistor de puissance Darlington sont électriquement connectés suivant la configuration Darlington bien connue.

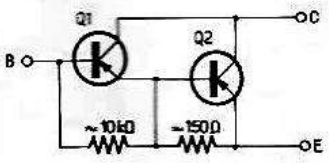


Fig. IV-33

La figure IV-33 montre le schéma électrique d'un transistor de puissance Darlington réalisé avec la technique de la base épitaxiale. Celui-ci est constitué d'un transistor pilote Q_1 et d'un transistor final Q_2 et des deux résistances de base et d'émetteur. Tous ces composants actifs et passifs sont réalisés en forme intégrée sur une plaquette de silicium.

Le système particulier de fabrication permet à ces transistors de présenter une grande sécurité en face du phénomène de « seconde rupture » (second breakdown). Mais la caractéristique fondamentale de ces deux transistors intégrés est de présenter des valeurs maximales d'amplification de courant réciproquement améliorées comme on peut le voir sur la figure IV-34. Cette meilleure linéarité du facteur d'amplification des deux transistors intégrés n'est en rien altérée par les tolérances des différents procédés de fabrication. Par rapport à un circuit analogue Darlington réalisé avec des composants discrets, celui-ci présente les avantages suivants :

— Amplification totale de courant plus élevée.
— Meilleure linéarité de la courbe du facteur d'amplification (fig. IV-34, à droite).
— Tolérances plus étroites du facteur d'amplification de courant des différents échantillons.

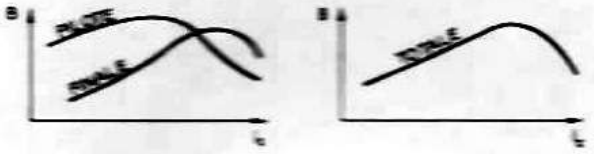


Fig. IV-34

Evidemment, rien n'empêche en théorie, de réaliser un circuit Darlington avec les caractéristiques précédentes, en employant des composants discrets conventionnels (transistors et résistances). En pratique, cependant, il est beaucoup plus difficile de réussir à sélectionner des paires de transistors ayant des facteurs d'amplification de courant améliorés comparables à ceux obtenus avec la technique d'intégration employée pour la réalisation des transistors Darlington.

En observant l'allure du facteur d'amplification de courant d'une paire de transistors de puissance Darlington intégrés, on voit (fig. IV-34, à droite) qu'au-delà d'une valeur de courant collecteur déterminée, l'amplification diminue brusquement. Mais ceci, plus qu'un inconvénient peut être considéré comme un avantage, étant donné que ce phénomène constitue une autoprotection du transistor Darlington contre les pointes de courant qui, par exemple, peuvent se présenter dans le cas de charges capacitives. C'est pour cette raison qu'en employant les transistors de puissance Darlington, on peut se passer des circuits de protection conventionnels.

Amplificateur Hi-Fi 25 W, avec les transistors Darlington BD266/267

Cet amplificateur Hi-Fi de 25 W est compact et réalisable pour une dépense modeste (fig. IV-35). Celui-ci emploie dans l'étage final de puissance les transistors complémentaires Darlington BD 266 et BD 267. Si on le désire, il est possible de munir cet amplificateur d'un circuit de protection (fig. IV-36) contre les éventuels courts-circuits des bornes de sortie (bornes de connexion du haut-parleur).

Si on compare notre amplificateur avec un modèle analogue utilisant à l'étage final des transistors discrets apparaissent les avantages évidents suivants :

— Moins de composants et moins de soudure à effectuer.
— Dimensions réduites du circuit.

— Amples marges de fonctionnement des transistors obtenues grâce à l'emploi de la nouvelle technologie de la base épitaxiale.

— Ample largeur de bande de puissance due à la valeur élevée de la fréquence de coupure (f_T) caractéristique des transistors BD 266 et BD 267.

Nous devons enfin préciser que notre amplificateur présente des caractéristiques supérieures à celles qui sont spécifiées par les normes DIN exigées en Europe des appareils Hi-Fi.

Cet amplificateur, comme nous l'avons déjà dit, délivre une puissance de sortie de 25 W eff., avec un haut-parleur d'impédance 4 Ω. Tous les transistors employés sont de type silicium ; la paire Darlington utilisée à l'étage final travaille dans un circuit complémentaire en opposition, classe B. Le schéma de cet amplificateur et son circuit de protection sont représentés respectivement sur les figures IV-35 et IV-36.

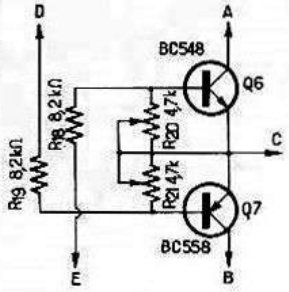


Fig. IV-35

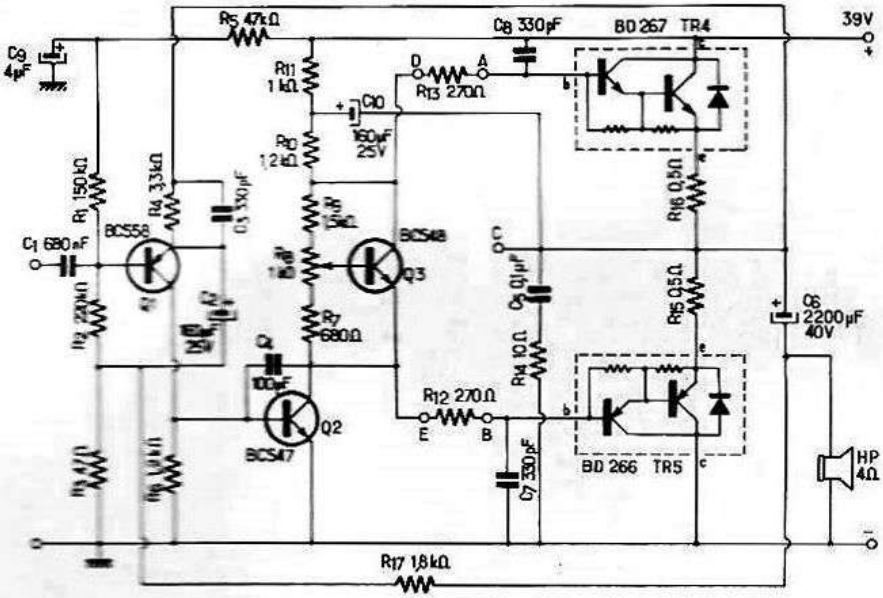


Fig. IV-36

Caractéristiques techniques

Tension d'alimentation : 34 V
Courant de repos des transistors finaux : 20 mA
Consommation à la puissance maximale : 1,2 A
Signal d'entrée pour la puissance de sortie maximale : 400 mV
Impédance d'entrée : 150 kΩ
Impédance de sortie : 4 Ω
Distorsion par intermodulation à 25 W : 0,6 %
Rapport signal/bruit à 50 mW > 75 dB

Réponse en fréquence à — 0,5 dB
(niveau de référence 6 dB au-dessous de 25 W) : de 15 Hz à 70 kHz
Distorsion harmonique (1 kHz à 25 W) 0,1 %

Amplificateur 15-60 W eff. à transistors de sortie NPN-PNP Darlington à couplage en courant alternatif

Un schéma permettant d'obtenir des puissances de sortie de 15 à 60 W suivant la valeur de certains composants est représenté à la figure IV-37.

La tension au point milieu (point commun de R_{11}-R_{12}) doit être égale à la moitié de la tension d'alimentation.

R_1, R_2 et R_3 constituent un diviseur de tension qui polarise la base de Q_1 à une tension approximative de 1.5 V.

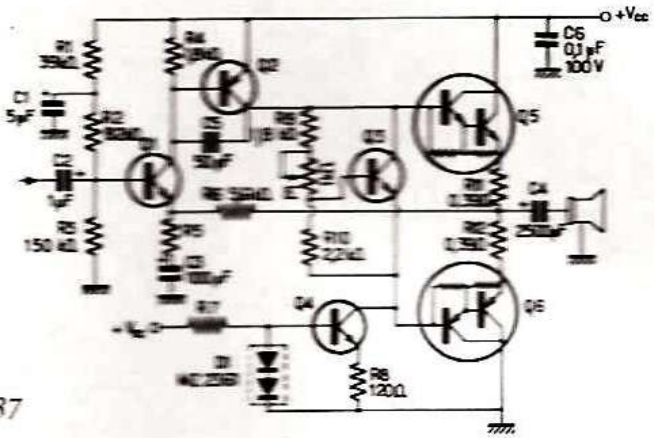


Fig. IV-37

L'émetteur de Q_1 est polarisé par la résistance de contre-réaction R_6, reliée au point milieu de l'étage de sortie. Le groupe RC composé de R_5 et de C_3 a pour rôle de limiter la bande passante du circuit. Le courant collecteur de Q_1, qui traverse R_6 est de 0,33 A.

Le transistor Q_2 est monté en émetteur commun comme le précédent. Le condensateur C_5 de 50 pF, entre base et collecteur, évite les risques d'oscillations haute fréquence.

Quant à Q_3, il évite les phénomènes de distorsion par cross-over, en fixant le courant de repos des transistors de sortie Q_5 et Q_6, et en réglant le courant de base à l'aide de P_1.

Les deux éléments de la diode D_1, de type particulier MZ 2361 constituent, avec Q_4, une source à courant constant pour la base de Q_6. On évite ainsi les effets de distorsion aux fréquences basses.

La tension collecteur-émetteur de Q_3 dépend du courant collecteur. C'est pourquoi, afin d'éliminer les distorsions de croisement, il est nécessaire de disposer d'une source à courant constant, assurée par Q_4, indépendamment de la tension d'alimentation variable.

La diode D_1 est utilisée pour fournir cette tension supplémentaire ; en conséquence, la tension aux bornes de R_8 sera relativement constante par rapport aux variations de courant à travers D_1.

Puissance Watts (RMS)	15		20		25		35		50		60	
Impedance H P	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8	4	8
Vcc	32 V	38 V	36 V	46 V	38 V	48 V	44 V	56 V	50 V	65 V	56 V	72 V
R5 (ohms)	620 Ω	510 Ω	560 Ω	470 Ω	560 Ω	390 Ω	470 Ω	330 Ω	390 Ω	270 Ω	330 Ω	220 Ω
R7 (ohms)	33 kΩ	39 kΩ	39 kΩ	47 kΩ	39 kΩ	47 kΩ	47 kΩ	56 kΩ	47 kΩ	68 kΩ	56 kΩ	68 kΩ
Q1	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A06	MPS A05	MPS A06	MPS A06	MPS A06
Q2	MPS A55	MPS A55	MPS A55	MPS A55	MPS A55	MPS A55	MPS A55	MPS A56	MPS A55	MPS A56	MPS A56	MPS A56
Q3	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13	MPS A13
Q4	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A05	MPS A06	MPS A05	MPS A06	MPS A06	MPS A06
Q5	MJE 1100	MJE 1100	MJE 1100	MJE 1100	MJE 1102	MJE 1100	MJ 3000	MJ 1001	MJ 3000	MJ 3001	MJ 3001	MJ 3001
Q6	MJE 1090	MJE 1090	MJE 1090	MJE 1090	MJE 1092	MJE 1090	MJ 2500	MJ 901	MJ 2500	MJ 2501	MJ 2501	MJ 2501
Tension approx. sur C1	35 V	40 V	40 V	50 V	40 V	50 V	45 V	60 V	50 V	65 V	60 V	75 V
Tension approx. sur C2, C3	20 V	25 V	25 V	30 V	25 V	30 V	25 V	35 V	30 V	35 V	35 V	40 V
Tension approx. sur C4	40 V	45 V	45 V	55 V	45 V	55 V	50 V	65 V	60 V	75 V	65 V	80 V

Caractéristiques techniques

Courant de repos : 20 mA
Impédance d'entrée : 50 kΩ
Distorsion harmonique : de 50 Hz à 20 kHz à puissance maximale : 0,2 %
de 200 Hz à 20 kHz à 100 mW : 0,1 %
Distorsion d'intermodulation : 0,2 % à demi-puissance avec des signaux de fréquence 2 kHz et 7 kHz dans un rapport 4/1

Le tableau indique la liste des composants qui changent en fonction de la résistance de sortie.

Toutes les résistances ont une tolérance de ± 10 % sauf celles marquées d'un astérisque qui présentent une tolérance de ± 5 %.

Amplificateur Hi-Fi 50 W

Sous un volume réduit, cet amplificateur est capable de fournir une puissance réelle de 50 W, avec seulement 1 % de distorsion. La courbe de réponse est pratiquement plate de 5 Hz à 80 kHz.

Etude du schéma

Le schéma de cet amplificateur est représenté à la figure IV-38 où l'on peut noter que l'étage final utilise deux transistors de même type 2N3055 (NPN) appariés, pilotés par deux transistors au silicium également appariés, type BC141 (NPN) et BC161 (PNP), montés dans un circuit à symétrie complémentaire.

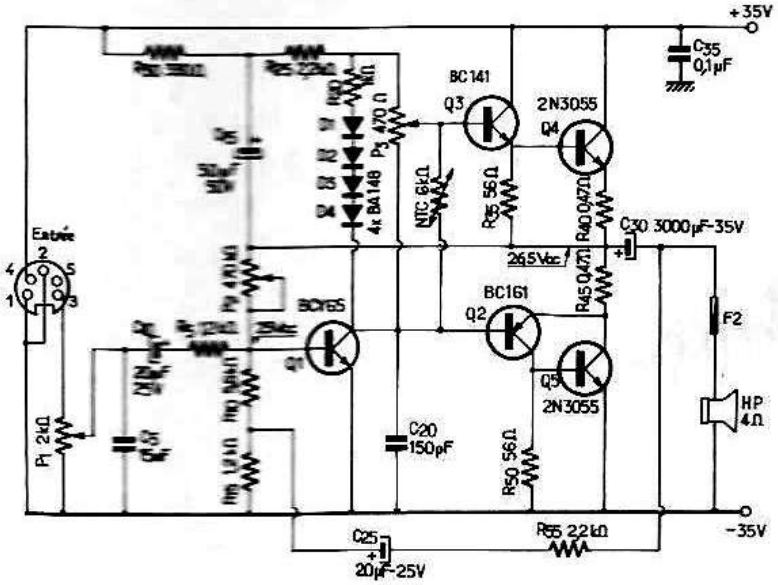


Fig. IV-38

Le signal d'entrée est dosé au moyen du potentiomètre P_1 de 2 kΩ et appliqué, à travers C_{10} de 20 µF, à la base du premier transistor amplificateur BCY65 monté en émetteur commun. Ce circuit consent un bon gain de tension et de puissance, et une impédance d'entrée moyenne (1 kΩ) dans notre cas. La polarisation de Q_1 est déterminée par le pont résistif P_2-470 kΩ variable et R_{10} de 5,6 kΩ en série avec R_{15} de 1,2 kΩ. P_2 sert à ajuster le point de fonctionnement exact de tout l'amplificateur.

En effet, comme celui-ci passe la composante continue (liaison directe sans condensateur), il est évident que le déplacement du point de fonctionnement de Q_1, par suite de la variation de sa tension de base, au moyen de P_2, aura, comme conséquence, l'effet de modifier également la polarisation des étages suivants.

En pratique P_2 sert à centrer le point de fonctionnement dynamique de l'amplificateur de façon que le signal maximum de sortie soit symétrique, c'est-à-dire sans avoir une partie du signal inférieure ou supérieure tronquée.

Comme nous l'avons déjà dit, les transistors de l'étage final sont pilotés par une paire de transistors complémentaires Q_2-Q_3. Le point de fonctionnement, ou courant de repos de cet étage peut être ajusté avec le potentiomètre P_3 de 470 Ω. La stabilité thermique des transistors est assurée par une thermistance, ce qui permet également d'éviter des variations du courant de repos de ceux-ci.

Le signal de sortie de cet étage pilote est appliqué avec la phase convenable à la base des deux transistors de l'étage final (2x2N3055). La stabilité thermique de ces deux derniers est assurée par les résistances R_{40} et R_{45} de 0,47 Ω en série dans chaque émetteur. .

Un circuit de contre-réaction, constitué par R_{55} de 2,2 kΩ et le condensateur C_{25} de 20 μF, prélève une partie du signal de sortie pour être appliqué, en phase opposée, à l'entrée de l'amplificateur, c'est-à-dire à la base de Q_1, de façon à obtenir la courbe de réponse désirée avec le minimum de distorsion.

Le signal de sortie disponible est appliqué à la prise pour haut-parleur, à travers le condensateur électrolytique C_{30} de 3 000 μF. En cas de court-circuit de la ligne haut-parleur, les transistors de l'étage final sont protégés par le fusible F_2 de 3A.

Les transistors Q_4 et Q_5 sont montés sur des radiateurs thermiques.

Mise au point

Pour permettre une facile et correcte mise au point de l'amplificateur, il est nécessaire de placer les curseurs des potentiomètres P_2 de 470 kΩ et P_3 de 470 Ω au milieu de leur course et effectuer les opérations dans l'ordre suivant :

— Débrancher la connexion de l'alimentation du collecteur du transistor Q_4, et brancher en série un milliampèremètre de 500 mA pleine échelle en respectant la polarité (le + de l'instrument vers la broche du support).

— Brancher à la prise pour H.P., soit un H.P. de 4 Ω ou une résistance à fil de la même valeur, si l'on dispose d'instrument pour la mesure de puissance.

— Mettre sous tension l'alimentation, progressivement au moyen d'un « variac » et progressivement, jusqu'à la valeur nominale du secteur.

— Mesurer, avec un contrôleur prédisposé pour les mesures de tensions continues, sensibilité 100 V environ, la tension présente au point de prélèvement du signal de sortie (électrode positive de C_{30}). Celle-ci devra être la moitié (27 V) de la tension présente sur le collecteur de Q_4 (54 V). Ajuster, si nécessaire, la demi-tension en agissant doucement sur le curseur du trimmer P_2.

— Le potentiomètre d'entrée, P_1, étant au minimum, et la température des radiateurs ne dépassant pas 30 à 40° environ, régler le courant de repos lu sur le milliampèremètre, à 200 mA, au moyen du potentiomètre P_3.

Pour ceux qui possèdent un générateur BF et un oscilloscope, le contrôle peut être complété par l'observation de la forme d'onde du signal BF à 1 000 Hz, qui doit être sinusoïdal et symétrique. Le cas contraire indique une distorsion qui peut être éliminée au moyen du potentiomètre P_2.

Kit Amtron UK 190

Amplificateur stéréo 12 + 12 W

Comme on le sait, un amplificateur stéréophonique est constitué de deux amplificateurs identiques ayant une alimentation commune. L'un des amplificateurs alimente le canal droite et l'autre le canal gauche. Toute la chaîne stéréo est basée sur le système de construction à deux canaux distincts qui doivent réagir aussi peu que possible l'un sur l'autre.

Les amplificateurs qui constituent cet ensemble possèdent quelques caractéristiques particulières qui les distinguent des schémas classiques adoptés pour ce genre d'appareils.

Les dispositions adoptées pour garantir un fonctionnement sûr et un rendement optimal sont les suivantes :

1. Insertion de fusibles dans le circuit des haut-parleurs.
Etant donné le courant élevé qui circule dans les étages de sortie, ces fusibles ont fonction d'intervenir en cas de court-circuit aux bornes de sortie avant que les conditions deviennent dangereuses pour les composants.

2. Le schéma en classe AB de type quasi complémentaire prévoit une polarisation en absence de signal supérieure à celle normalement adoptée. Ceci entraine une consommation plus élevée, mais évite les distorsions de raccordement qui peuvent se produire en cas de chute du secteur.

3. Le groupe de redressement et de filtrage est monté sur le même circuit imprimé que celui de l'amplificateur, permettant ainsi de réduire au minimum les connexions en courant continu.

Cette disposition permet d'éviter des ronflements, amorçages, distorsions dus au fait que le conducteur d'alimentation positif fait partie du circuit amplificateur duquel il n'est pas découplé.

4. Sensibilité très élevée.

Caractéristiques techniques

Tension continue à vide : 28 V
Sensibilité (réglable) par canal 12 W de sortie : 100 mV
Impédance d'entrée : 150 kΩ
Charge de sortie : 4 Ω
Séparation entre les canaux : — 60 dB
Rapport signal/bruit : > — 110 dB
Courant absorbé à pleine charge : 0,8 + 0,8 A
Linéarité à 10 W à — 1 dB : de 50 à 10 000 Hz

Description du circuit

Passons maintenant à la description d'un seul des deux canaux, puisque ceux-ci sont identiques sur toutes leurs sections (fig. IV-39).

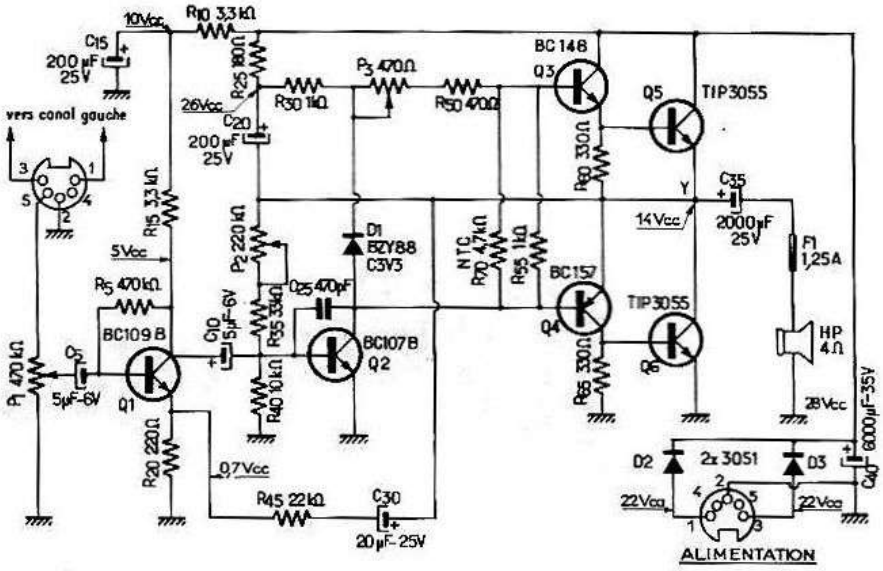


Fig. IV-39

L'entrée des deux signaux des canaux droite et gauche s'effectue respectivement à travers les contacts 5 et 3 de la prise d'entrée DIN.

Le contact 2 constitue la connexion de masse avec le préamplificateur tandis que le contact 1 applique à ce dernier le pôle positif de la tension d'alimentation.

Procédons alors à la description du canal droite. Le signal provenant de l'entrée est appliqué aux bornes du potentiomètre ajustable P_1 qui servira à doser la quantité de signal à envoyer aux étages suivants, puisque ce signal est prélevé sur le curseur de P_1 et appliqué à la base de Q_1 à travers le condensateur C_5.

Le premier étage est constitué par un amplificateur à circuit émetteur commun normal qui cependant reçoit sur l'émetteur un signal de réaction provenant directement de la sortie à travers un filtre passe-haut constitué de C_{30} et R_{45}.

Ce filtre, doté d'une fréquence de coupure très basse, exerce sur l'entrée du premier étage un efficace effet de contre-réaction qui, au détriment du maximum de gain obtenu, permet un important élargissement de la bande passante, rend la courbe de gain très plate et évite les oscillations parasites.

Le transistor Q_1 n'est pas habituellement monté sur les amplificateurs stéréo classiques et sert seulement à augmenter la sensibilité d'entrée, sensibilité que l'on peut cependant ramener à des valeurs normales au moyen du réglage du potentiomètre P_1.

A travers le condensateur de couplage C_{10}, on passe à l'étage de puissance proprement dit qui, à part quelques particularités que nous décrirons par la suite, diffère peu des circuits habituellement utilisés dans ce but.

On voit que l'amplificateur de puissance, à partir du pôle négatif de C_{10},

comporte presque seulement des connexions en continu, avec un seul condensateur pour le branchement du haut-parleur (C_{35}) permettant ainsi une excellente réponse sur les fréquences basses.

Etages de sortie

Comme on le sait, on peut obtenir un étage en opposition sans l'aide de transformateurs qui compromettraient le rendement acoustique. Ce résultat est obtenu en utilisant le circuit quasi complémentaire à sortie unique.

Des dispositions particulières ont été adoptées pour garantir la presque absolue stabilité de fonctionnement de l'amplificateur en face des variations de température.

Au repos, le point Y doit rester à un potentiel qui soit exactement égal à la moitié de la tension d'alimentation. On peut supposer qu'au cours d'une période de la tension du signal, la tension aux bornes du condensateur de sortie reste constante et égale à la moitié de la tension d'alimentation.

Dans ce cas, aux bornes de la charge, la tension devra au contraire varier d'une valeur égale, tant dans le sens positif que dans le sens négatif.

Au cours des alternances positives de la tension aux bornes de la charge, c'est-à-dire quand le potentiel en Y est supérieur à 14 V, le courant est fourni à la charge, vers la masse, par le transistor Q_5 tandis que Q_6 est bloqué.

Durant les alternances négatives de la tension de signal, le point Y passera à une tension inférieure à 14 V et la tension provenant de la masse qui traverse la charge passera à travers Q_6, Q_5 étant bloqué.

L'ensemble des transistors Q_3 et Q_5 forme un circuit Darlington qui, comme on le sait, est équivalent à un unique transistor NPN dont le gain sera égal au produit des gains des deux transistors.

On peut démontrer que l'ensemble des transistors Q_4 et Q_6 est équivalent à un unique transistor PNP dont le gain est égal au produit de chacun des gains.

La base du système est la base du transistor Q_4. Le collecteur fictif sera donc l'émetteur de Q_6 tandis que l'émetteur sera le collecteur de Q_6 connecté à l'émetteur de Q_4.

Cette réalité peut se démontrer de la façon suivante :

Un transistor PNP doit avoir une polarisation de collecteur qui soit négative par rapport à l'émetteur, ce qui se vérifie dans notre cas.

En outre, le courant doit passer quand la base est polarisée négativement par rapport à l'émetteur. En effet, une polarisation négative de la base de Q_4 provoque une plus grande conduction de celui-ci, ce qui signifie une plus grande chute de tension sur R_{65} et en définitive, une polarisation positive plus élevée de la base de Q_6 par rapport à l'émetteur. Pour un transistor NPN, il en résulte une augmentation de la conductivité qui se produit pour une polarisation négative de la base du système, ce que nous voulions démontrer.

Le groupe Q_3-Q_5 et Q_4-Q_6 équivaut donc à deux transistors de puissance montés tous deux à collecteur commun : un NPN entre + 28 V et Y, et un PNP entre Y et la masse, comme l'exige la réalisation d'un véritable étage complémentaire.

Etage pilote

Il s'agit de commander les bases de Q_3 et de Q_4 au moyen de deux tensions en concordance de phase, de même amplitude, dont l'une présente par rapport à l'autre une différence constante qui assure la polarisation des transistors de manière à obtenir un certain courant de repos destiné à éviter les effets de la modulation de raccordement. Les tensions de pilotage peuvent être en phase, grâce à la polarité inverse des deux groupes de puissance.

Dans ce cas, la tension fixe de pilotage est supérieure à ce que l'on enregistre en règle générale, pour les raisons exposées précédemment, et en conséquence, le courant de repos sera également plus élevé, par rapport au minimum indispensable.

La tension de pilotage sera fournie par le transistor Q_2. La différence constante entre le potentiel au repos de la base de Q_3 et celle de Q_4 sera donnée par la diode zener D_1 qui maintient à ses bornes une tension fixe de 3,3 V, c'est-à-dire légèrement supérieure à celle obtenue avec la normale disposition des diodes en série, et indépendante du courant.

Les éventuels effets de variation dus à l'action des variations de température seront compensés par la résistance NTC R_{70}, disposée entre les bases des transistors.

Le potentiomètre ajustable P_3 sert à compenser d'éventuelles différences entre les deux groupes finals et à centrer parfaitement l'onde de sortie, en particulier aux niveaux de puissance élevés.

Le choix du courant de repos des transistors Q_5 et Q_6 est très important. En effet, une tension trop faible provoque la distorsion dite de raccordement, qui est particulièrement désagréable aux faibles niveaux de sortie. La distorsion de raccordement est due au fait que, au cours de la période, les deux transistors Q_5 et Q_6 peuvent se trouver, à un certain point, pratiquement bloqués tous les deux au même moment.

On minimise la distorsion de raccordement soit par la méthode exposée plus haut, éventuellement en augmentant le taux de contre-réaction du système et surtout en pilotant Q_3 et Q_4 avec un générateur de courant de forte résistance interne.

Pour parvenir à un tel générateur, on alimente le collecteur de Q_2 avec une source à courant constant, de résistance interne très élevée (ceci permet en outre d'augmenter la variation de tension sur le collecteur de Q_2).

La source à courant constant est assurée dans notre cas par la diode zener.

Stabilisation et contre-réaction

Pour faire en sorte que l'amplificateur puisse fournir une puissance de sortie aussi grande que possible sans distorsion, il est nécessaire que le potentiel moyen du point A reste stable et voisin de la moitié de la valeur de la tension d'alimentation.

On obtient cette stabilité grâce à la contre-réaction en continu appliquée a la base de Q_2. La tension de contre-réaction provient du point A et est appliquée à la base de Q_2 à travers P_2 et R_{35}. Au moyen du potentiomètre P_2, on peut régler le potentiel en A à sa juste valeur.

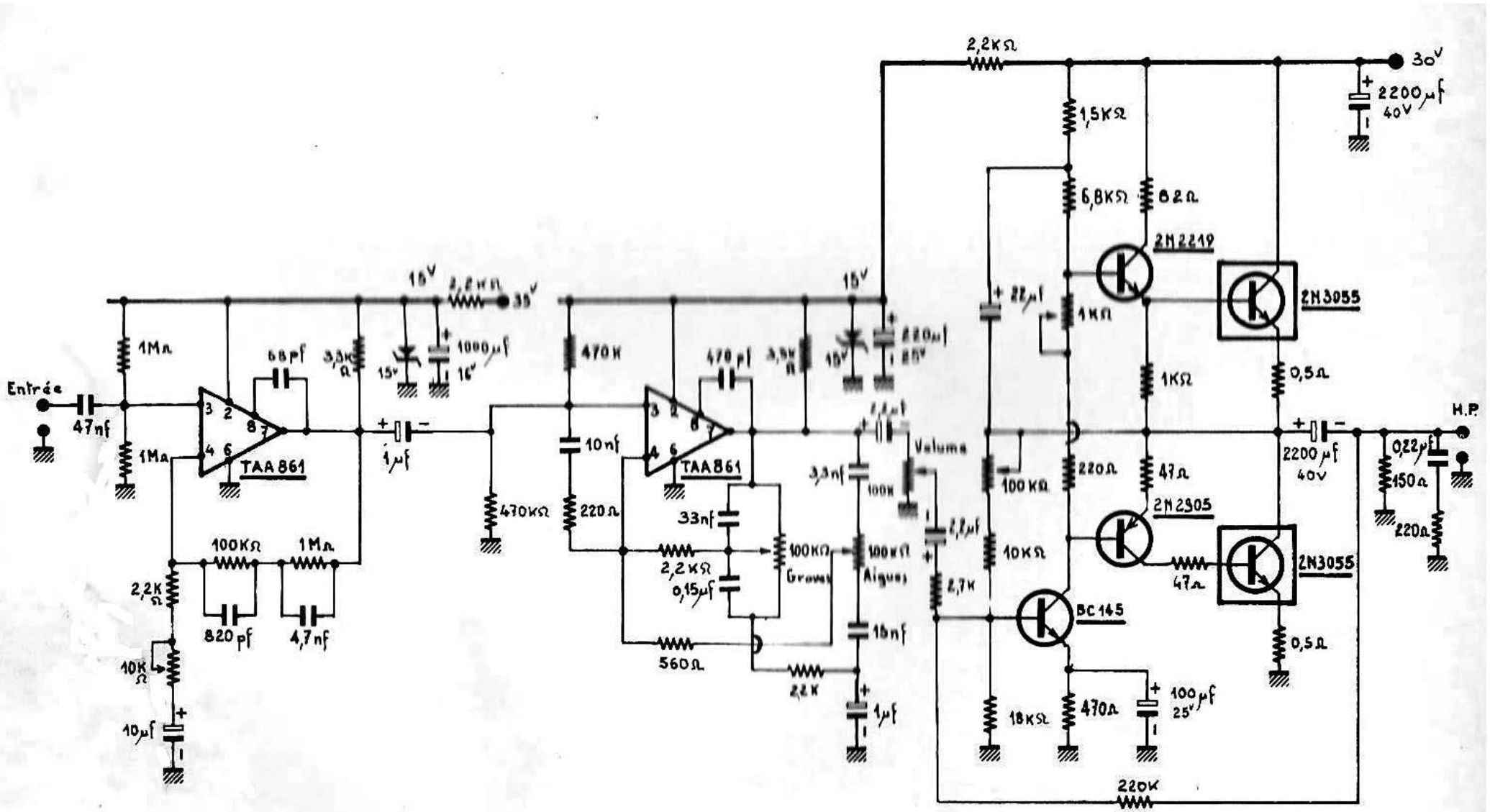

Entrée
47nf
1MΩ
1MΩ
TAA 861
68pf
3,3KΩ
15V
1000µf
16V
1µf
470KΩ
100KΩ
1MΩ
820pf
4,7nf
2,2KΩ
10KΩ
10µf
470K
10nf
220Ω
470pf
3,3KΩ
TAA 861
33nf
2,2KΩ
0,15µf
100KΩ
Graves
560Ω
22K
3,3nf
100K
Volume
100KΩ
Aigues
15nf
1µf
2,2µf
2,7K
2,2KΩ
1,5KΩ
6,8KΩ
82Ω
2N2219
2N3055
22µf
1KΩ
1KΩ
0,5Ω
100KΩ
220Ω
47Ω
2N2905
10KΩ
47Ω
2N3055
BC 145
0,5Ω
18KΩ
470Ω
100µf
25V
220K
30V
2200µf
40V
2200µf
40V
H.P.
0,22µf
150Ω
220Ω

Fig. IV-40

Le condensateur C_{25} disposé entre collecteur et base de Q_2 a pour effet de réduire la bande passante de l'amplificateur, pour empêcher le passage des parasites de fréquences élevées.

L'impédance des haut-parleurs devra être de 4 Ω.

Kit Amtron Uk 119

Amplificateur stéréophonique avec étages préamplificateurs à circuits intégrés

Ce schéma, représenté figure IV-40, utilisé par la Société Transter, sur son modèle 2 × 12 W, Europa IV, donne un exemple d'utilisation de circuits intégrés de type TAA 861 pour les étages d'entrée.

Le premier C.I. sert de préamplificateur égalisateur, tandis que le second est utilisé comme élément principal de l'ensemble préamplificateur-correcteur.

On remarquera que ces deux étages ont leur propre source d'alimentation comportant un filtrage supplémentaire et une diode Zener.

Le réglage de volume s'effectue à la sortie du second étage préamplificateur.

La section amplificatrice est classique avec un étage déphaseur et un étage de puissance classe B équipé de 2N3055 précédé d'un étage d'attaque à transistors complémentaires.

Amplificatore stereo HI-FI
12 + 12 W RMS
UK 119

Si tratta di un amplificatore di potenza a due canali (12 + 12 W RMS) destinato a funzionare in combinazione con i kits Amtron UK 118 (preamplificatore e gruppo comandi) ed UK 609 (trasformatore), in modo da permettere la disposizione degli elementi anche nelle casse acustiche formando così dei box integrati.

Alimentazione:
22-0-22 con UK 609 oppure 28 VC.c.

Corrente assorbita max:	2 x 0,8 A
Sensibilità (regolabile)	100 mV
Impedenza d'ingresso:	150 kΩ
Potenza di uscita max:	2 x 12 W RMS
Carico di uscita:	4 Ω

SM/1119-05

L. 22.000

CHAPITRE V

RADIORÉCEPTEURS A TRANSISTORS

Les éléments constitutifs d'un récepteur à transistors

Les superhétérodynes ou récepteurs à changement de fréquence sont presque exclusivement utilisés pour la réception de stations de radiodiffusion.

Un superhétérodyne se compose des étages suivants :

— Un étage « amplificateur haute fréquence ». Celui-ci ne se rencontre que dans les appareils de haute qualité ou dans les récepteurs à modulation de fréquence.

— Un étage « changeur de fréquence » encore appelé « mélangeur ». C'est dans celui-ci que l'on superpose le signal produit par l'émetteur de la station que l'on désire recevoir et celui de fréquence différente produit par un oscillateur local se trouvant dans le récepteur.

Le mélange de ces deux signaux alternatifs sinusoïdaux, de fréquences différentes, donne naissance, par somme ou par différence, à un signal de fréquence fixe dite fréquence intermédiaire, dont la valeur généralement choisie est de 455 kHz.

Le montage changeur de fréquence utilise un ou deux transistors. Dans le montage à un seul transistor, celui-ci remplit les deux fonctions oscillatrice et mélangeuse.

Dans le cas d'un montage à deux transistors, l'un de ceux-ci est monté en oscillateur local alors que l'autre assure la fonction modulatrice.

Dans certains cas, les superhétérodynes possèdent plusieurs étages mélangeurs.

— Plusieurs étages amplificateurs moyenne fréquence (ou de fréquence intermédiaire). Du nombre de ces étages dépendent un certain nombre de facteurs et notamment la sélectivité.
— Un étage détecteur utilisant, dans la majorité des cas, une diode.
— Un ou plusieurs étages amplificateurs basse fréquence, le dernier étant l'étage pilote servant à coupler la section basse fréquence à l'étage final de puissance.
— Un étage amplificateur basse fréquence de puissance équipé d'un transistor de puissance ou d'un circuit push-pull dont le rôle est de fournir l'énergie basse fréquence indispensable pour exciter le haut-parleur.

La figure V-1 représente les schémas synoptiques des deux types les plus courants de superhétérodynes, pour la réception de la modulation d'amplitude.

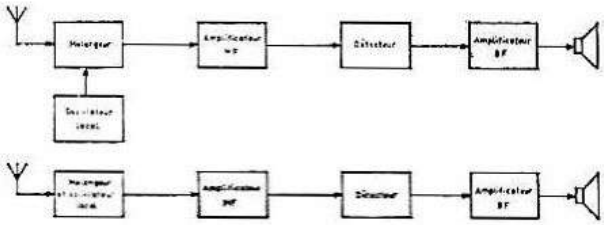


Fig. V-1

L'étage convertisseur ou changeur de fréquence AM

Le signal HF capté par l'antenne ou le plus souvent, par le cadre ferrite, nécessite une amplification afin d'être porté à un niveau suffisant pour exciter le haut-parleur. Cependant cette amplification ne peut se faire sans que la fréquence du signal soit modifiée, car l'appareil entrerait en oscillation, par suite des réinjections de signaux HF amplifiés à l'entrée qui ne manqueraient pas de se produire. Il est donc nécessaire de recourir à un système ingénieux, celui du changement de fréquence du signal HF d'entrée.

En dehors des appareils pour débutants, les appareils appelés superhétérodynes, qui sont les plus répandus, comportent un premier étage dit changeur de fréquence, ou encore oscillateur-mélangeur.

Le transistor reçoit, entre la base et l'émetteur, l'onde incidente, et entre le collecteur et l'émetteur, le signal délivré par l'oscillateur local.

Le signal de l'oscillateur doit avoir une fréquence égale à la somme de la fréquence du signal d'entrée et de celle de la fréquence intermédiaire choisie. Cette valeur est normalisée à 455 ou 480 kHz.

Par exemple, si le signal incident est sur 1 600 kHz, avec une FI de 455 kHz, le signal de l'oscillateur doit avoir une fréquence de 1 600 kHz + 455 kHz = 2 055 kHz.

Si l'appareil est accordé sur 550 kHz, la fréquence de l'oscillateur local devra être de 550 kHz + 455 kHz = 1 005 kHz.

Afin que l'oscillateur local délivre une fréquence variable, il doit comporter un circuit accordé semblable à celui d'accord. Ce circuit est dit oscillateur.

Pour faire osciller le transistor, il suffit qu'une partie du signal amplifié prélevée sur le collecteur soit reportée à l'entrée ou dans le circuit d'émetteur, ce qui revient au même.

Puisque le signal de l'oscillateur local doit être plus élevé que celui du signal d'entrée, l'inductance de la bobine et la capacité du condensateur variable du circuit oscillateur seront moins élevées que les valeurs correspondantes du circuit d'accord.

Les deux condensateurs variables, accord et oscillateur sont jumelés et commandés par un unique bouton.

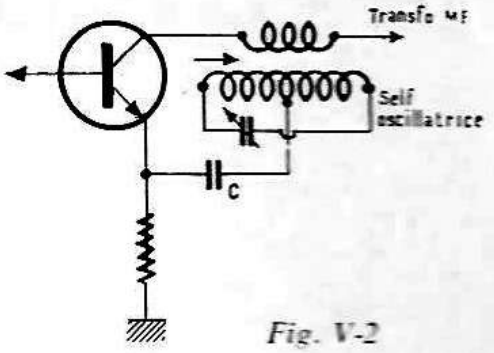


Fig. V-2

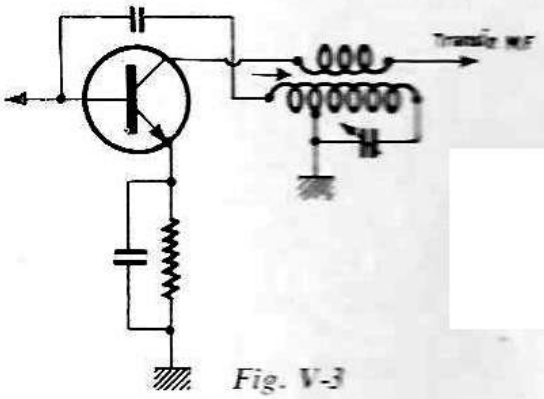


Fig. V-3

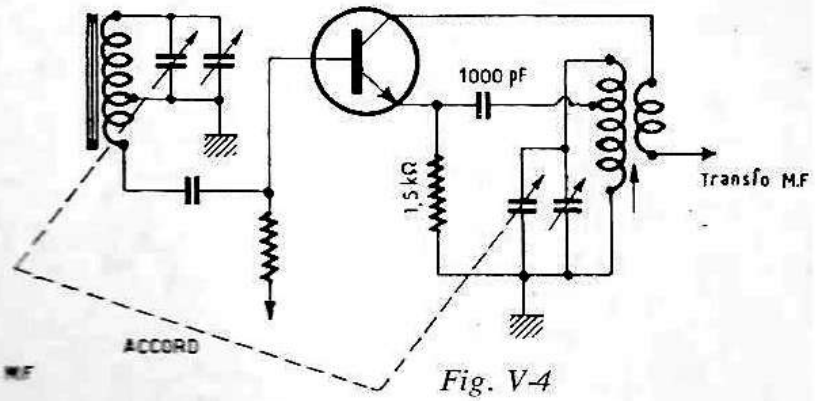


Fig. V-4

L'étage changeur de fréquence à transistors diffère peu du montage classique correspondant à lampe triode. Dans le montage à lampe, on utilise généralement une triode heptode, le premier élément servant d'oscillateur et le second de modulateur. On peut également utiliser deux lampes séparées remplissant chacune l'une de ces fonctions.

Il est toutefois possible de réaliser le changement de fréquence avec un seul tube triode en utilisant comme électrode de sortie l'une des électrodes de la partie oscillatrice en montant en série l'un des bobinages oscillateurs et le primaire du premier transformateur FI.

Nous rencontrerons de même, dans les montages à transistors, des étages changeur de fréquence où un seul transistor remplira les deux fonctions, d'autres où ces fonctions seront remplies par deux transistors distincts.

Le principe reste le même : une fraction des tensions amplifiées par le circuit est réinjectée à l'entrée.

Le schéma de principe d'un transistor monté en oscillateur local est donné à la figure V-2. L'enroulement disposé dans le circuit de sortie du transistor, c'est-à-dire dans le circuit collecteur n'est pas accordé. Ce bobinage est couplé inductivement au circuit oscillateur accordé et les tensions induites dans ce circuit sont renvoyées sur l'émetteur par la capacité C. L'emplacement de la prise sur le bobinage détermine le taux de réaction qui est appliquée en phase.

La tension peut également être injectée dans le circuit de base. Ce circuit représenté figure V-3 diffère peu du précédent. Il faut toutefois remarquer que dans ce cas, les tensions réinjectées sont en opposition. Il est nécessaire de découpler la résistance d'émetteur ainsi que le primaire du transformateur MF.

La figure V-4 donne le schéma d'un étage convertisseur à transistor unique avec réinjection sur le circuit émetteur.

Schéma de l'étage convertisseur

Un schéma d'étage convertisseur à transistor unique est représenté à la figure V-5. Les deux circuits accordés, celui d'accord d'entrée et celui de l'oscillateur consistent en un condensateur variable CV_1-CV_2 et les bobines L_1 et L_3.

Comme nous l'avons vu précédemment, la capacité de CV_2 est inférieure à celle de CV_1 et l'inductance de L_1 est plus faible que celle de L_3, puisque l'accord du circuit oscillateur s'effectue à une fréquence supérieure à celle d'entrée, la différence correspondant à la valeur de la fréquence intermédiaire choisie.

Par exemple, en PO, la gamme à couvrir par l'oscillateur local s'étend de 520 kHz + 455 kHz = 975 kHz à 1 620 kHz + 455 kHz = 2 075 kHz. Les extrémités de la gamme de l'oscillateur seront donc 975 et 2 075 kHz.

Quand le bouton d'accord se trouve à l'extrémité la plus basse en fréquence (donc la plus élevée en longueur d'onde), l'appareil est accordé sur la fréquence de 520 kHz et le circuit oscillateur sur 975 kHz ; quand le bouton se trouve à l'autre extrémité, l'appareil est accordé sur 1 620 kHz et l'oscillateur sur 2 075 kHz.

En GO, la gamme à couvrir par l'oscillateur local s'étend de 150 kHz + 455 kHz = 605 kHz à 630 kHz + 455 kHz = 1 085 kHz.

Les deux condensateurs étant jumelés, la différence entre les deux fréquences s'obtient automatiquement. Aucun réglage n'est nécessaire.

Au moment de la mise au point de l'appareil, on procède à l'alignement des deux circuits. Celui-ci s'obtient, soit en réglant le trimmer dont est muni chaque variable, soit en réglant le noyau ferroxcube.

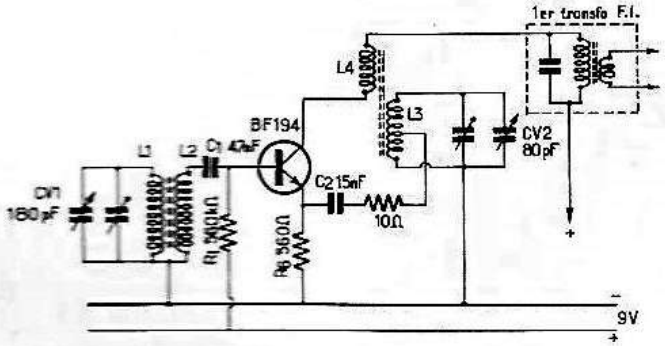


Fig. V-5

Sur le schéma de la figure V-5 qui se limite à une seule gamme de réception pour des raisons de simplicité, la tension de polarisation de base du transistor convertisseur est assurée par la résistance R_1 de 560 kΩ.

Le condensateur C_1 isole la section accord de la section oscillatrice et permet le passage de la tension alternative du signal HF d'entrée. La tension d'émetteur est obtenue par la résistance R_2.

Le bobinage d'antenne comporte deux enroulements L_1 et L_2 disposés sur un noyau de ferrite. L_1 est la bobine d'accord, L_2 la bobine de couplage avec le transistor.

Sur certains récepteurs, les bobines d'accord des gammes PO et GO ne comportent chacune qu'un seul enroulement sur cadre ferrite avec une prise d'adaptation connectée à la base du transistor convertisseur.

La bobine oscillatrice consiste en deux enroulements disposés sur un noyau ferroxcube. L_3 est la bobine d'accord, L_4 celle d'entretien entre le circuit oscillateur et le circuit collecteur. La connexion entre le circuit accordé et l'émetteur pour l'entretien des oscillations s'effectue par une prise d'adaptation reliée au moyen d'un condensateur. La capacité de ce dernier n'est pas critique ; on adopte généralement une valeur comprise entre 10 et 50 nF. Une valeur plus élevée risquerait de bloquer le transistor.

Le nombre de spires de l'enroulement d'entretien et de l'enroulement du circuit oscillateur est assez critique afin d'obtenir une bonne adaptation et une tension d'oscillation régulière sur toute la gamme.

Le nombre de spires de L_1 et de L_3 dépendent de la capacité des deux sections du condensateur variable. Les spires de L_3 sont plus nombreuses que celles de L_1, en raison du support qui est plus petit, et elles comportent un noyau.

Sur ce schéma la polarisation de base s'effectue par une seule résistance ; celle-ci peut également s'obtenir à partir d'un diviseur.

Sur la figure V-6 le changement de fréquence s'effectue par deux transistors Q_1 et Q_2, le premier monté en mélangeur et le second en oscillateur.

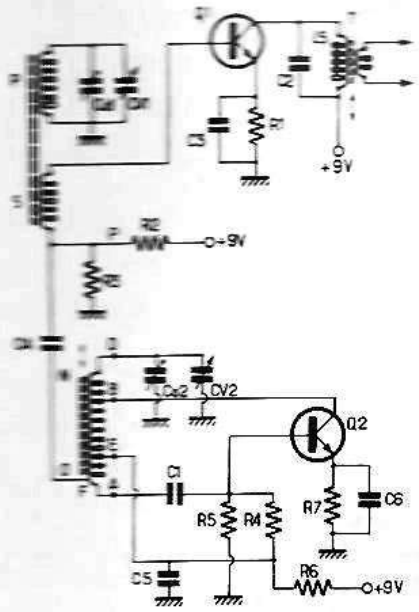


Fig. V-6

Le cadre incorporé se compose d'un barreau de ferrite sur lequel sont bobinés le primaire et le secondaire de l'enroulement accord antenne. Pour des raisons de simplification, nous n'avons représenté que les enroulements d'une seule gamme d'ondes.

Le signal accordé par CV_1, est appliqué à la base de Q_1 qui reçoit à travers C_4 le signal de l'oscillateur local généré par Q_2. Le circuit oscillant est constitué par la section D-F de la self O alors que la section E-A constitue la bobine d'entretien.

Il existe plusieurs types de circuits oscillateurs. Quoi qu'il en soit, on retrouvera toujours dans le schéma un circuit oscillant à fréquence réglable et une self d'entretien qui lui est couplée indirectement. Le fonctionnement d'un étage

oscillateur-mélangeur peut facilement s'expliquer en se reportant au schéma de principe de la figure V-7. Le signal HF, F_1, égal à la fréquence de la porteuse, est prélevé par couplage et transmis à la base. Le signal de l'oscillateur local Fo est transmis à l'émetteur par l'enroulement oscillateur. Ainsi les deux signaux F_1 et F_0 sont appliqués en série dans un circuit commun base émetteur. Les deux signaux se superposent et donnent naissance dans le circuit accordé collecteur à un signal moyenne fréquence Fm égal à la somme ou à la différence des deux signaux précédents. C'est généralement sur le signal différence que le circuit est accordé :

$$F_1 \pm F_0 = Fm.$$

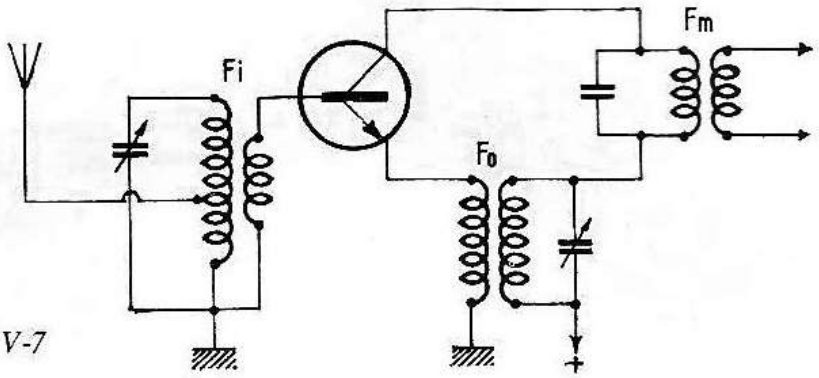


Fig. V-7

Le signal Fm peut ensuite être amplifié par plusieurs étages. Il est également possible de réaliser le changement de fréquence avec deux transistors où l'un remplit le rôle de mélangeur et l'autre d'oscillateur local. Le premier reçoit les deux signaux provenant du circuit HF et de l'oscillateur local et assure le mélange.

Une des caractéristiques essentielles de l'oscillateur-mélangeur est son gain de conversion. Il est défini par le rapport de la puissance de sortie, à la fréquence intermédiaire, délivrée sur l'impédance d'entrée du premier transistor MF, à la puissance HF fournie par le circuit d'antenne à l'oscillateur-mélangeur.

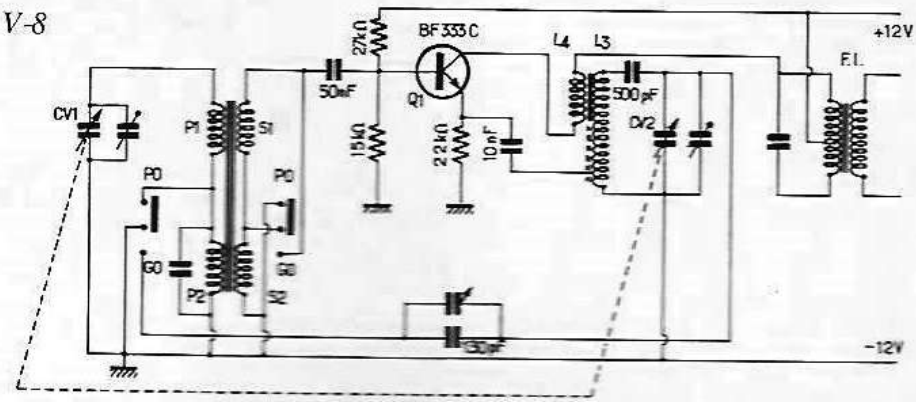
Etage convertisseur PO-GO

Le circuit complet de l'étage convertisseur de fréquence d'un récepteur transistorisé est représenté à la figure V-8. Sur ce circuit il est possible d'analyser le système de commutation des différentes gammes d'onde. L'antenne est constituée d'un noyau de ferrite, sur lequel sont disposées les bobines pour la réception des gammes PO-GO. Chaque bobinage comporte un primaire et un secondaire.

La commutation est réduite au minimum. Il est nécessaire de court-circuiter la bobine accordée GO, dans la position accord PO, car, par suite de la présence des bobines de couplage, il se produit une importante réduction de la tension d'oscillation aux fréquences basses dans la gamme PO. Les bobines P_2 et S_2 sont court-circuitées. Sur la position GO, les enroulements P_1 et P_2 sont disposés en série et S_1 est court-circuitée. De plus, un condensateur de 130 pF est mis en parallèle sur CV_2.

Le secondaire applique le signal sur la base de Q_1 à travers un condensateur de 50 nF. La polarisation de base est assurée par le diviseur 15 kΩ-27 kΩ. Le circuit

Fig. V-8



de l'oscillateur local comporte les bobines L_3-L_4, le condensateur variable CV_2 couplé à CV_1 et le commutateur qui sur la position GO connecte en parallèle le condensateur supplémentaire de 130 pF. Ce circuit permet d'utiliser une seule bobine (L_3) pour les deux gammes.

A chacun des condensateurs variables est couplé un trimmer qui permet d'effectuer la mise au point des circuits accordés.

Section amplificatrice de moyenne fréquence

La section qui succède à l'étage changeur de fréquence est l'amplificateur de moyenne fréquence (FI).

Dans les circuits de fréquence intermédiaire, le signal d'entrée est soumis à une amplification élevée, et acquiert à la fois une forte sélectivité du fait que les signaux correspondants aux fréquences adjacentes se distinguent de celui que l'on désire recevoir.

Les amplificateurs de fréquence intermédiaire sont semblables à des amplificateurs de tension haute fréquence étant donné que tous les deux sont des amplificateurs de tension accordés de classe A. Cependant les amplificateurs HF peuvent être accordés sur n'importe quelle fréquence de leur gamme de fonctionnement, tandis que les amplificateurs de fréquence intermédiaire sont accordés sur une seule fréquence. Une autre différence réside dans le fait que les amplificateurs HF utilisent rarement des circuits de couplage entre étage doublement accordés, tandis que cette pratique est courante dans les amplificateurs de fréquence intermédiaire.

Largeur de bande

Les exigences de sélectivité et de largeur de bande d'un amplificateur de fréquence intermédiaire sont contradictoires.

Il faut prévoir un facteur de sélectivité assez élevé afin d'éviter les interférences dues aux signaux des canaux adjacents mais, la largeur de bande doit en même temps être suffisamment large pour qu'un signal déterminé et toutes les fréquences qui constituent les sous-bandes latérales soient également amplifiés.

La largeur de bande ou bande passante des amplificateurs de fréquence intermédiaire dépend des plages de fréquences plus ou moins larges contenues dans le signal, et aussi du degré de distorsion acceptable. Ainsi, par exemple, l'amplificateur de F.I. utilisé dans un récepteur de modulation d'amplitude (A.M.) peut disposer d'une bande passante de 10 kHz, parce qu'un tel signal modulé contient une bande latérale supérieure et une bande latérale inférieure, dont la largeur de bande respective est de 5 kHz.

Les amplificateurs de fréquence intermédiaire utilisés sur les récepteurs à modulation de fréquence (FM) doivent présenter une bande passante beaucoup plus large, étant donné que ces signaux contiennent un spectre de fréquences très étendu.

Des considérations précédentes, on conclut que les amplificateurs de F.I., s'ils remplissent tous la même fonction, diffèrent par leur bande passante suivant le type d'appareil sur lequel ils doivent être utilisés. Cependant, sur chacun d'eux, la courbe de réponse aux différentes fréquences doit être comparable à celle qui est représentée à la figure V-9.

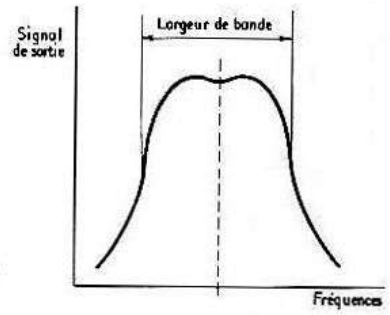


Fig. V-9

La crête relativement aplatie que montre cette figure indique que les fréquences contenues dans la bande passante sont également amplifiées. Les pentes latérales rapides de la courbe indiquent, au contraire, la forte discrimination offerte aux fréquences qui se trouvent à l'extérieur de la bande passante de l'amplificateur.

Dans la plupart des circuits électriques, on ne peut atteindre le niveau de sélectivité désiré quand on utilise un seul circuit amplificateur F.I., puisque la sélectivité est en relation directe avec le nombre de circuits accordés utilisés. C'est pourquoi la plupart des circuits amplificateurs de fréquence intermédiaire sont constitués de deux ou plusieurs circuits accordés à l'entrée et à la sortie. La caractéristique de réponse d'un seul circuit accordé dépend essentiellement du facteur de mérite ou Q du circuit, tandis que la largeur de bande est donnée par la formule :

$$\text{largeur de bande} = f_r/Q$$

où f_r est la valeur de la fréquence de résonance du circuit. Cependant dans les circuits résonnants doubles, du type utilisé sur la plupart des amplificateurs F.I., le coefficient de couplage exerce un effet très important sur le facteur de sélectivité et sur la largeur de bande.

Si le degré de couplage est inférieur à la valeur critique (couplage flou) le courant secondaire atteint une valeur plus faible, en même temps que la largeur de

bande est plus étroite. Quand le degré de couplage est supérieur au couplage critique (surcouplage) la courbe de réponse est plus large, cependant qu'elle présente deux crêtes à sa partie supérieure.

Les courbes correspondant aux valeurs supérieures au couplage critique présentent des pentes raides, ce qui signifie une bonne discrimination des fréquences, en même temps que des valeurs de largeur de bande importantes. Cependant, en raison des crêtes et de la dépression centrale, la réponse diffère pour les différentes fréquences situées sur la bande passante, ce qui est inacceptable dans notre cas, puisqu'elle est caractéristique de distorsions du signal. Dans le cas où le couplage correspond à la valeur critique ou en-dessous, on peut obtenir une bonne réponse ; cependant la largeur de bande se révèle trop étroite pour la plupart des applications pratiques.

Cependant, par différentes méthodes, on peut obtenir que la réponse en fréquence de ce type d'amplificateur offre la sélectivité nécessaire et une bande de fréquence convenable.

L'une de ces méthodes consiste à surcoupler les circuits accordés, en modifiant le circuit de forme pour obtenir une réponse très uniforme sur toutes les fréquences de la bande. Elle peut consister à disposer des résistances en parallèle aux composants L et C des différents circuits accordés. Ces résistances provoqueront une diminution de la valeur du Q de ceux-ci. Le résultat obtenu est une courbe plate, bien qu'elle présente par contre une perte de hauteur.

Un autre système très utilisé afin d'obtenir la réponse convenable du circuit consiste à utiliser différents circuits accordés sur des fréquences légèrement différentes l'une de l'autre. Chacun des circuits présente une courbe de réponse dont seule la crête est légèrement déplacée en fréquence.

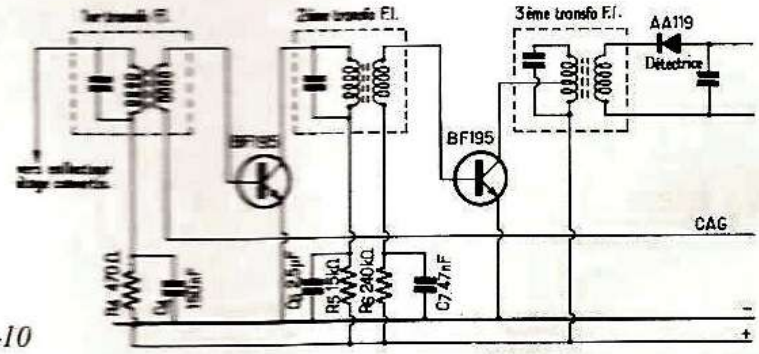


Fig. V-10

La figure V-10 donne le circuit électrique d'un amplificateur FI où les transistors sont utilisés dans un montage émetteur à la masse. Il est composé de deux transistors au silicium, type BF195 et trois transformateurs accordés sur 455 kHz.

Le transformateur comprend un enroulement primaire L_5 accordé par le condensateur en parallèle C_3. Ce dernier est fixe, étant donné que la fréquence à amplifier est fixe, elle aussi. Sa valeur est de 1,8 nF.

Le circuit accordé L_5-C_3 est couplé à un second enroulement L_6 connecté à l'entrée du premier transistor amplificateur FI. Les deux enroulements sont

disposés sur un noyau de ferrite réglable. Le réglage consiste à tarer le circuit sur la fréquence exacte de la FI. Le circuit accordé L_5-C_3 est connecté à la ligne positive d'alimentation à travers la résistance R_4 et le condensateur C_4. L'une et l'autre sont nécessaires pour découpler le circuit de la ligne d'alimentation. Le signal FI est écoulé à la masse à travers C_4.

L'émetteur du premier transistor FI est aussi relié à la masse. On peut cependant noter que l'enroulement L_6 est connecté à l'étage détecteur à travers le circuit de CAV. De cette façon, l'amplification du transistor est variable pour compenser les phénomènes d'évanouissement du signal HF d'entrée. Les sytèmes de CAV seront exposés plus loin.

Le second transformateur FI est semblable au premier, mais son gain est plus élevé. La polarisation de base s'effectue à travers la résistance R_6, de 240 kΩ reliée au positif.

Le troisième transformateur FI diffère des deux précédents. En effet, le signal prélevé sur le collecteur du transistor précédent étant déjà considérablement amplifié, celui-ci peut facilement donner lieu à des oscillations parasites provoquant une certaine instabilité. Pour éviter cet inconvénient possible, le collecteur est relié à une prise sur l'enroulement primaire.

Il n'est pas nécessaire que la prise du primaire soit connectée au collecteur du transistor, comme l'indique le schéma ; elle peut aussi être connectée à la ligne d'alimentation positive tandis que le collecteur peut être relié au début de l'enroulement. Ceci a peu d'importance. Il importe au contraire que la prise soit reliée à la ligne d'alimentation si on utilise une diode d'amortissement.

Dans ce circuit, la polarisation des transistors s'effectue par courant en alimentant la base du transistor par une simple résistance série ramenée au pôle positif de la source d'alimentation. Aucune résistance d'émetteur n'est nécessaire.

Un autre schéma de section amplificatrice de fréquence intermédiaire équipée de transistors au silicium BF 233 est donnée à la figure V-11.

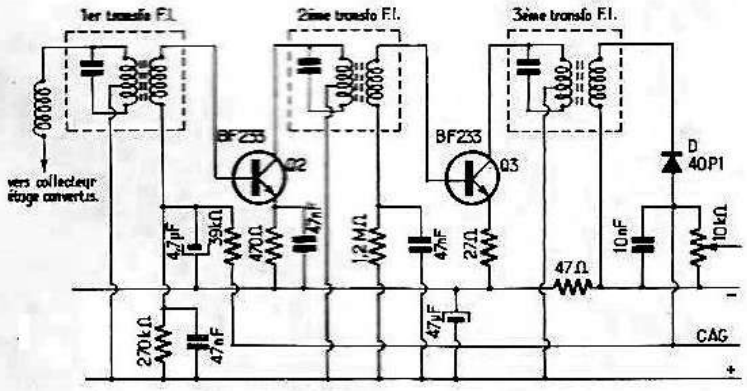


Fig. V-11

Le transistor Q_2 est monté en premier amplificateur FI dont l'amplification est commandée par la tension de CAG qui agit par réduction de courant. La tension détectée par D crée sur la base une tension négative proportionnelle à l'importance du signal FI. Cette tension de CAG diminue la tension de base de Q_2 qui diminue le courant et donc le gain du transistor.

Le deuxième amplificateur FI, également BF233, n'est pas commandé par le CAG. Sa polarisation est obtenue par une résistance de base de 1,2 MΩ et par une résistance d'émetteur de 27 Ω.

Transformateurs FI

Le transformateur FI le plus utilisé est celui qui ne comporte qu'un seul circuit accordé, le primaire connecté au collecteur du transistor ; le secondaire ne comporte que quelques spires, de manière à l'adapter à la basse impédance d'entrée du transistor.

L'enroulement primaire est disposé sur un noyau de ferrite qui s'engage dans le pas de vis du support et dont la position est réglable. C'est en modifiant cette position que l'on règle l'inductance de la bobine et que l'on aligne le circuit accordé à la valeur de la FI.

Sur certains types, le primaire est à prise pour éviter que l'étage n'entre en oscillation.

Il existe également des transformateurs FI comportant deux circuits accordés réglables, disposés chacun dans un blindage différent. Le primaire peut avoir une prise, le secondaire doit en comporter une obligatoirement.

Puisque les enroulements sont placés dans un blindage, il est nécessaire de prévoir entre eux un couplage capacitif ou inductif. Le premier est obtenu avec un petit condensateur de quelques picofarads (fig. V-12-a). Le couplage inductif est constitué par quelques spires du secondaire couplées avec le primaire.

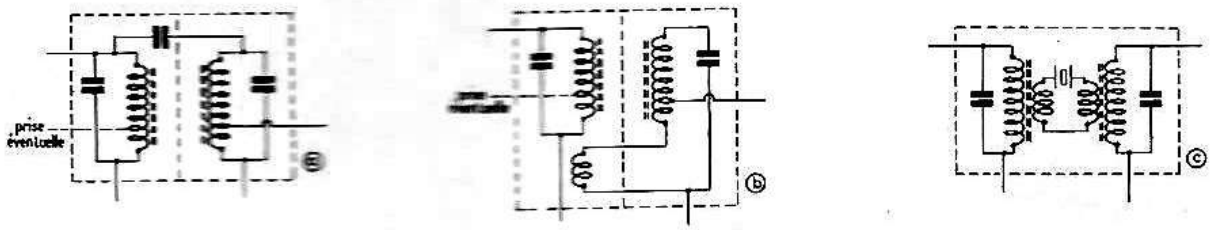


Fig. V-12

Les transformateurs FI à deux circuits accordés procurent une bande passante plus large, ce qui améliore la musicalité et une meilleure sélectivité (fig. V-12-b).

Le transformateur précédant l'étage de détection ne doit pas avoir deux circuits accordés étant donné que le circuit relié à la diode serait trop chargé et n'apporterait aucune amélioration à la courbe de réponse.

Depuis peu sont apparus les transformateurs à filtre céramique dans lesquels un résonateur piézoélectrique résonne sur la fréquence FI. Ils apportent une très grande stabilisation de la fréquence et une plus grande simplicité du circuit.

Un filtre céramique comporte un primaire placé dans le circuit collecteur du transistor convertisseur et un secondaire connecté à la base du transistor suivant. Entre ces deux circuits, le filtre piézoélectrique est relié à deux circuits de couplage comme on peut le voir sur la figure V-12-c.

Un exemple d'utilisation de transformateur à filtre céramique est celui de la figure V-13. Comme on le voit, il permet d'économiser un transformateur FI entre le premier et le second étage FI, les deux transistors étant couplés par résistance-capacité.

Les transformateurs à filtre céramique ont un coefficient de surtension très élevé, ce qui assure une meilleure sélectivité.

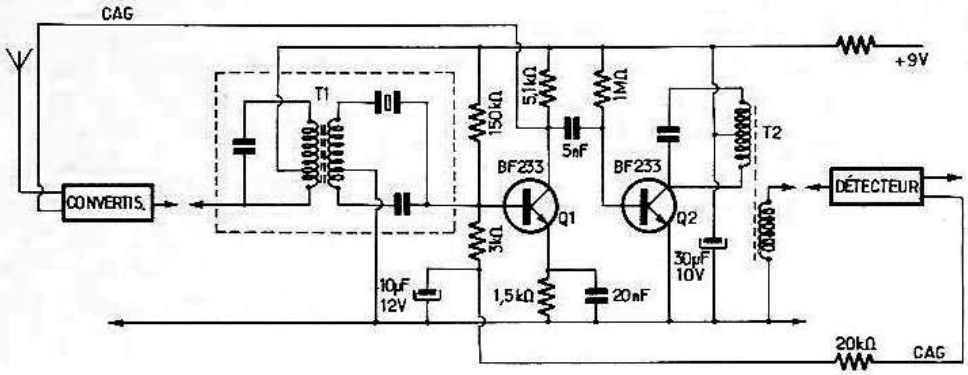


Fig. V-13

Choix de la valeur de la FI

L'amplificateur de fréquence intermédiaire d'un appareil récepteur peut être établi pour travailler sur une fréquence quelconque comprise à l'intérieur d'une large gamme, cependant pour différentes raisons la fréquence intermédiaire des récepteurs courants est comprise entre 455 et 475 kHz.

Quand le récepteur est destiné à recevoir les ondes courtes on adopte généralement une FI plus élevée de l'ordre de 1 600 kHz pour éviter l'apparition de fréquences images. Tous les étages de FI sont à accord fixe.

On a intérêt à choisir une fréquence aussi basse que possible pour obtenir une meilleure amplification. Mais une fréquence trop basse entraîne l'apparition des fréquences images. Un tel inconvénient se vérifie avec la réception simultanée de deux émetteurs au lieu d'un. Si la FI était de 150 kHz, par exemple, l'appareil accordé sur 900 kHz le serait aussi sur 1 200 kHz. La différence de 300 kHz correspond au double de la fréquence FI.

Le phénomène se vérifie parce que la conversion de fréquence du signal HF d'entrée s'effectue soit avec la fréquence somme, soit avec la fréquence différence. Il en résulte que si l'oscillateur est réglé sur 1 050 kHz, il convertit deux signaux HF et non un seul.

Plus la FI utilisée sera élevée, plus éloignés seront les deux émetteurs reçus simultanément, et ainsi est écartée la possibilité de ces interférences. Cependant la FI ne peut être trop élevée, parce qu'elle tomberait dans la gamme de réception. Pour les récepteurs courants, elle doit nécessairement être inférieure à 525 kHz.

Utilisation d'une diode d'amortissement

Dans l'exemple de la figure V-14 une diode d'amortissement est connectée entre la prise du primaire du transformateur FI_2 et le point bas du transformateur FI_1. Le premier étage est équipé d'un transistor BF233 (Q_2) dont l'amplification est commandée par la tension de CAG. La tension détectée par la diode D_1 crée, à la sortie, une tension négative proportionnelle à l'intensité du signal HF d'entrée. Cette tension de CAG est appliquée sur la base de Q_2, ce qui entraîne une diminution de la tension de polarisation de cette électrode, et en conséquence, le gain même du transistor. En présence d'un signal HF d'entrée puissant, l'action du CAG risque d'être trop forte et d'entrainer un blocage du transistor. Le rôle de la diode D_2 consiste précisément à empêcher que l'action du CAG n'entraîne une distorsion sur la réception des signaux forts, en amortissant le circuit accordé de FI_1 en fonction de l'intensité du signal.

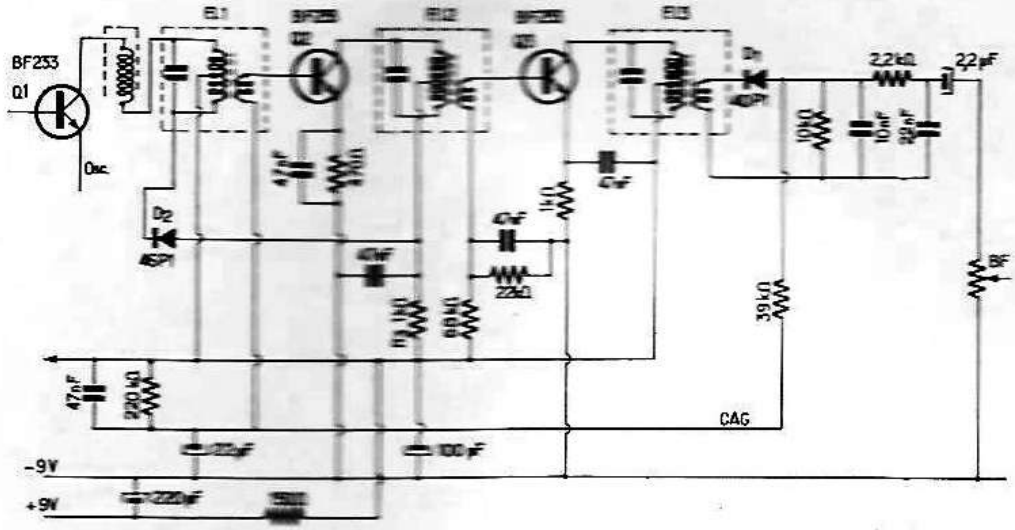


Fig. V-14

Quand le signal FI fourni par le convertisseur dépasse une certaine amplitude, la diode qui du point de vue HF est en parallèle sur le circuit par la résistance R_3 exerce un effet d'amortissement, c'est-à-dire que l'amplitude du signal est réduite par l'effet de charge que la diode exerce aux bornes du circuit accordé auxquelles elle est connectée.

Le seuil d'intervention est déterminé par la valeur de la résistance R_3.

La diode d'amortissement peut aussi être connectée au point haut du circuit accordé du premier transformateur FI.

Commande automatique de gain (C.A.G.)

Le contrôle automatique de gain a pour rôle de maintenir à la sortie du détecteur un signal aussi constant que possible, malgré les variations du signal d'antenne, celles-ci étant dues aux phénomènes d'évanouissement ou fading provenant de divers phénomènes. Le système de CAG doit, en outre, éviter la

surcharge des circuits FI en limitant les signaux provenant de postes émetteurs puissants ou rapprochés, et ne pas agir sur les courants faibles afin de ne pas influencer la sensibilité.

Le rôle du dispositif de CAG est de réduire le gain d'un ou de plusieurs étages d'amplification intermédiaire et, s'il y a lieu, celui de l'étage HF, sur les signaux forts, ou au contraire, de renforcer l'amplification sur les signaux faibles. En d'autres termes, le rôle du CAG est de maintenir, dans toute la mesure du possible, un niveau aussi voisin que possible d'une valeur moyenne déterminée.

Pour cela, on déplace le point de travail des transistors ou on fait varier l'amortissement d'un circuit accordé HF et FI.

Remarquons tout de suite que la commande CAG est rarement appliquée à l'étage oscillateur-mélangeur ou convertisseur de fréquence car son application pourrait entraîner l'arrêt des oscillations.

L'amplification peut être modifiée en faisant varier, soit le courant émetteur (CAG inverse), soit la tension de collecteur (CAG direct). On sait en effet que le gain d'un transistor est proportionnel au courant de l'émetteur ou à la tension appliquée sur le collecteur. Plus le courant émetteur est élevé, plus le gain est élevé ; de même, plus la tension collecteur est élevée, plus le gain est élevé. Dans les deux cas, un courant est indispensable. Comme le transistor est un système à courant, il faut, pour modifier ce dernier, prélever sur l'étage de contrôle un courant assez important, ce qui entraine une perte indiscutable de la puissance de sortie. La tension de contrôle est presque toujours prélevée à la sortie de l'étage détecteur. Le premier transistor FI agit pour la tension CAG comme amplificateur à courant continu.

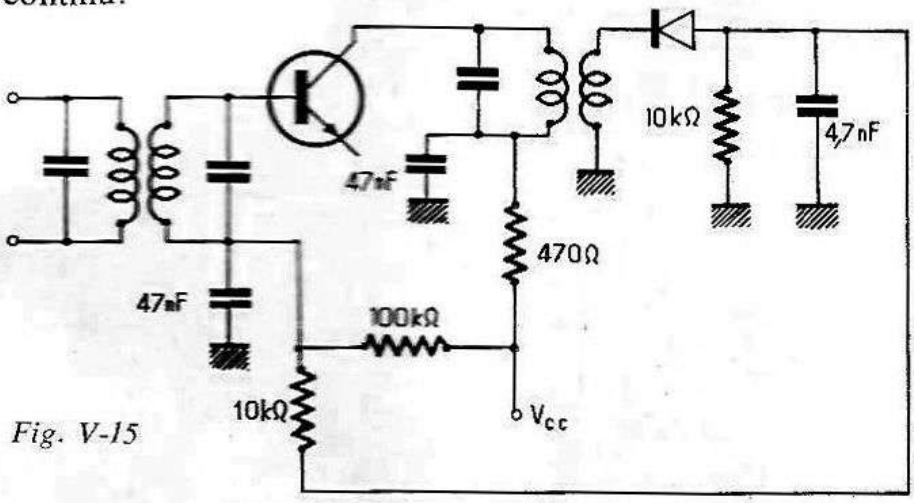


Fig. V-15

Pour éviter l'inconvénient cité précédemment, au lieu de faire varier le courant émetteur directement, on préfère appliquer la tension de contrôle à la base du transistor, et les variations qui en résultent dans le courant direct base-émetteur sont amplifiées. Si le signal d'entrée est élevé, la tension appliquée réduit le courant de l'émetteur et par conséquent, le gain de l'étage. Au contraire, lorsque le signal est faible, la tension appliquée est moins élevée, ce qui détermine un courant émetteur plus élevé et un meilleur gain. Le schéma de la figure V-15 s'appuie sur ce principe. La tension de contrôle négative est prélevée à la sortie de la diode de détection, puis après filtrage, est appliquée sur la base du transistor FI.

Le gain du transistor peut varier également avec la tension collecteur. On introduit une résistance de valeur relativement grande, de 10 000 Ω par exemple, dans le circuit collecteur. La tension de contrôle est toujours appliquée à la base. Elle détermine des variations du courant émetteur et du courant collecteur. Les changements, qui en résultent, en traversant la résistance collecteur provoquent une plus ou moins grande chute de tension, modifiant la tension appliquée à ce dernier et en conséquence le gain.

Il existe d'autres systèmes permettant d'améliorer l'efficacité du système CAG. Parmi ceux-ci le plus employé consiste à faire varier l'amortissement d'un circuit accordé FI à l'aide d'une diode polarisée en sens inverse en l'absence de signal et disposée en parallèle sur le circuit accordé. Nous en avons parlé précédemment.

L'étage détecteur

Pour la détection, il est possible de monter un transistor polarisé au cut-off ou une diode au germanium. Cette dernière est la plus généralement employée.

La figure V-16 indique la courbe caractéristique d'une diode V = f (I) sur laquelle on voit qu'à une alternance de tension correspond une alternance de courant redressé.

Les diodes au germanium utilisées dans le circuit détecteur d'un récepteur à transistors ont un bon rendement si elles sont convenablement polarisées et ainsi travaillent à un point de la courbe caractéristique à pente élevée.

Les montages de détecteurs sont classiques. Seules les valeurs des résistances de fuite d'anode ou de cathode peuvent paraître assez faibles. Le circuit secondaire du dernier transformateur FI étant d'impédance assez faible les résistances de charge de détection sont de l'ordre de 5 à 10 kΩ. Très souvent c'est le potentiomètre de volume contrôle qui joue le rôle de résistance de détection.

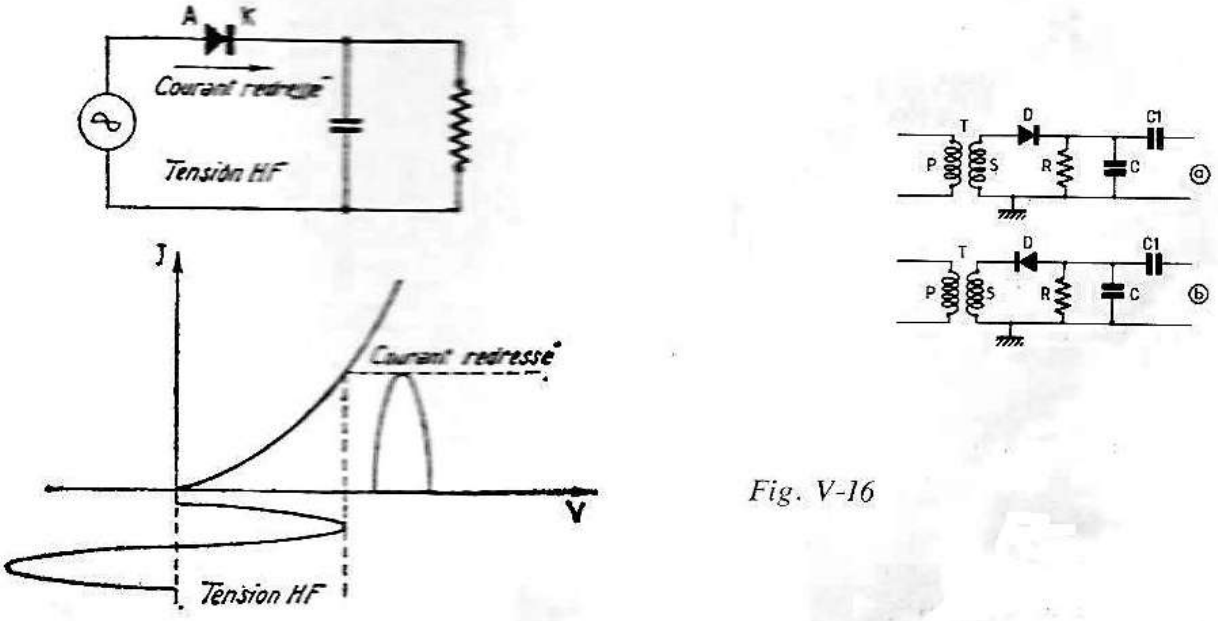


Fig. V-16

Un montage de détecteur à diode est donné à la figure V-16-a dans laquelle la diode D est montée avec l'anode tournée vers l'entrée, et la cathode vers la sortie.

Sur le montage de la figure V-16-b, la disposition des éléments est la même ; seule diffère l'orientation de la diode dont la cathode est tournée vers l'entrée et l'anode vers la sortie.

Dans les deux cas, le dernier transformateur FI transmet les signaux de fréquence intermédiaire.

La diode fonctionne d'une façon comparable à celle d'une diode redresseuse mono-alternance.

Dans le cas de la figure V-16-a, la diode ne laisse passer que l'alternance positive du signal HF modulé, puisque dans ce cas seulement, la diode est conductrice.

C'est le contraire qui se produit dans le cas du montage de la figure V-16-b.

La fonction détectrice s'explique à l'aide des schémas de la figure V-17.

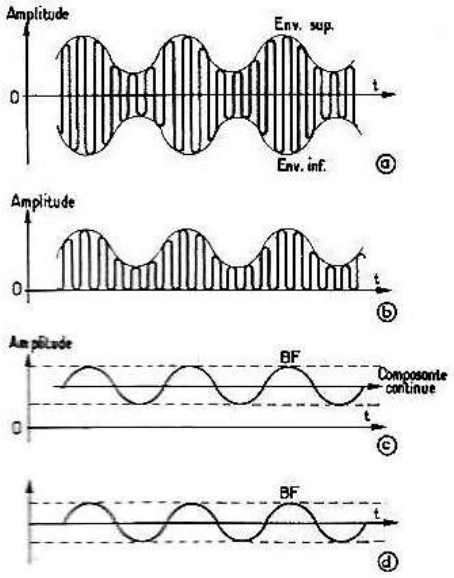


Fig. V-17

Le signal modulé en amplitude est représenté en (a). A la sortie du détecteur, aux bornes de la résistance R, en l'absence du condensateur C, on recueille seulement la moitié supérieure du signal, comme le représente la figure (b). Celle-ci est constituée d'un signal FI et de son enveloppe.

En présence du condensateur C, le signal FI est écoulé à la masse et il ne subsiste plus qu'un signal composite constitué d'une composante variable, qui n'est autre que le signal modulé, et d'une composante continue (fig. V-17-c).

Pour recueillir à la sortie du détecteur le seul signal modulé, il convient d'empêcher le passage de la composante continue au moyen du condensateur C_1 dont la valeur est généralement comprise, suivant les cas, entre 10 nF et 25 μF (fig. V-17-d).

Bien entendu, le montage de la figure V-16-b donne des résultats identiques, mais avec les alternances négatives.

La figure V-18 donne un exemple de montage d'une diode détectrice à la sortie du secondaire du dernier transformateur FI. La résistance de charge est constituée par le potentiomètre de 10 kΩ. La composante continue négative disponible à la sortie de la diode filtrée par l'ensemble 39 kΩ-4,7 μF est appliquée à la base du transistor amplificateur FI commandé par le CAG.

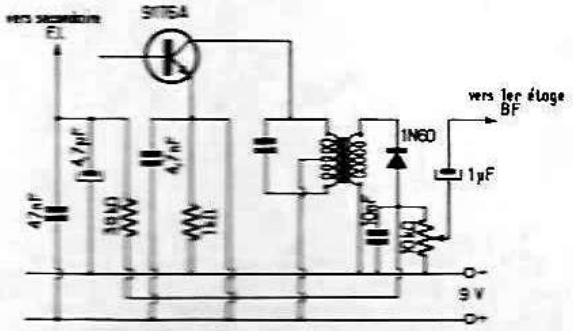


Fig. V-18

La composante continue de détection diminue la polarisation initiale de base (polarisation positive), donc le courant collecteur et le gain du transistor NPN diminue.

Dans le cas de l'utilisation de transistors PNP, le branchement de la diode serait inversé de façon à pouvoir disposer de tensions positives de CAG qui viendraient en déduction de la tension négative initiale de base.

Application des diodes à capacité variable dans les tuners

Les diodes à capacité variable, désignées aussi commercialement « varactor » ou « varicap », peuvent remplacer, dans de nombreuses applications les condensateurs fixes, ajustables ou variables, de construction classique.

Pour fonctionner, ces diodes doivent être polarisées en sens inverse, c'est-à-dire que l'anode doit être négative et la cathode positive. La capacité entre électrodes varie avec la tension de polarisation. De cette manière, au moyen d'un simple potentiomètre qui peut être éloigné de la diode, il est possible d'accorder le dispositif qui utilise cet élément.

L'emploi de ce système présente l'avantage de diminuer l'encombrement du tuner, étant donné que les dimensions des diodes n'ont rien de comparable avec celles des condensateurs variables classiques, et que les connexions entre composants et diodes sont réduites au minimum, avec les avantages que cela comporte dans le fonctionnement sur les fréquences élevées.

La figure V-19 donne un exemple d'application sur un tuner AM. Celui-ci ne comporte pas d'étage HF et est accordé uniquement sur la bande PO.

Il utilise un seul transistor Q_1 type BF179. Les diodes à capacité variable sont du type BA16 pour l'entrée et BA163 pour le circuit L_2 de l'oscillateur.

La self L_1 est un cadre de ferrite qui permet de couvrir la bande de 510 à 1 610 kHz. On peut voir que le système d'accord est constitué de la diode à

capacité variable et des condensateurs de 15 pF et 47 nF auxquels il faut ajouter les capacités parasites. Le condensateur de 15 pF est ajustable afin de permettre le réglage de la partie haute de la bande. L'ensemble R_1-R_2 en parallèle, ce qui confère à l'ensemble une valeur de 20 kΩ, amortit le circuit.

La polarisation de la diode est appliquée à travers R_1. Elle dépend de la tension au point commun du diviseur R_1-R_2 connecté entre masse (positive) et la tension de contrôle, négative par rapport à la masse. Cette tension est par conséquent inférieure à la tension disponible. L'anode de D_1 est au potentiel de masse à travers L_1.

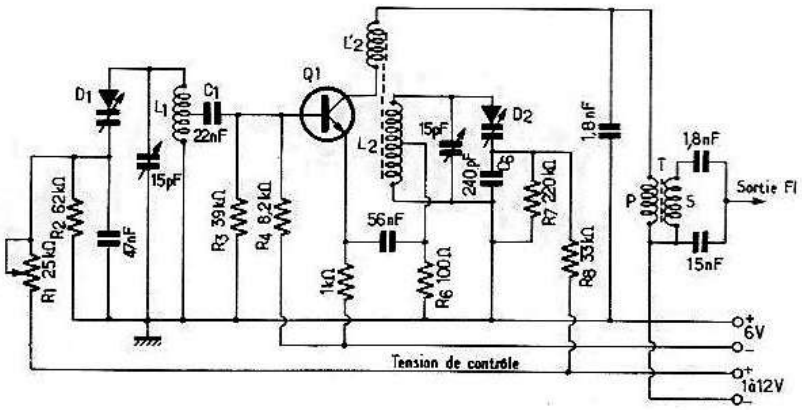


Fig. V-19

Pour une bonne adaptation, la base de Q_1, changeur de fréquence est connectée par l'intermédiaire de C_1 de 22 nF à une prise faite sur L_1. Cette prise est effectuée pour ajouter une résistance d'amortissement sur L_1, déterminée par les valeurs de R_3 et R_4 et la résistance d'entrée du transistor. Elle doit être voisine du côté masse. L'oscillation s'obtient entre collecteur et émetteur, avec l'aide des selfs L_2-L'_2.

Le circuit d'accord comporte L_2, le condensateur ajustable parallèle de 15 pF qui sert de trimmer pour la régulation de la diode D_2, en série avec C_6, dont la valeur est réduite à 240 pF. La polarisation de diode s'effectue au moyen du diviseur de tension R_7-R_8. Les valeurs de R_1, R_2, R_7 et R_8 sont choisies de façon que les variations de capacité de D_1 et D_2 s'effectuent avec la même tension qui varie entre 1 et 12 V.

Le signal de fréquence intermédiaire s'obtient sur le collecteur de Q_1. Du primaire du transformateur T, il est transmis au secondaire, et la sortie du signal s'obtient sur une prise du diviseur capacitif 1,8 nF-15 nF, à faible impédance ; dans la pratique, on utilise un câble coaxial de 75 ou 50 Ω. La fréquence intermédiaire est de 465 kHz. Au cours des oscillations, la tension HF aux bornes de L_2 est approximativement de 60 mV. La diode ne doit pas être soumise à une tension pointe à pointe supérieure à 0,8 V.

Pour assurer une tension d'oscillation constante, la section inférieure de L_2 est shuntée par une résistance de 100 Ω. La tension d'accord est de 12 V, ce qui permet à la diode de présenter une capacité maximale de 220 pF.

Pour l'ajustage, on dispose de deux trimmers, de la possibilité d'agir sur C_6 et de modifier les valeurs des diviseurs de tension R_1-R_2 et R_7-R_8.

Application des transistors au silicium BF194 et BF195 dans un radiorécepteur AM à 6 transistors

Le circuit proposé a été étudié pour que la qualité du récepteur soit maintenue malgré la réduction du nombre des composants.

La partie conversion de fréquence et amplification à fréquence intermédiaire comporte trois étages, la partie basse fréquence est à deux étages. L'étage de sortie est un push-bull asymétrique sans transformateur qui peut fournir 0,9 W dans le haut-parleur.

Généralités

Le schéma d'un récepteur AM à 6 transistors est donné figure V-20.

Dans l'étude d'un récepteur économique, il est difficile de concilier la réduction du nombre de composants, actifs et passifs, avec la qualité.

La composition actuelle la plus classique de la partie HF, comprenant 3 éléments actifs : 1 transistor en oscillateur-mélangeur et 2 transistors en amplificateur de fréquence intermédiaire, ne peut être réduite sans entrainer les inconvénients suivants :

— diminution de la sélectivité ;
— difficulté de réaliser une commande automatique de gain efficace ;
— tendance à l'instabilité si l'on veut obtenir une sensibilité poussée.

Cependant l'économie de composants passifs a pu être réalisée en employant les transistors au silicium du jeu 40 820 dont le principe d'application est exposé plus loin. Son utilisation permet le système de la polarisation en courant simplifié par rapport au système classique.

D'autre part, le schéma a été étudié pour réduire au minimum l'influence de la diminution de tension de batterie. L'amplificateur basse fréquence, sans transformateur, ne possède que trois éléments actifs : 1 transistor BC148B et une paire complémentaire AC187-AC188. Son originalité réside dans le fait que la tension de contre-réaction appliquée en série avec la résistance de détection procure une impédance d'entrée élevée de l'amplificateur basse fréquence.

Caractéristique du jeu de transistors 40 820

Les transistors au germanium sont généralement utilisés dans le circuit de polarisation représenté à la figure V-21-a. La résistance R_E du circuit de l'émetteur, d'une part, le pont de base R_{P1} R_{P2} d'autre part, réduisent les effets qu'occasionneraient les dispersions des caractéristiques des transistors, les variations des tensions d'alimentation et les écarts de température.

Les transistors au silicium présentent deux différences essentielles par rapport aux transistors au germanium :

1° La tension base-émetteur V_{BE} pour $I_E = 1$ mA est :

$$S_I = 0,7 \text{ V}$$
$$G_E = 0,27 \text{ V}$$

2° Le courant de fuite I_{CBO} est négligeable même aux températures ambiantes élevées.

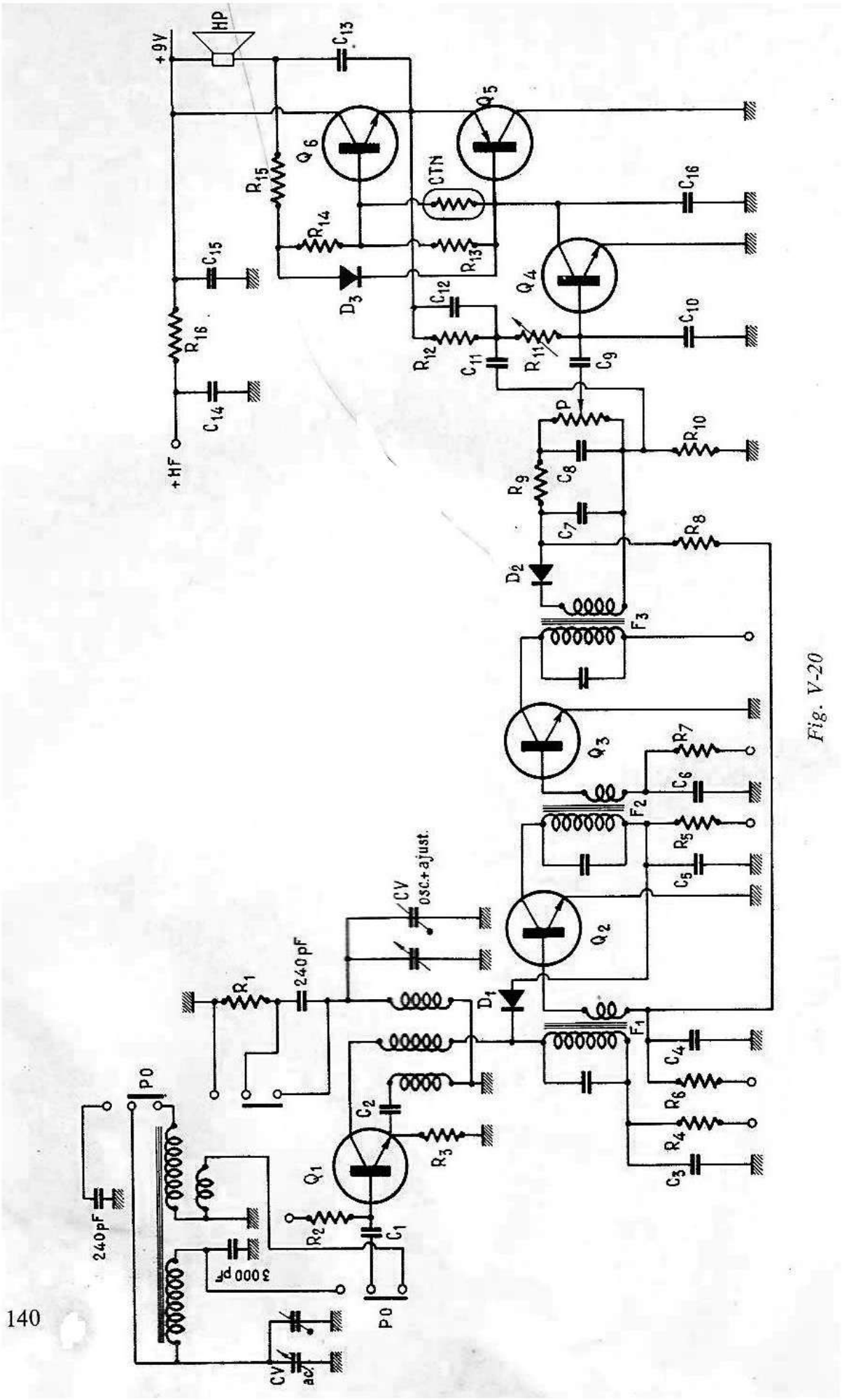

+9V
HP
C13
Q5
Q6
CTN
R15
R14
C16
C15
R13
Q4
D3
C12
C10
R16
R12
C11
R11
C9
C14
+HF
P
R10
R9
C8
C7
R8
D2
F3
Q3
R7
C6
F2
R5
C5
CV
osc.+ajust.
Q2
240pF
R1
D1
F1
C4
R6
C2
R4
R3
C3
Q1
240pF
R2
C1
3000 pF
PO
PO
CV
ac

Fig. V-20

Si l'on utilise un transistor au silicium dans le circuit de la figure V-21-a, il faut que la chute de tension dans R_E soit proportionnelle à V_{BE} pour qu'aux mêmes variations de la tension d'alimentation correspondent les mêmes variations de courant, donc d'amplification de l'étage. Cette chute de tension accrue peut cependant ne plus être acceptable dans le cas, par exemple, où la tension d'alimentation est inférieure ou égale à 6 V. Dans ce cas, si l'on maintient $R_E = 1\ k\Omega$ avec $I_E = 1$ mA, le courant et, par conséquent, la « pente » sont réduits de moitié, pour un transistor au germanium, quand la tension d'alimentation de l'étage chute de 5,25 à 3,2 V, et sont réduits au tiers pour un transistor au silicium dans les mêmes conditions.

Pour ramener la perte de sensibilité qui s'ensuit, de 1/3 à 1/2, la meilleure solution qui convient aux transistors au silicium est la *polarisation en courant*, comme l'indique le circuit de la figure V-21-b.

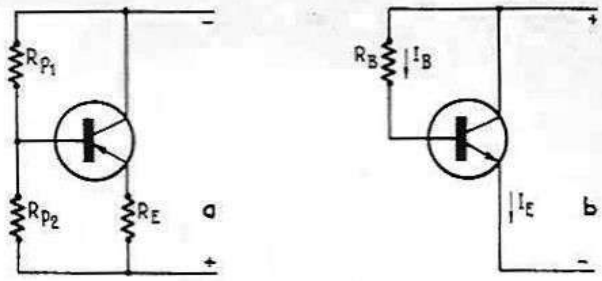


Fig. V-21

Ce circuit présente aussi l'avantage de ne nécessiter qu'une seule résistance de polarisation et d'économiser ainsi deux résistances et un condensateur de découplage ; de plus la sensibilité ne dépend pas de la température ambiante.

La dispersion du courant d'émetteur, à courant de base donné — ou inversement — occasionne une dispersion de l'amplification. Pour l'annuler, il convient donc d'ajuster la valeur de R_B en fonction de la valeur de I_B de chaque échantillon.

Si l'on consent une dispersion de sensibilité du même ordre de grandeur que celle qu'occasionneraient les transistors au germanium associés au circuit de la figure V-21-a, les transistors au silicium associés au circuit de la figure V-21-b à résistance R_B fixe, doivent être situés à l'intérieur d'une fourchette de tolérance de « facteur » 1,5-2. C'est à cet effet que le jeu 40 820 comporte trois transistors dont les facteurs de tolérance vont de 1,6 à 1,9 environ et sont répartis et affectés comme suit :

Un grand nombre de récepteurs portables de construction française sont alimentés à partir d'une tension de 9 V. C'est cette tension qui a été retenue pour cet exemple d'utilisation.

Le resserrement des tolérances de I_B de chacun des transistors du jeu permet donc l'utilisation du circuit de polarisation en courant.

Considérations techniques particulières

Stabilité électrique et thermique de l'étage final.

Il n'a pas été prévu de résistance dans les émetteurs des transistors AC187-188, mais on utilise pour stabiliser le courant de repos de l'étage final (réglé entre

3 et 4 mA par la résistance ajustable R_{14}), une CTN qui agit en fonction des variations de la température ambiante, et une diode BA114 qui agit en fonction de la diminution de tension de la batterie.

Circuit de C.A.G. et de détection

Le schéma de ce circuit est représenté figure V-22.

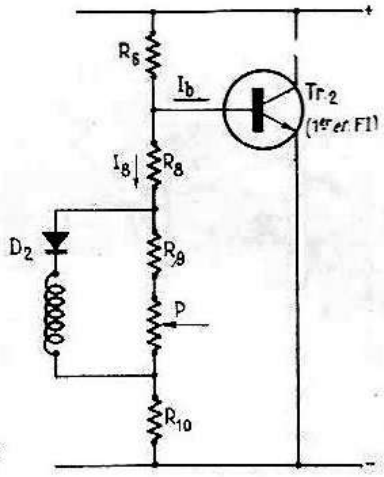


Fig. V-22

On se rend compte que pour réduire l'effet de la variation de tension de batterie sur le courant nominal de repos de T_{R2}, le courant I_S doit être aussi faible que possible par rapport à I_{bn}. R_S doit donc avoir une valeur suffisamment grande. On observe également qu'une valeur élevée de la résistance du circuit de détection (R_9 + P) est nécessaire pour que :

— le maximum du courant I_S, peu élevé, polarise la diode afin d'éviter la distorsion de détection aux faibles signaux ;

— la plus grande tension continue détectée possible soit disponible pour produire la variation ΔI de C.A.G. nécessaire ;

— la plus grande tension de signal détecté soit appliquée à l'amplificateur basse fréquence.

Ces différentes considérations ont conduit à adopter les valeurs indiquées dans la nomenclature.

I_E = 1 mA Tolérance sur I_B	Appellation	Fonction
5 à 9 μA	BF194 - B	Oscillateur-Mélangeur
9 à 14 μA	BF194 - C 195	1er étage FI
14 à 26 μA	BF 195 - D	2e étage FI

Nomenclature des éléments

Résistances

$R_1 = 270\,k\Omega$ 1/8 W - COGECO à couche de carbone ; $R_2 = 1\,M\Omega$ 1/8 W ; $R_3 = 470\,\Omega$ 1/8 W ; $R_4 = 470\,\Omega$ 1/8 W ; $R_5 = 1{,}5\,k\Omega$ 1/8 W ; $R_6 = 220\,k\Omega$ 1/8 W ; $R_7 = 470\,k\Omega$ 1/8 W ; $R_8 = 47\,k\Omega$ 1/8 W ; $R_9 = 4{,}7\,k\Omega$ 1/8 W ; $R_{10} = 33\,\Omega$ 1/8 W ; $R_{11} = 1\,M\Omega$ ajust. 1/4 W ; $R_{12} = 1{,}2\,k\Omega$ 1/4 W ; $R_{13} = 150\,\Omega$ 1/4 W ; $R_{14} = 500\,\Omega$ ajust. 1/4 W ; $R_{15} = 820\,\Omega$ 1/4 W ; CTN = 130 Ω ; P = 22 kΩ R.T.C. ; $R_{16} = 220\,\Omega$.

Diodes

D_1 = OA92 R.T.C. ; D_2 = OA92 R.T.C. ; D_3 = BA114 R.T.C.

Condensateurs

C_1 = 47 nF COGECO ; C_2 = 20 nF ; C_3 = 47 nF ; $C_4 = 10\,\mu F$ 6 V ; C_5 = 47 nF ; C_6 = 47 nF ; C_7 = 47 nF ; C_8 = 4,7 nF ; $C_9 = 16\,\mu F$ 10 V ; C_{10} = 4,7 nF ; $C_{11} = 64\,\mu F$ 10 V ; C_{12} = 10 nF ; $C_{13} = 500\,\mu F$ 6,4 V ; $C_{14} = 64\,\mu F$ 10 V ; $C_{15} = 250\,\mu F$ 10 V ; C_{16} = 20 nF COGECO.

Transistors

Q_1 = B - Q_2 = C - Q_3 = D : Jeu 40.820, BF194 - BF194/195 - BF195 RTC ; Q_4 = BC148 B RTC ; Q_5 = AC188 RTC : Q_6 = AC187 RTC ; HP = 10 Ω.

Surface minimum totale des radiateurs pour les 2 transistors AC187-AC188 : 15 cm^2.

Bobinages

F_1 : K141 modifié (1) ; F_2 : K101 ; F_3 : K143
Circuits FI « OREOR » 480 kHz.
(1) Le secondaire comporte à l'origine 6 tours qui ont été ramenés à 4.
C.V. : 120-280 pF série 16 000 Aréna.

Caractéristiques du circuit « HF » (cadre) montage « parallèle non série » CV-2 = 280 pF.

Bobine PO $Q_0 \approx 210$ (à vide, monté sur châssis et à 600 kHz).

Inductance moyenne primaire : $275\,\mu H$ 63 sp. 15 brins 5/100.

Inductance moyenne secondaire : $275\,\mu H$ 5 sp. 15 brins 5/100.

Bobine GO $Q_0 \approx 130$ (à vide sur châssis et à 160 kHz).

Inductance moyenne primaire : $2\,800\,\mu H$ 186 sp. en 20/100 émail.

Inductance moyenne secondaire : $2\,800\,\mu H$ 9 sp. en 20/100 émail.

Variante : primaire : $2\,900\,\mu H$ 195 sp. en 20/100 émail, enroulement base remplacé par 3 000 pF polystyrène entre bas de primaire et masse.

Bâtonnet antenne-cadre : R.T.C. réf. 9,7/200 3 D 3.

(D'après une documentation du laboratoire d'application La Radiotechnique-Coprim R.T.C.)

Caractéristiques du circuit oscillateur : G139 « OREOR »

Enroulement	Nombre de tours	Fil	$L\mu_H$	Branchement
Emetteur	5	5 brins 5/100		A - Masse
Collecteur	7	5 brins 5/100		C - B
Oscillateur	130	5 brins 5/100	172	Q_0 80,CV- 1 : 120 pF

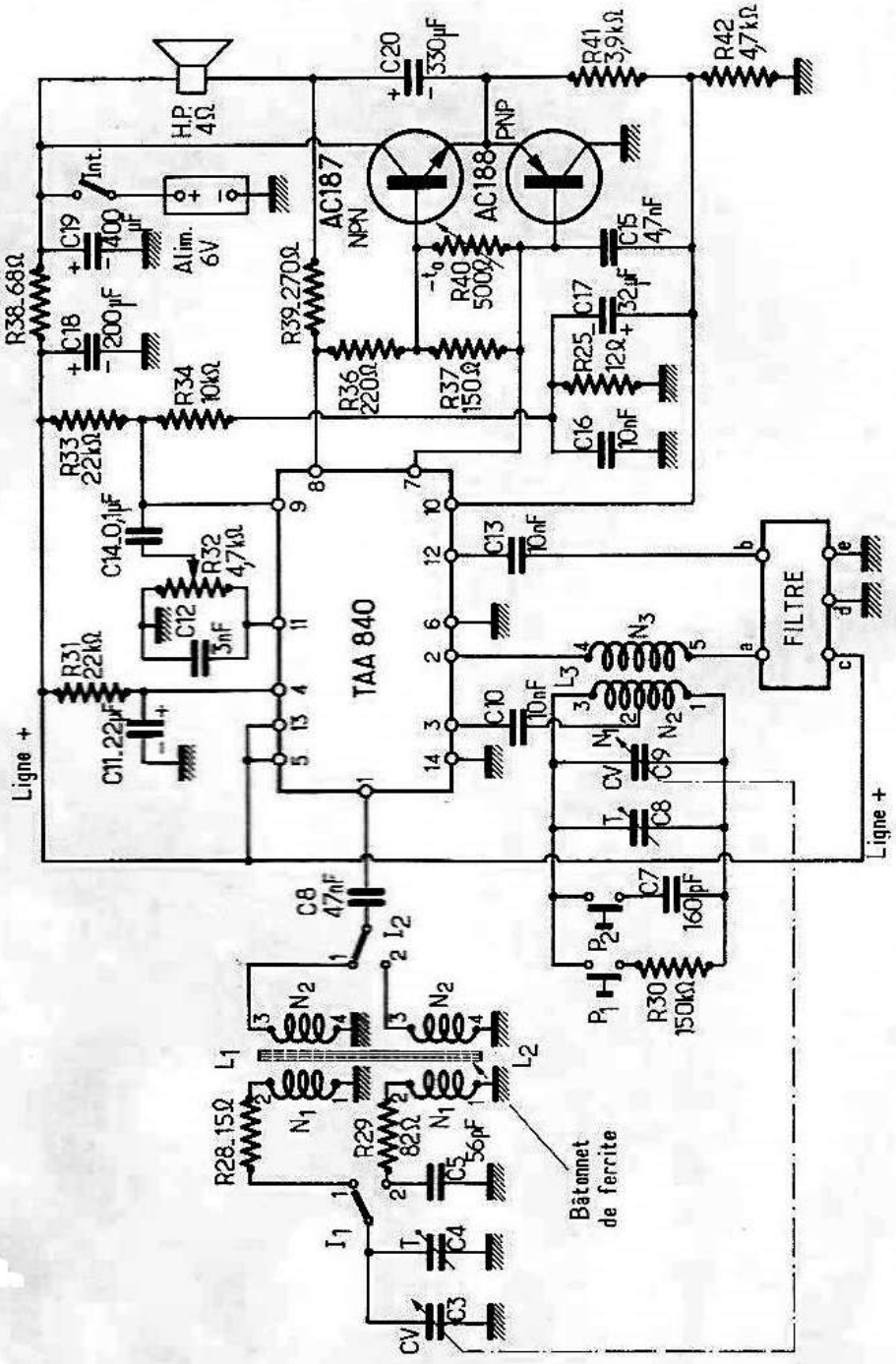


Fig. V-23

Radiorécepteur AM à circuits intégrés

Les récepteurs AM actuellement disponibles sur le marché font en général appel aux transistors et aux diodes.

Toutefois, les montages les plus récents utilisent les circuits intégrés (CI) et il est probable que cette technique va se généraliser.

Les CI peuvent remplacer tous les étages d'un radiorécepteur y compris la section BF.

Sans nous étendre sur cette technique d'avant-garde, il nous paraît intéressant de présenter un montage équipé du CI TAA840 proposé par la Radiotechnique-RTC.

Le CI TAA840 comprend 16 transistors et 6 diodes. On y trouve également la capacité de détection et 27 résistances fixes, le tout présentant un encombrement de 20 × 10 × 10 mm.

On conçoit l'économie d'encombrement que l'emploi des CI permet de réaliser et, un jour prochain, les dimensions du radiorécepteur seront seulement déterminées par l'encombrement du haut-parleur dont la miniaturisation est limitée pour des raisons de qualité de reproduction.

Examen du schéma

Le récepteur représenté à la figure V-23 permet la réception des gammes PO-GO. Comme on le voit, seul l'étage d'amplification BF reste traditionnel. Il est équipé de deux transistors complémentaires AC187 et AC188.

La puissance de sortie peut atteindre 900 mW avec une distorsion de l'ordre de 10 %. Cette dernière peut être ramenée à 1 % pour une puissance de 450 mW et à 1,5 % jusqu'à 700 mW.

Le CI est représenté par un rectangle avec ses 14 broches, disposées dans un ordre différent de la disposition réelle pour des facilités d'établissement du dessin.

Tous les commutateurs sont en position GO sur le schéma.

Les bobinages d'entrée sont montés sur un bâtonnet de ferrite constituant l'antenne. Le commutateur I_1-I_2 effectue la commutation PO-GO.

Le bobinage oscillateur, commun aux deux gammes d'ondes, est constitué par L_3 composé de deux enroulements dont l'un est à prise. Ce dernier est accordé par le condensateur variable C_9 associé à l'ajustable C_8 et à un poussoir qui, en PO, branche R_{30} de 150 kΩ en parallèle sur la bobine, et en GO, met en circuit le condensateur C_7 de 160 pF.

La bobine d'entretien des oscillations est branchée entre le filtre et le point 2 du CI.

On constate que le bobinage FI réalisé avec le filtre est en série avec la bobine 4-5 de l'oscillateur.

Le signal FI est donc sélectionné par le filtre et transmis au CI qui l'amplifie et le détecte.

Le signal fourni par le CI est prélevé au point 2 et transmis à l'étage de sortie à transistors à symétrie complémentaire AC187/AC188.

La tension d'alimentation est de 6 V.

Il s'agit là, bien entendu, d'un montage de base qui peut différer sur certains points pour une application commerciale.

RECEPTION A MODULATION DE FREQUENCE (FM)

Récepteur à modulation de fréquence (FM)

Le récepteur à modulation de fréquence (FM) diffère par quelques aspects du récepteur à modulation d'amplitude (AM). Les caractères généraux de la réception de la modulation de fréquence sont les suivants :

Un bon récepteur FM doit amplifier sans souffle apparent, les signaux reçus qui sont, dans la bande II des VHF alloués à la FM, de l'ordre de 100 MHz, ce qui suppose d'excellents transistors amplificateurs et changeurs de fréquence pour cette bande.

Après changement de fréquence, on doit amplifier en moyenne fréquence, généralement sur 10 MHz environ ou, parfois, sur une fréquence plus faible.

Pour les fréquences de cet ordre de grandeur, il existe actuellement de nombreux types de transistors donnant d'excellents résultats.

La détection ne pose aucun problème, car les discriminateurs des appareils FM à transistors utilisent des diodes semi-conductrices identiques à celles des récepteurs à lampes.

Reste enfin la basse fréquence. Nul n'ignore que le principal objet de la FM est de donner des auditions de musicalité exceptionnelle, ce qui suppose une puissance suffisante supérieure à 1 W modulé, des distorsions très réduites, une courbe de réponse étendue, cette dernière se justifiant par le fait que les émetteurs FM transmettent des signaux BF jusqu'à 10 kHz et plus, ce qui n'est pas le cas des émetteurs à modulation d'amplitude.

Les parties essentielles d'un récepteur FM à transistors sont : étage HF, changeur de fréquence, amplificateur MF, discriminateur, amplificateur BF, alimentation.

On reçoit très souvent la FM au moyen d'un appareil récepteur incomplet, car il lui manque la section basse fréquence.

Ce récepteur, appelé « Tuner FM », étant limité du côté sortie, à l'étage discriminateur, constitue une source de signaux BF qui doit être connectée à un amplificateur BF d'excellente qualité constituant l'un des maillons d'une chaîne haute fidélité.

Etage HF pour récepteur FM

Comme il s'agit de recevoir une bande comprise entre 86 et 100 MHz, l'emploi des transistors VHF s'impose. La figure V-24 donne un schéma d'un tel étage.

L'antenne est connectée aux bornes du primaire L_2 du transformateur VHF T_1. Le secondaire L_1 est inséré dans le circuit émetteur. Il est facile de voir que le montage est à base commune polarisée par R_1C_1, la tension HF amplifiée apparaissant aux bornes du circuit L_3 accordé par le condensateur variable C_4 et le condensateur C_5. Le condensateur C_6 transmet le signal HF au point X_1 qui représente l'entrée du changeur de fréquence.

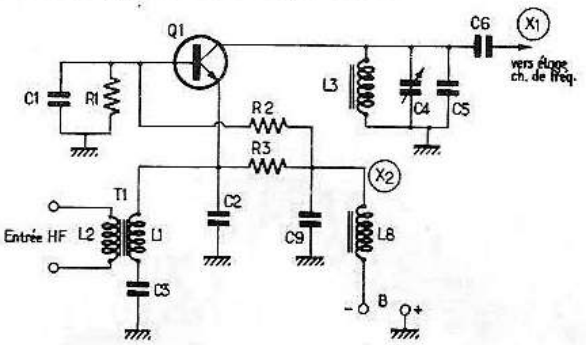


Fig. V-24

On remarquera qu'il n'y a pas de condensateur variable d'accord aux bornes du secondaire L_1 du transformateur d'entrée T_1. Cette particularité s'explique par le fait que la bande à recevoir étant large on a prévu pour le circuit d'entrée un accord fixe obtenu avec C_2, sur la fréquence médiane de la bande, ce qui supprime tout réglage, car le circuit d'entrée est fortement amorti par la résistance d'entrée du transistor.

Par contre, le circuit de collecteur L_3 C_4 C_5 est moins amorti et se prête à un accord variable sur la station choisie. C_4 est conjugué avec le condensateur variable du changeur de fréquence d'où réglage unique.

La base du transistor Q_1 est polarisée par R_1 et R_2, cette dernière résistance étant réliée au point X_2 sur la ligne négative de l'alimentation. Remarquer le découplage spécial pour la partie HF et changeuse de fréquence, réalisé avec la bobine L_8 et le condensateur C_9.

Le schéma de la figure V-25 utilise un transistor BF195. L'antenne, constituée par un câble bifilaire 300 Ω, est branchée aux extrémités du bobinage d'entrée

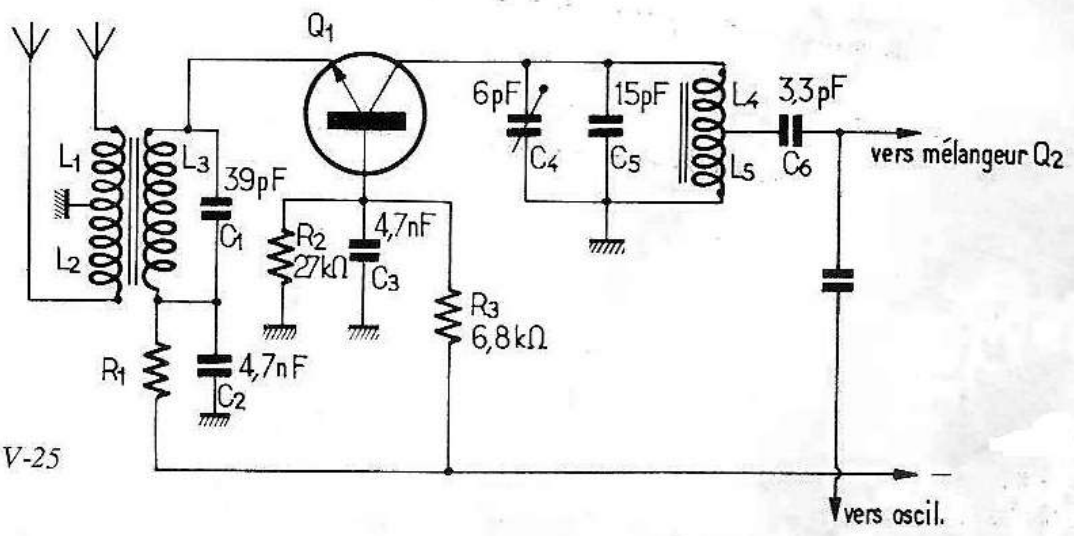


Fig. V-25

L_1-L_2. On pourrait également utiliser un coaxial 75 Ω en reliant le conducteur extérieur à la prise médiane de masse et le conducteur intérieur à l'extrémité de L_1, l'extrémité de L_2 restant libre. Le circuit secondaire L_5-C_1 est accordé sur le milieu de la bande FM ; la bande passante doit être supérieure à 20 MHz.

Comme on peut le voir, ce système est à accord fixe. Le transistor Q_1 est monté dans un circuit à base commune ; sa base, découplée par C_3 est polarisée négativement par rapport à la masse à l'aide du diviseur R_2-R_3.

La largeur de bande nécessaire est obtenue sans qu'il soit nécessaire de disposer une résistance en parallèle, grâce à l'utilisation de l'émetteur comme électrode d'entrée.

Le signal amplifié est prélevé sur le collecteur, puis transmis au mélangeur par le circuit accordé C_4-C_5, L_4-L_5, et par le condensateur C_6 ; l'adaptation est obtenue par la prise intermédiaire.

L'accord est réalisé par le condensateur variable C_4 gauche avec le condensateur de l'étage oscillateur.

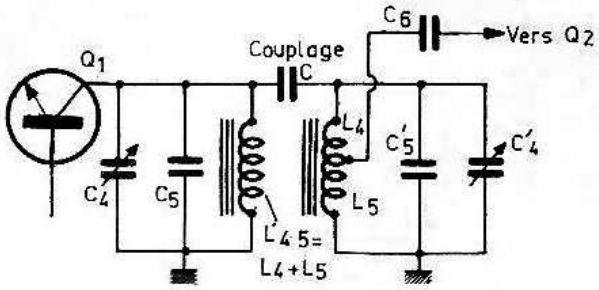


Fig. V-26

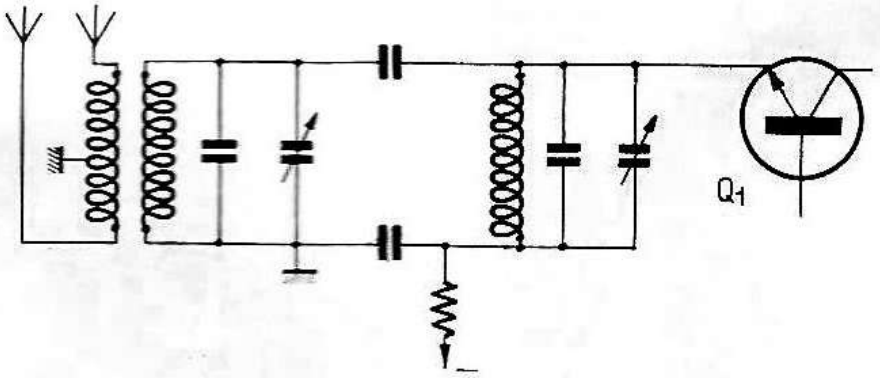


Fig. V-27

C_5 disposé en parallèle assure un certain étalement. Il existe, bien entendu, de nombreuses variantes d'étages amplificateurs HF. Notamment la liaison entre la sortie HF et le mélangeur peut être réalisée par un filtre de bande à deux circuits à accord variable comme c'est le cas à la figure V-26.

Sur certains montages, le circuit d'entrée comporte un présélecteur à deux circuits à accord variable, tandis que la liaison entre HF et mélangeur est à accord fixe, avec circuit à large bande. Un tel circuit est représenté à la figure V-27.

Changeur de fréquence pour récepteur FM

Le schéma d'un étage changeur de fréquence à transistor unique est indiqué à la figure V-28. Il est destiné à faire suite à l'étage HF de la figure V-24.

Le signal HF amplifié est appliqué à l'émetteur, la base étant commune par la mise à la masse par C_7 et C_8. Le signal incident est mélangé dans le circuit émetteur car la bobine d'entretien de l'oscillateur L_4L_5 est insérée dans son circuit. Elle est couplée à la bobine de collecteur L_5, reliée à ce dernier par C_{22}.

L'alimentation du collecteur s'effectue à travers le primaire L_6 du transformateur FI accordé sur 10,7 MHz et dont le secondaire L_7 shunté par R_7 est à relier à l'entrée du premier transistor FI.

Remarquer que le couplage entre L_4 et L_5 n'est pas magnétique mais électronique, s'effectuant à l'aide du condensateur C_{11} de 3 pF.

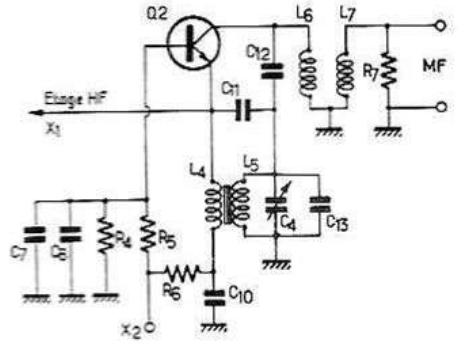


Fig. V-28

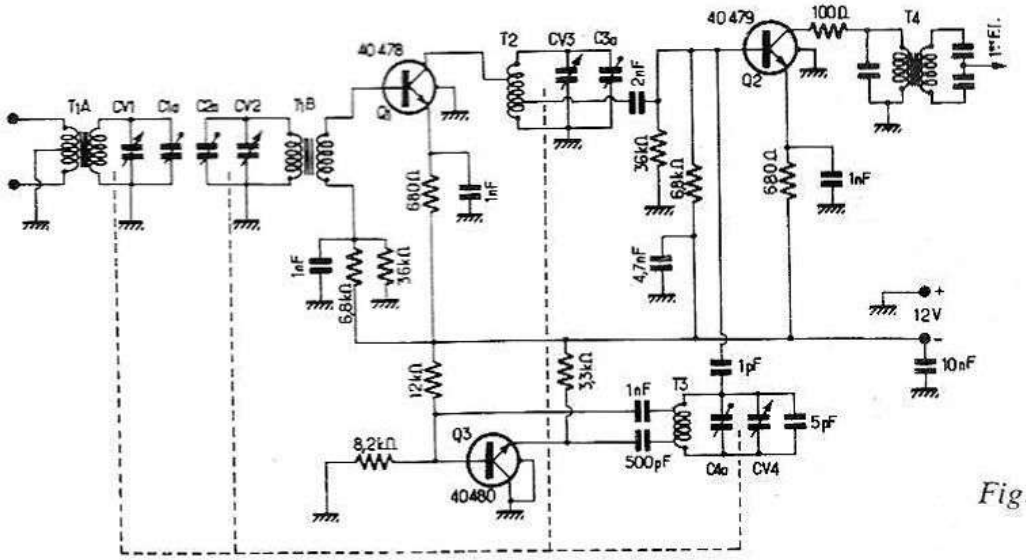


Fig. V-29

Le schéma de la figure V-29 représente un étage changeur de fréquence équipé de deux transistors.

L'entrée s'effectue par une prise d'antenne sous une impédance de 300 Ω symétrique. Le signal prélevé par l'aérien est transmis par induction au secondaire accordé CV_1 variable et C_{1a} ajustable. D'autre part, ce secondaire couplé magnétiquement avec le primaire de T_1B constitue avec ce dernier un filtre de bande. Un circuit de ce genre permet d'obtenir une grande sélectivité grâce à l'accord des deux bobines et à leur couplage peu poussé.

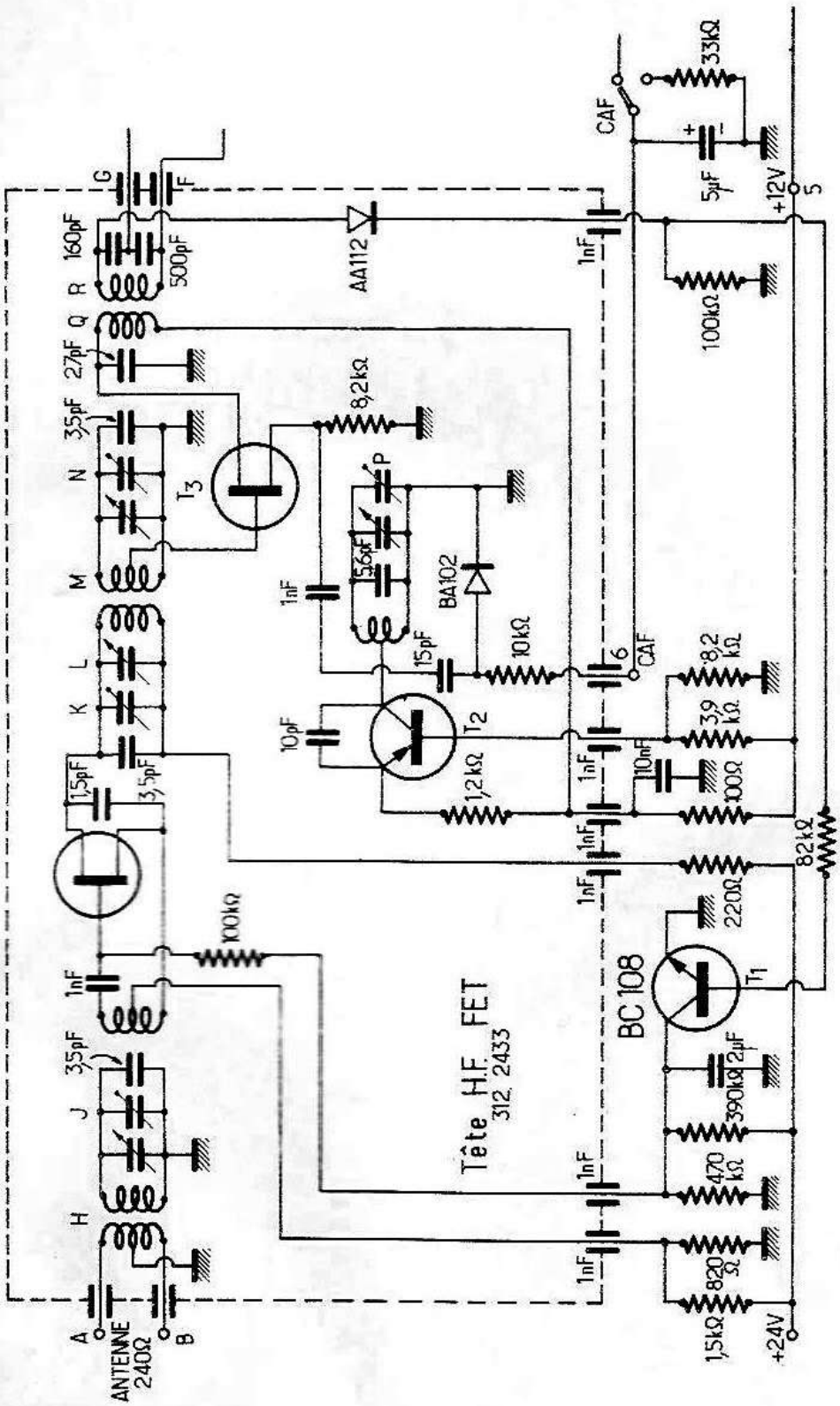

Tête H.F. FET
312. 2433
BC 108
AA112
BA102
ANTENNE
240Ω
+12V
+24V
CAF
100kΩ
33kΩ
5µF
1nF
8,2kΩ
10kΩ
15pF
10pF
1,2kΩ
3,9 kΩ
8,2 kΩ
100Ω
10nF
82kΩ
220Ω
2µF
390kΩ
470 kΩ
820 Ω
1,5kΩ
100kΩ
1,5pF
3,5pF
35pF
27pF
160pF
500pF
T1
T2
T3

Fig. V-30

Le premier transistor Q_1, de type NPN est monté en amplificateur HF à émetteur commun. Après amplification, le signal HF, à la fréquence f_1 est prélevé sur le collecteur, puis appliqué au transformateur à prises T_2. Ces dernières assurent une parfaite adaptation aussi bien avec le collecteur de Q_1 qu'avec la base de Q_2.

L'étage mélangeur est également équipé d'un transistor NPN monté en émetteur commun. Le signal incident est appliqué à la base, à travers un condensateur de 2 000 pF. Le signal local provenant de l'oscillateur Q_3 est également transmis à la base par un condensateur de 1 pF.

Le signal prélevé sur le collecteur de Q_2 constitue le signal à moyenne fréquence f_m, généralement de 10,7 MHz. Il est appliqué à l'entrée de l'amplificateur moyenne fréquence.

Quant à l'oscillateur local, il ne comporte qu'une seule bobine de couplage, T_3, entre émetteur et base. L'accord est obtenu grâce au condensateur variable C_4, au condensateur ajustable C_{4a} et au condensateur fixe de 5 pF.

On remarquera le mode de branchement particulier de l'alimentation. Le + alimentation est relié à la ligne de masse tandis que les circuits d'émetteurs sont polarisés à partir du — alimentation.

Têtes FM à semiconducteurs modernes

Un premier exemple de tête FM équipée de composants actifs modernes est représenté à la figure V-30. On y retrouve l'étage d'entrée amplificateur haute fréquence et l'étage mélangeur utilisant deux transistors à effet de champ. Seul l'étage oscillateur reste équipé d'un transistor au germanium.

Cette tête permet l'utilisation de deux types d'antenne :
— Ant. 300 Ω symétrique.
— Ant. 75 Ω asymétrique.

L'accord des circuits d'antenne, ainsi que celui du filtre de bande et de l'oscillateur local s'effectue au moyen d'un condensateur variable à quatre cages, ce qui assure une bonne sélectivité.

La bande couverte s'étend de 86,5 à 108 MHz.

Une parfaite stabilité est obtenue au moyen d'un circuit automatique de gain de la tête HF équipé d'un transistor au silicium BC108.

La correction automatique de fréquence utilise une diode Varicap qui assure un rattrapage de la fréquence dans les limites de ± 300 kHz.

La sortie s'effectue sur 10,7 MHz.

Amplificateur F.I.

Choix de la fréquence.

En pratique, il est d'usage d'adopter une fréquence intermédiaire légèrement plus grande que la moitié de la bande FM entière. Puisque la bande FM s'étend de 88 à 108 MHz, soit sur 20 MHz, une FI de 10,7 MHz élimine les risques d'interférences par fréquence image.

La fréquence de 10,7 MHz est à peu près partout employée pour les amplificateurs à fréquence intermédiaire des récepteurs à modulation de fréquence. Mais avec une FI aussi élevée, l'amplification est plus difficile à obtenir et plusieurs étages sont nécessaires.

Un bon amplificateur doit avoir une bande passante de l'ordre de 160 kHz à — 3 dB. On peut l'obtenir avec trois filtres de bande de largeur au même niveau de 230 kHz et un kQ de 1,2.

Amplificateur FI, 10,7 MHz, FM à transistors planars épitaxiaux

Le schéma de cette partie essentielle d'un récepteur FM est donné par la figure V-31.

On applique le signal à 10,7 MHz, à amplifier, au primaire du premier transformateur T_1. Pratiquement, ce primaire fait partie du circuit de sortie du changeur de fréquence.

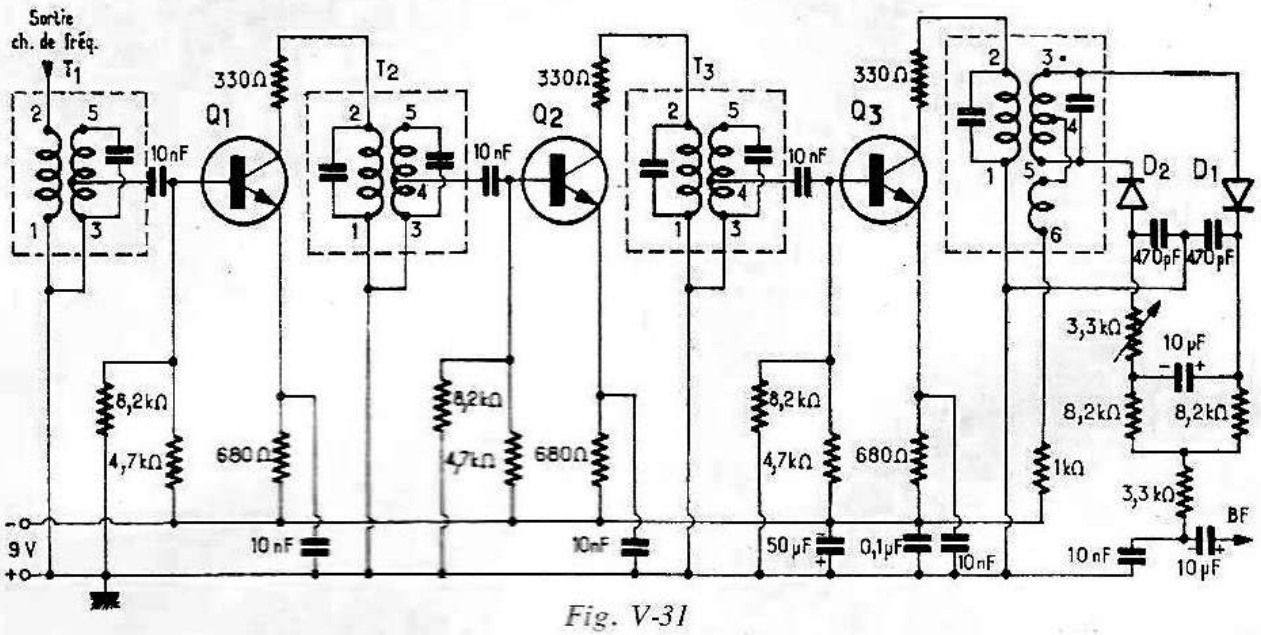


Fig. V-31

Le secondaire accordé de T_1 possède une prise permettant l'adaptation au circuit de base du transistor Q_1 en réalisant un rapport de transformation abaisseur de tension. Un condensateur isolateur de 10 000 pF transmet le signal à la base du transistor. Cette électrode est polarisée par le diviseur de tension 4,7 kΩ — 8,2 kΩ monté entre la ligne négative et la ligne positive et de masse de l'alimentation de 9 V prévue pour ce montage.

L'émetteur de Q_1 est polarisé par 680 Ω et découplé par 10 000 pF.

Ce montage FI ne comportant pas de dispositif de neutrodynage, la stabilité est obtenue en insérant entre collecteur et transformateur T_2, une résistance de 330 Ω. Ce procédé réduit légèrement le gain mais assure une grande sécurité de fonctionnement en évitant des mises au point fastidieuses à la construction ou après un dépannage.

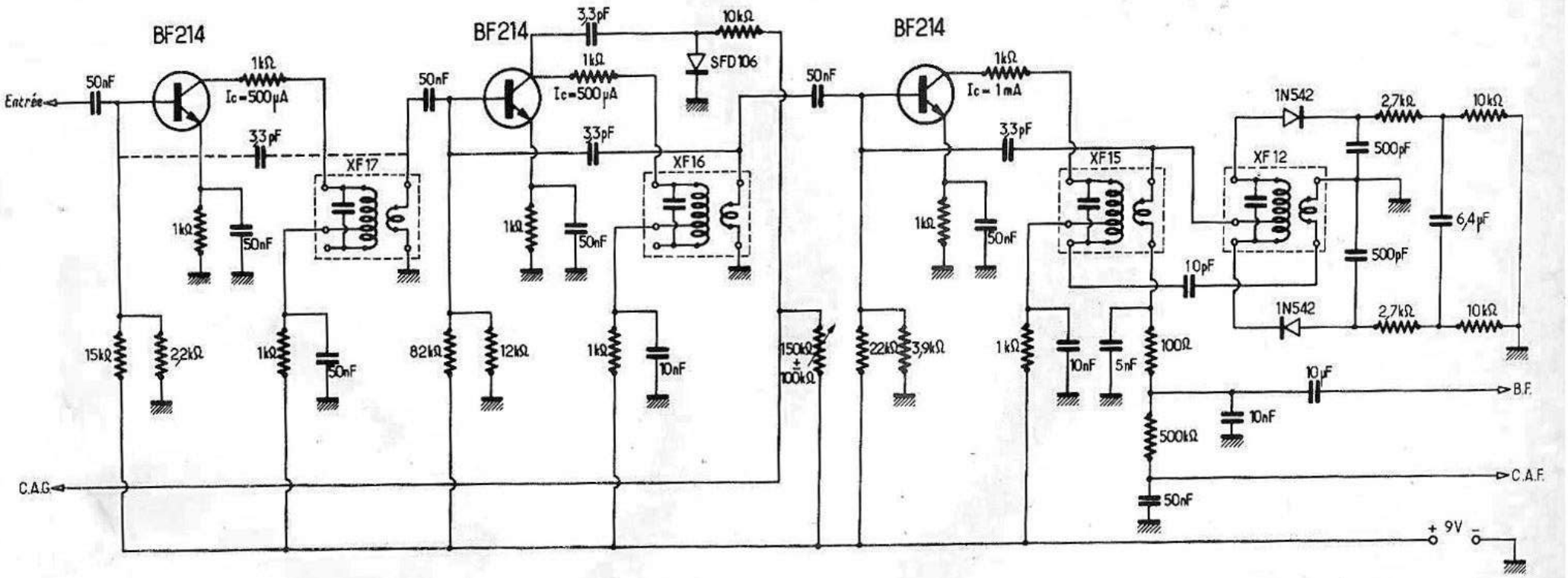

BF214
BF214
BF214
Entrée
50nF
1kΩ
Ic=500µA
3,3pF
XF17
XF16
XF15
XF12
SFD106
10kΩ
1kΩ
50nF
15kΩ
22kΩ
82kΩ
12kΩ
10nF
150kΩ
100kΩ
Ic=1mA
22kΩ
3,9kΩ
10pF
1N542
2,7kΩ
500pF
6,4pF
100Ω
5nF
10µF
500kΩ
B.F.
C.A.F.
C.A.G.
+ 9V −

Fig. V-32

Le transformateur T_2 est un filtre de bande à primaire et secondaire accordés.

Comme pour les autres transformateurs (T_1 et T_3) les points de branchement des deux enroulements se font à la ligne de masse.

Les montages des transistors Q_2 et Q_3 sont en tous points analogues à celui de Q_1 et les transformateurs T_1, T_2 et T_3 sont identiques. Il en est de même du point de fonctionnement choisi pour ces 3 transistors amplificateurs MF.

Le dernier transformateur, T_4 est toutefois prévu pour précéder le discriminateur de rapport à deux diodes D_1 et D_2. Comme ce discriminateur est autolimiteur, l'étage MF précédent est normal et peut fournir ainsi le maximum de gain.

Le signal BF est obtenu à la sortie « BF ». On remarquera le circuit désaccentuateur constitué par 3,3 kΩ et 10 000 pF monté entre la sortie du discriminateur (point commun des résistances de 8,2 kΩ) et la sortie BF.

Ce montage ne comporte pas de CAG. La batterie est de 9 V. Entre les deux lignes d'alimentation on a disposé deux condensateurs en parallèle, l'un de 50 μF et l'autre de 0,1 μF non inductif.

Amplificateur FI à transistors BF214

Ce circuit, représenté à la figure V-32, comprend trois transistors BF214 ou BF233 et quatre transformateurs de la marque Oréga-Cifte. Il comporte un système de CAG, dont le signal est prélevé sur le collecteur du second transistor BF214, et un contrôle automatique de fréquence à partir du détecteur de rapport. La tension obtenue peut être appliquée à une diode à capacité variable constituant l'accord de l'oscillateur.

La sensibilité à l'entrée pour un signal détecté de 2 mV est de 20 μV sur une charge de 2,2 kΩ.

La bande passante varie de ± 140 kHz à ± 230 kHz, crête à crête, suivant le niveau du signal.

Amplificateur FI pour signaux FM avec circuit intégré TAA350

Le TAA350 est un circuit intégré spécialement conçu pour un amplificateur FI pour signaux modulés en fréquence.

Une succession d'étages différentiels permet d'obtenir une réjection très élevée pour les signaux modulés en amplitude de sorte que le TAA350 est utilisable avec un détecteur FM très simple.

Le TAA350 peut être commandé indifféremment de façon symétrique ou asymétrique.

Le schéma électrique interne du TAA350 est représenté sur la figure V-33.

Les caractéristiques principales sont les suivantes :

Tension d'alimentation nominale : + 6 V.

Consommation en courant : typ. 20 mA.

Gain en puissance : typ. 80 dB.

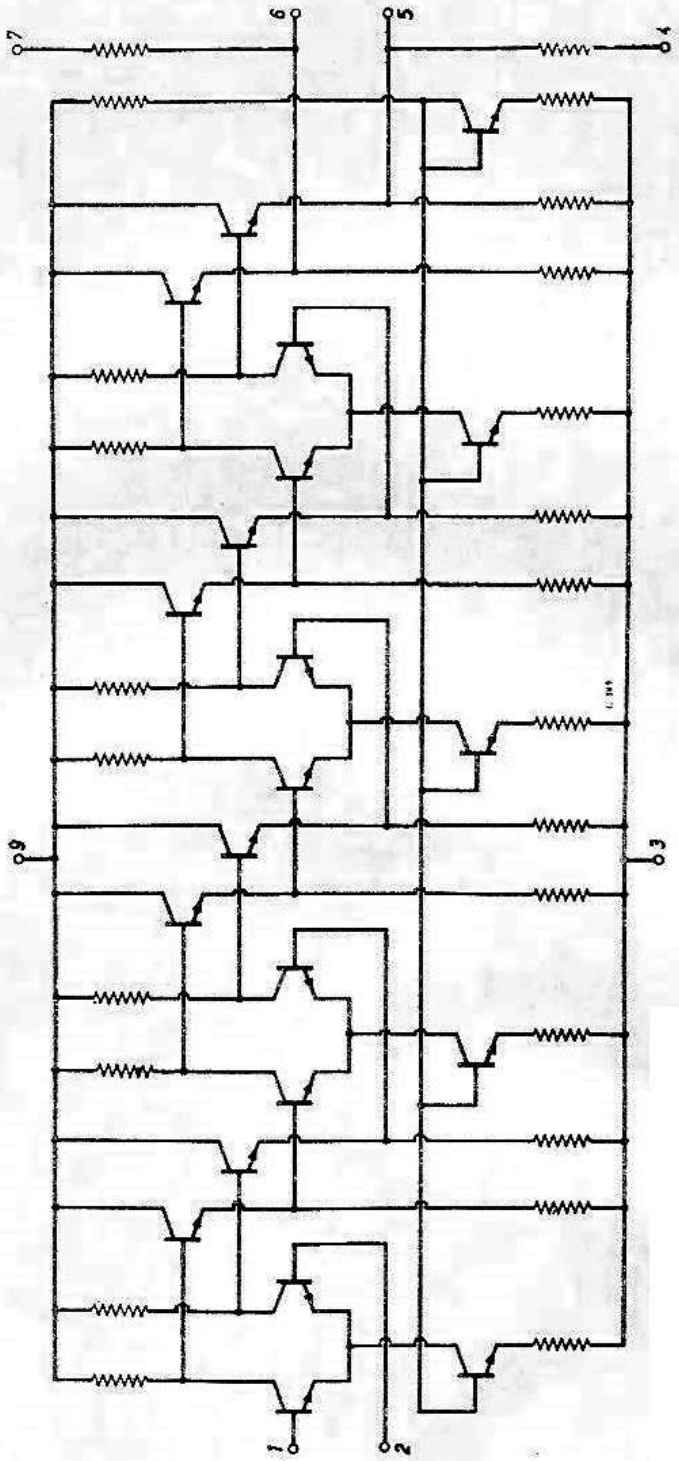


Fig. V-33

Tension d'entrée (pour la tension de sortie au coude de limitation) : typ. 100 μV.

Bande passante (— 3 dB) : typ. 12 MHz.

Impédance de sortie : typ. 75 Ω.

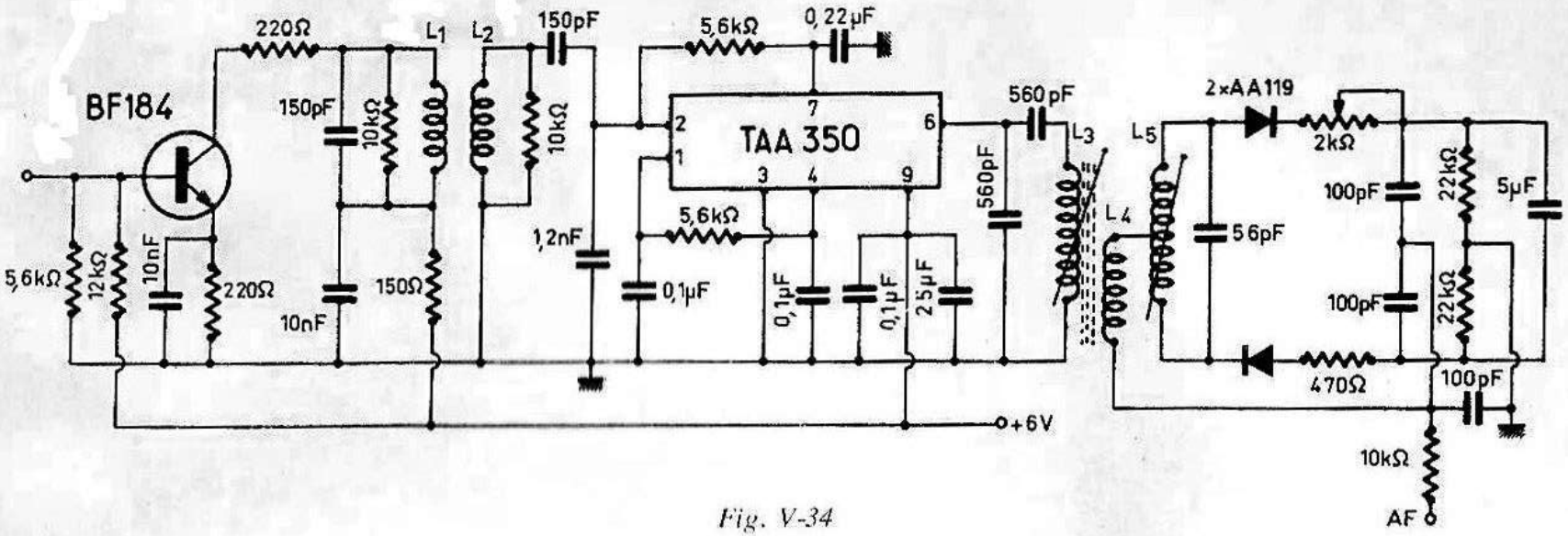


Fig. V-34

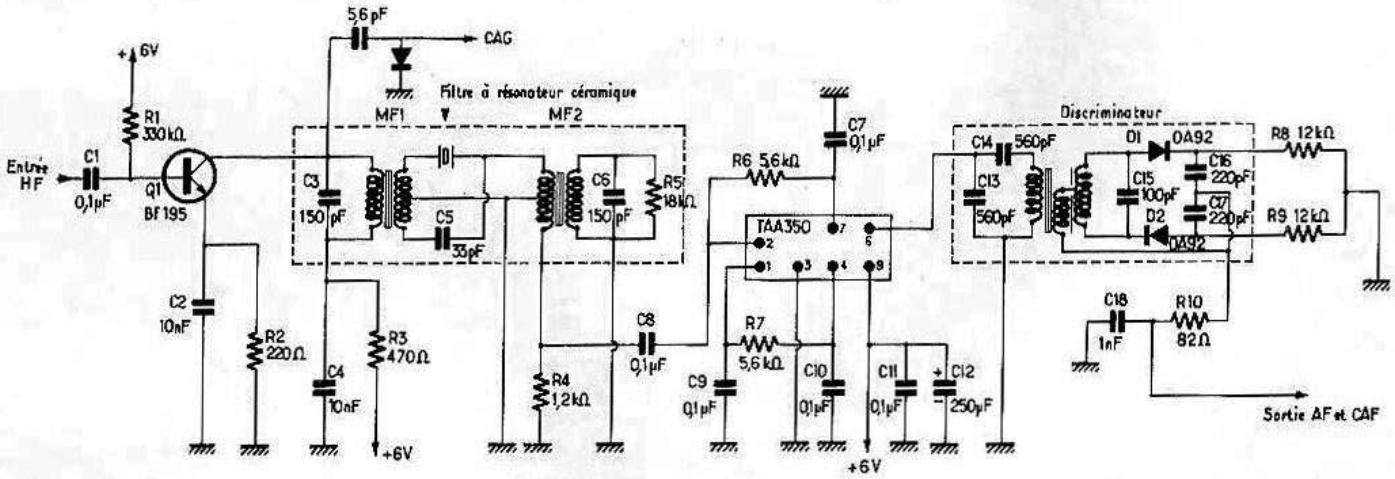


Fig. V-35

Un exemple d'utilisation dans un circuit amplificateur FI sur 10,7 MHz est représenté à la figure V-34. Celui-ci comporte essentiellement un transistor BF184 et un TAA350 suivi d'un détecteur de rapport à diodes AA119.

La tension d'entrée est voisine de 6 μV pour la tension de sortie à — 3 dB du seuil de limitation.

La tension de sortie BF pour une excursion de fréquence de 15 kHz et une fréquence de modulation de 1 kHz est voisine de 25 mV. La réjection pour les signaux parasites modulés en amplitude est supérieure à 50 dB pour des tensions d'entrée comprises entre 10 μV et 10 mV.

Amplificateur de fréquence intermédiaire à 10,7 MHz réalisé avec le TAA350 et un filtre à résonateur céramique

Le schéma de l'amplificateur est donné à la figure V-35.

Un étage amplificateur (BF195), dont le gain en tension est de 20 dB, est placé en amont du TAA350 et relié à celui-ci par l'intermédiaire d'un filtre du troisième ordre avec résonateur céramique.

La courbe de sélectivité de ce filtre est donnée figure V-36.

Une fraction du signal FI peut être prélevée et détectée, la composante continue recueillie après amplification peut commander le gain de l'étage HF (CAG).

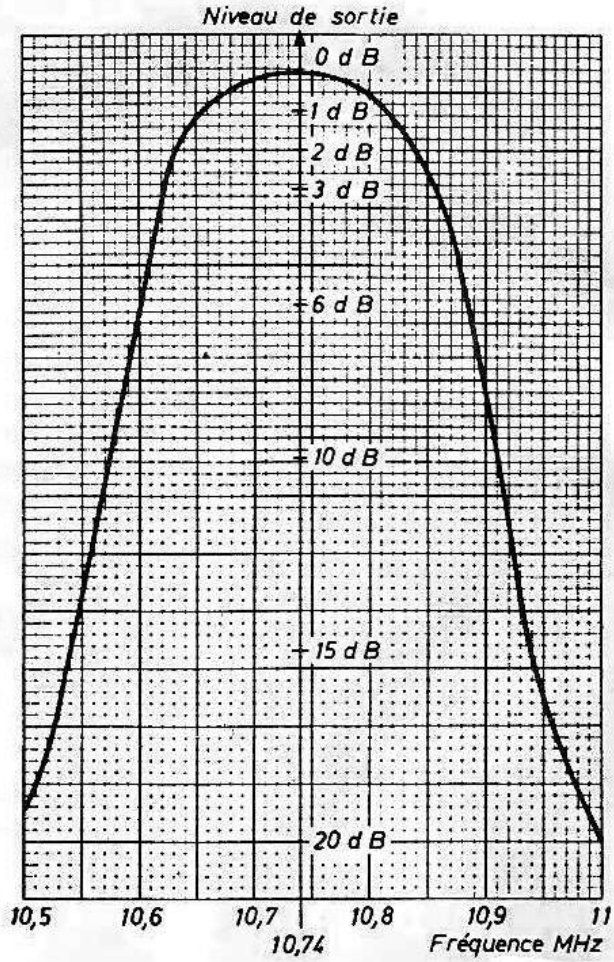


Fig. V-36

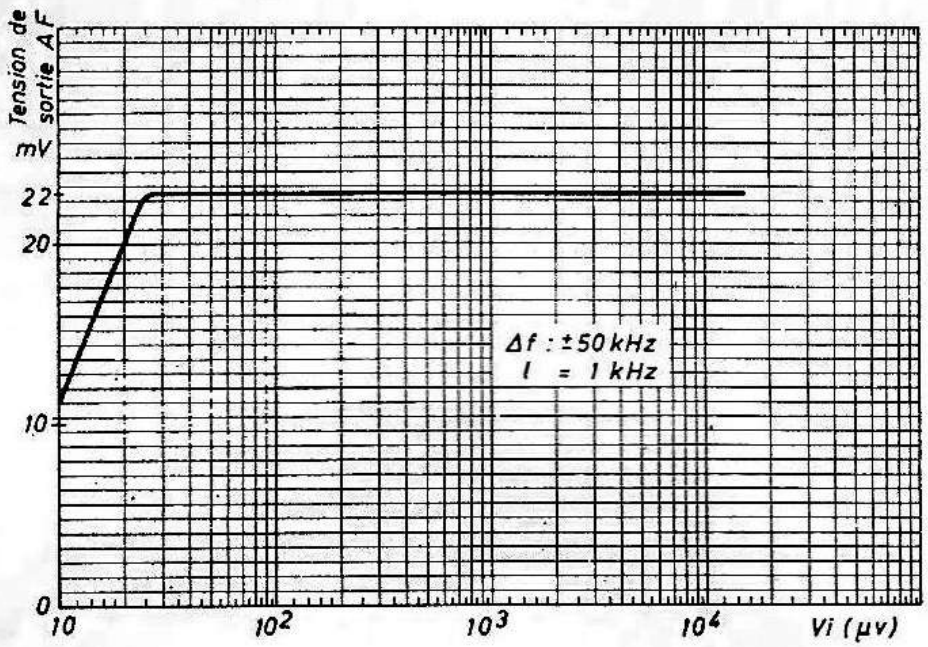


Fig. V-37

Le TAA350 est suivi d'un discriminateur de rapport dont la bande passante est de 300 kHz. Cette valeur peut être modifiée et ajustée en agissant sur les coefficients de surtension des inductances, ainsi que sur l'indice de couplage.

La figure V-37 montre que le niveau de sortie reste rigoureusement constant au-delà du seuil de limitation.

Caractéristiques

Seuil de limitation : $V_i = 14\,\mu V$.
Tension de sortie AF ($\Delta f = 50$ kHz ; f = 1 kHz) : $V_{AF} = 22$ mV.
Distance entre bosses de la courbe du discriminateur : 300 kHz.
Bande passante : 250 kHz.
Suppression AM ($V_i = 100\,\mu V$) : > 45 dB.

Les précautions essentielles pour l'utilisation du TAA350 consistent à séparer les masses d'entrées et de sorties et de ne relier celles-ci qu'en un point commun au niveau du circuit intégré.

Amplificateur FI à circuits intégrés μA 703e

Cette platine « Gorler » est représentée à la figure V-38. Elle comporte quatre circuits intégrés « μA 703e » qui assurent un gain important sans risques d'accrochages. Le boîtier T05 de ce type de circuit ne renferme pas moins de cinq transistors et trois résistances. Aussi, le circuit nécessite-t-il peu de composants extérieurs. En effet, en dehors de quelques résistances et condensateurs, le module comporte essentiellement quatre transformateurs à circuits accordés. La sortie du dernier transformateur est suivie d'un détecteur de rapport classique. Un potentiomètre d'équilibrage permet d'assurer la symétrie de la courbe tandis que le 3e enroulement du quatrième transformateur constitue la prise de sortie du signal BF.

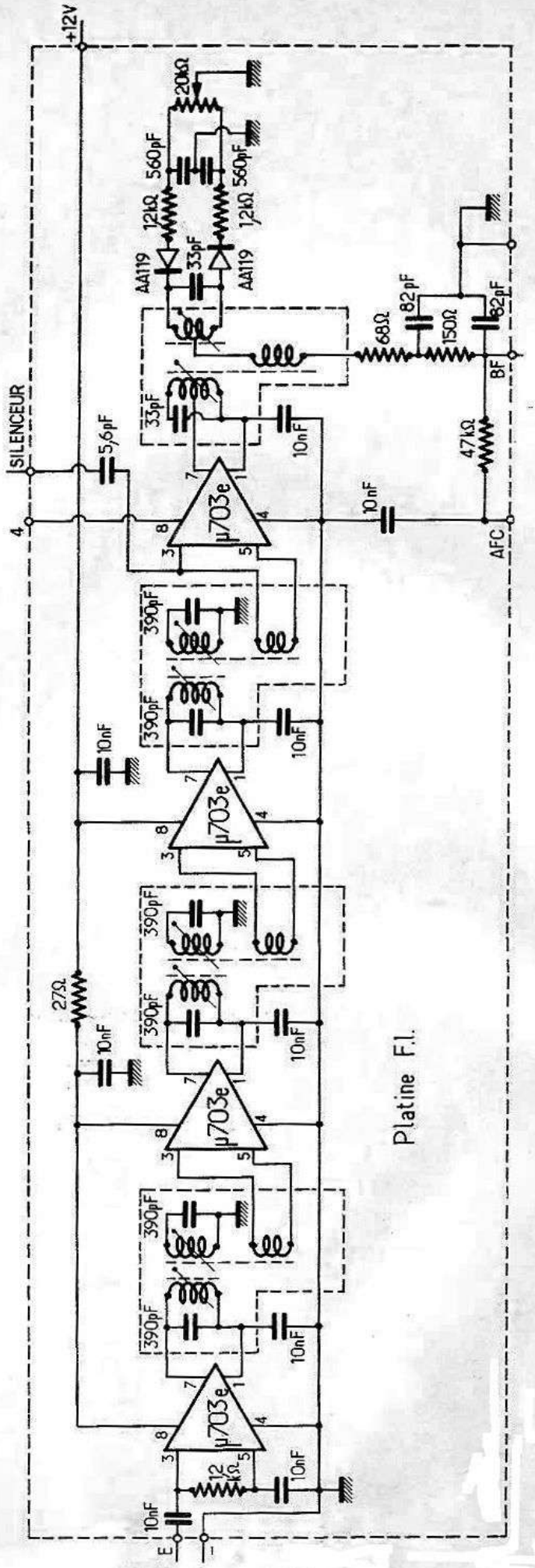

+12V
SILENCEUR
4
5,6pF
20kΩ
560pF
12kΩ
AA119
33pF
68Ω
82pF
150Ω
BF
AFC
47kΩ
10nF
µ703e
390pF
27Ω
12 kΩ
E
Platine F.I.

Fig. V-38

La sensibilité remarquable de ce circuit permet d'atteindre 2 μV pour un rapport signal/bruit de 30 dB. La bande passante globale se situe autour de 160 kHz à — 2 dB.

La détection en modulation de fréquence

On sait qu'en modulation d'amplitude, l'amplitude de la porteuse varie avec la modulation et, en conséquence, on trouve à la sortie du détecteur un courant redressé dont l'intensité doit suivre fidèlement la modulation de l'onde porteuse.

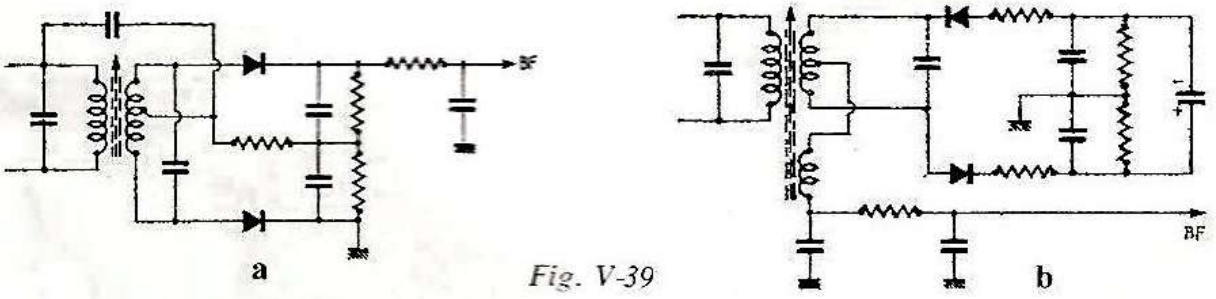
Dans le cas d'une onde modulée en fréquence, par contre, à l'intensité de la modulation BF correspond l'amplitude de la variation de fréquence, désignée par incursion ou swing de fréquence ; à la hauteur ou fréquence du son correspond la vitesse de cette variation de fréquence.

Ainsi, en modulation de fréquence, l'amplitude de la porteuse est constante, mais sa fréquence varie. Si l'on applique un signal modulé en fréquence à l'entrée d'un redresseur, on obtient une composante continue puisque l'amplitude est constante.

Aussi doit-on faire appel à un détecteur spécial tout à fait différent et que l'on nomme démodulateur.

Dans la plupart des cas, on fait appel, pour les étages démodulateurs des récepteurs FM, soit à un détecteur symétrique ou discriminateur, soit à un détecteur de rapport.

Le schéma de principe de la figure V-39-a nous montre le circuit d'un détecteur symétrique. L'enroulement primaire est disposé dans le circuit collecteur d'un transistor attaqué par une tension de fréquence égale à la fréquence de résonance du primaire. Un circuit secondaire est couplé au primaire. Deux diodes, type OA90, redressent les tensions appliquées.



a *Fig. V-39* b

On lui préfère le détecteur de rapport qui diffère du précédent par le mode de branchement des diodes et par un mode de prélèvement de la tension basse fréquence qui est différent. Les deux diodes sont disposées en série. Leur polarité n'est pas symétrique, on a affaire à un montage en pont. La tension basse fréquence est prélevée sur une diagonale du pont, ou par enroulement tertiaire comme c'est le cas sur la figure V-39-b.

La résistance et le dernier condensateur de découplage de la ligne BF constituent le circuit de désaccentuation qui compense la préaccentuation à l'émission consistant à favoriser les aigus par rapport aux graves.

Courbe de détection

Qu'il s'agisse de détecteur symétrique ou de détecteur de rapport, la courbe de détection représentant la valeur de la composante continue apparaissant à la sortie a l'allure donnée par la figure V-40 . Nulle à l'accord, cette composante est positive ou négative suivant que le récepteur est accordé sur une fréquence inférieure ou supérieure à la fréquence exacte de 10,7 MHz. Si le montage est linéaire, l'amplitude de cette composante est proportionnelle au degré de décalage du récepteur.

Cette particularité de valeur nulle de la composante à l'accord exact permet de concevoir des indicateurs visuels d'accord, permettant de se caler très exactement au milieu de la partie linéaire de la caractéristique de détection.

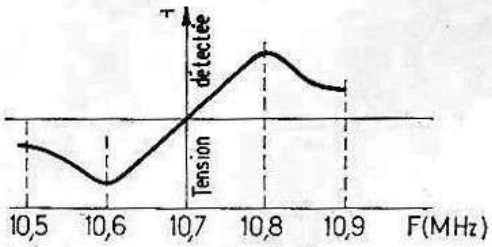


Fig. V-40

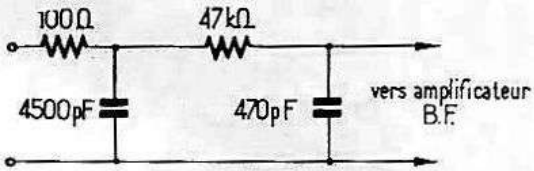


Fig. V-41

Circuit de désaccentuation

Les récepteurs FM, lorsqu'ils ne sont pas suivis d'un décodeur pour la réception de la stéréophonie possèdent à la sortie du détecteur de rapport un circuit de désaccentuation. On sait, en effet, qu'à l'émission, les fréquences aiguës sont renforcées afin que le bruit de fond soit moins sensible à la réception. Afin de rétablir le niveau normal de ces fréquences, on utilise un filtre de désaccentuation R.C., disposé entre la sortie du détecteur de rapport et l'amplificateur BF du récepteur. Ce filtre, dont le schéma est représenté à la figure V-41, supprime les variations rapides du signal pour ne laisser passer que les variations lentes correspondant à sa valeur moyenne.

Contrôle automatique de fréquence (CAF)

L'accord d'un récepteur FM présente une certaine difficulté. On peut remarquer, en effet, qu'à chaque émetteur, correspondent, sur le récepteur, trois points du cadran pour lesquels l'accord paraît être obtenu. Parmi ces trois points, celui du milieu donne la plus forte audition. Quand on reçoit plusieurs stations, il est possible de faire une erreur et d'accorder la station désirée sur l'un des deux points latéraux et obtenir ainsi une réception de qualité inférieure à celle qu'il est possible d'obtenir sur le point milieu.

D'autre part, une dérive peut être observée dont la cause principale est d'origine thermique. Aussi a-t-on cherché à corriger automatiquement les éventuels déplacements de l'oscillateur, c'est-à-dire d'éventuels déplacements de l'accord dus aux variations de température, de tension d'alimentation ou d'autres. Les phénomènes sont éliminés au moyen de différents circuits ou systèmes. On peut définir le contrôle automatique de fréquence comme un système d'accord

semi-automatique. Tout ce que l'auditeur a à faire est d'accorder le récepteur au voisinage immédiat de l'émetteur et automatiquement le récepteur s'accorde parfaitement sans aucun autre déplacement mécanique de l'aiguille. Avec un CAF de type normal, pour une différence de fréquence d'environ 300 kHz par côté, l'accord fin est automatique, tandis que les deux points d'accord latéraux sont rendus beaucoup plus aigus.

Les montages à diodes à capacité variable, dites Varicap permettent de réaliser des circuits de correction automatique de fréquence très efficaces et offrant l'avantage d'être simples et peu encombrants.

Principe du système de C.A.F.

Quel que soit le dispositif de CAF utilisé, celui-ci est toujours basé sur l'asservissement de la fréquence de l'oscillateur local à la composante continue de détection existant à la sortie du détecteur.

Nous avons vu précédemment que cette composante est nulle à l'accord mais qu'elle devient positive ou négative suivant que le récepteur est accordé sur une fréquence inférieure ou supérieure à la fréquence exacte de 10,7 MHz.

Il existe plusieurs dispositifs de correction automatique de fréquence, nous n'étudierons ici que le procédé par diodes Varicap.

La capacité constitue l'un des paramètres d'une jonction P-N et comme on le sait, celle-ci dépend de la tension de polarisation appliquée au semi-conducteur. Par exemple, pour un redresseur au sélénium, cette capacité peut varier entre 0,01 et 0,25 μF. Cette particularité est utilisée dans les diodes à capacité variable.

Montage pratique de C.A.F. à diode Varicap

Un exemple nous est donné par le schéma de la figure V-42 où la tension inverse de polarisation est prélevée à la sortie du détecteur de rapport. Celle-ci est appliquée à travers deux résistances de 470 kΩ à une diode BA102 disposée en parallèle sur le circuit d'accord de l'oscillateur local par l'intermédiaire d'une capacité variable 3-30 pF. On doit observer le sens d'enroulement du secondaire

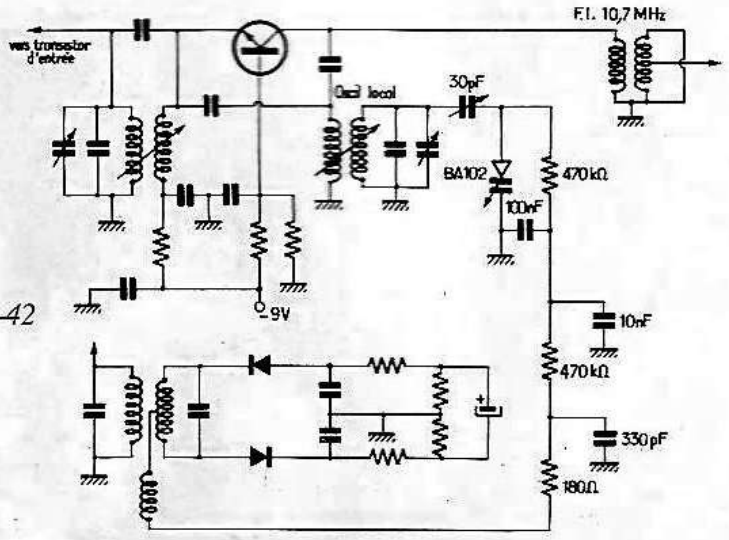


Fig. V-42

afin que la dérive de l'oscillateur fournisse une tension positive. La diminution de la capacité de la diode, et par conséquent, l'élévation de la fréquence de l'oscillateur, est d'autant plus grande que la tension de polarisation est élevée.

L'utilisation d'un circuit CAF à diode Varicap offre l'avantage de n'apporter aucune modification du circuit oscillateur local. La seule précaution consiste à observer le branchement convenable de la diode ou de l'enroulement pour que la tension de polarisation ait la polarité convenable. On peut apprécier l'efficacité d'un circuit CAF à diode à capacité variable en observant les courbes de la figure V-43. La plage de réglage qui, sans CAF, est de ± 100 kHz est portée à ± 250 kHz avec circuit CAF.

Le point de prélèvement de la composante continue de détection diffère suivant qu'il s'agit d'un discriminateur ou d'un détecteur de rapport.

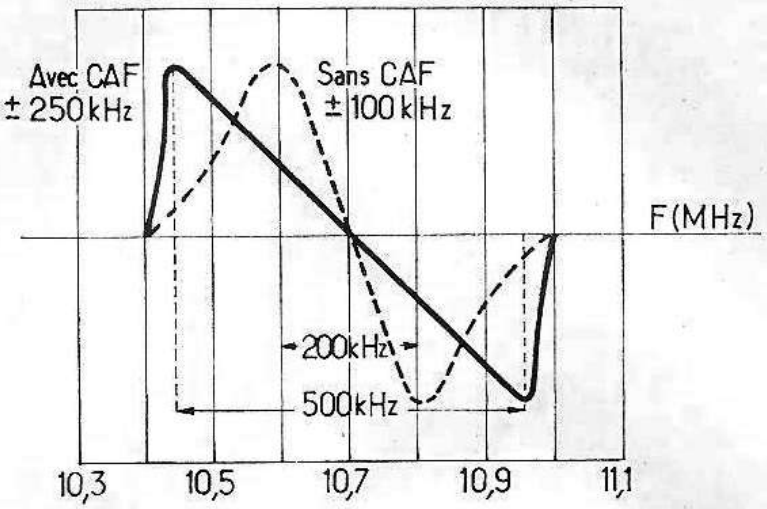


Fig. V-43

Les indicateurs visuels d'accord en FM

Nous avons vu précédemment que les étages démodulateurs FM sont constitués par un détecteur de rapport ou par un discriminateur. La valeur de la composante continue est nulle à l'accord exact ; elle est positive ou négative selon que le désaccord est à droite ou à gauche de la fréquence centrale.

Les systèmes visuels d'accord sont basés sur ce principe ; ils permettent de caler l'accord au milieu de la caractéristique de détection. Nous ne parlerons pas des montages utilisant un œil magique que l'on peut rencontrer sur certains récepteurs. Ceux-ci, en effet, ne fournissent qu'une indication approximative. Nous nous contenterons de l'étude de dispositifs mettant en œuvre un transistor et un milliampèremètre.

L'utilité de ces indicateurs usuels est très importante sur un récepteur à modulation de fréquence où l'on doit obtenir l'accord au milieu de la partie linéaire de la caractéristique de détection.

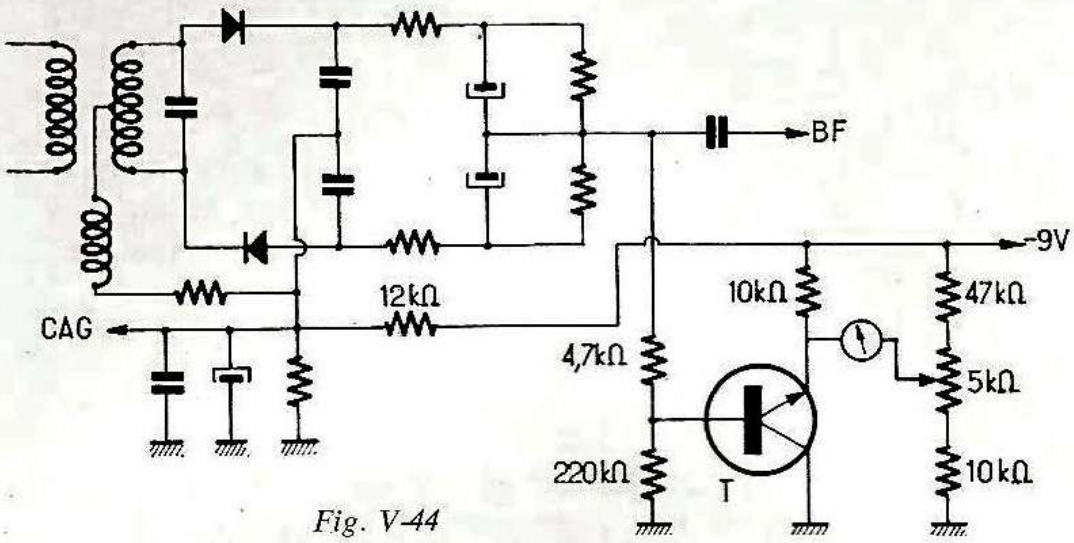


Fig. V-44

Un montage très intéressant et très efficace nous est donné par la figure V-44. Il utilise un milliampèremètre à zéro central disposé dans un pont dont une des branches est constituée par un transistor NPN commandé par la composante continue provenant du détecteur de rapport. Un potentiomètre de 5 kΩ permet le réglage du zéro en l'absence de porteuse. En présence d'un signal, la composante continue de détection positive ou négative suivant que l'accord est sur une fréquence trop élevée ou trop faible modifie le courant collecteur du transistor et, en même temps, l'équilibre du pont. Le réglage exact est obtenu lorsque l'aiguille revient au zéro ; à ce moment la composante continue de détection est nulle et l'on est assuré que l'accord est réalisé au milieu de la caractéristique de détection.

Le principe fondamental de l'indicateur visuel étudié par les laboratoires I.T.T. Schaub-Lorenz est basé sur le principe précédent. Si le récepteur est correctement accordé, la tension est nulle à la sortie du discriminateur et la lampe centrale s'allume. Si le désaccord est à droite ou à gauche du zéro, c'est la lampe de droite ou de gauche qui s'allumera. Le schéma du circuit est représenté à la figure V-45. La résistance d'entrée élevée est obtenue en utilisant le couplage par la source de Q_1 ; le condensateur C_2 supprime la composante basse fréquence superposée à la tension continue. L'étage Q_2 sert de séparateur.

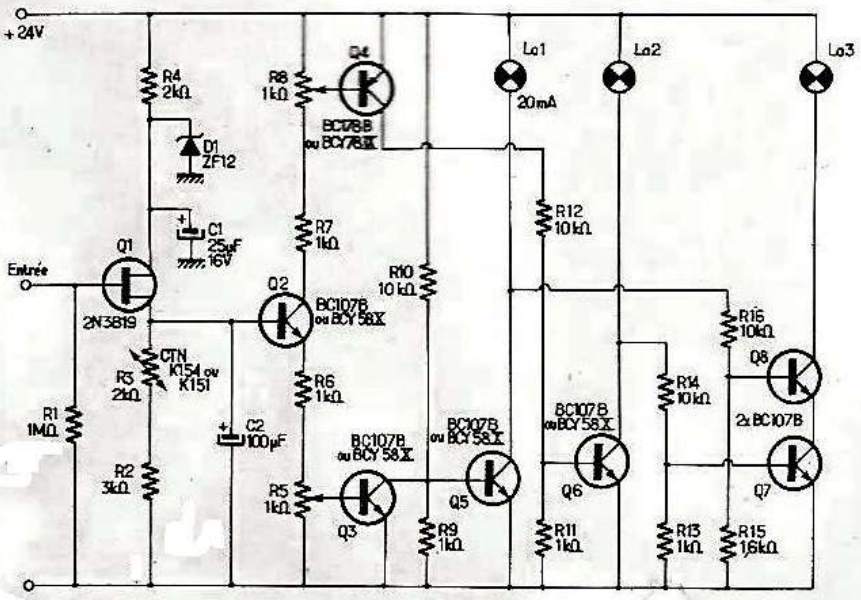


Fig. V-45

L'identification de la polarité du signal d'entrée s'effectue au moyen des couples de transistors Q_4/Q_6 et Q_3/Q_5. Avec une tension d'entrée nulle, Q_3 est conducteur et Q_4 est bloqué ; en conséquence Q_5 et Q_6 sont également bloqués et les lampes La_1 et La_2 sont éteintes. Dans ce cas, la porte NAND constituée par Q_7 et Q_8 s'ouvre, et la lampe La_3 s'allume, indiquant le passage sur le réglage du zéro.

Si par contre, par suite d'un réglage incorrect, il y a présence d'une tension positive à l'entrée, la base de Q_2 devient plus positive et le courant collecteur s'élève. Il en résulte une chute de tension plus importante à travers les résistances R_5, R_6, R_7 et R_8, ce qui a pour effet de rendre conducteurs les transistors Q_3 et Q_4. En conséquence Q_5 se bloque et Q_6 devient conducteur ; la lampe La_2 s'éclaire et La_3 est éteinte étant donné que Q_7 est bloqué. Avec une tension d'entrée négative, c'est le phénomène inverse qui se produit.

La réception des émissions stéréophoniques

Les nombreuses expériences entreprises par l'ORTF, dans le domaine des émissions stéréophoniques, et le grand développement pris par le marché des disques stéréophoniques ont montré aux amateurs de belle musique tous les avantages de cette nouvelle technique notamment par l'élargissement apparent du champ sonore.

La France a adopté depuis plusieurs années le procédé américain dit « Zenith - General - Electric » ou à fréquence pilote. La solution française diffère de la solution américaine par la valeur de la préaccentuation qui est passée de 75 μs à 50 μs, et par la suppression du canal additionnel appelé aux U.S.A., le canal SCA, utilisé pour la diffusion de musique d'ambiance.

Les principales exigences auxquelles doit satisfaire un standard d'émissions radiostéréophoniques sont les suivantes :

1) Il doit pouvoir être transmis sur un canal de fréquences utilisées en radiodiffusion sans augmentation sensible de la largeur de bande pour ne pas provoquer un encombrement trop important du spectre.

2) Il doit être compatible, c'est-à-dire pouvoir être reçu sur un appareil monophonique classique.

3) Il doit permettre des auditions stéréophoniques de qualité comparables à celle des disques en utilisant des appareils simples.

4) Il ne doit pas réduire sensiblement la portée des émetteurs actuels non stéréophoniques et la diminution de portée des émetteurs stéréophoniques doit être aussi faible que possible.

Le système de transmission stéréophonique à « fréquence pilote »

C'est en 1963, à la suite d'études approfondies menées dans différents pays, que l'U.E.A. a recommandé à ses membres d'utiliser exclusivement le système de transmission dit « à fréquence pilote » pour la réalisation d'émissions stéréophoniques en Modulation de Fréquence. Ce système est identique, à quelques ajustements près, au système dont la mise en exploitation a été autorisée en 1961 aux Etats-Unis.

Pour transmettre deux signaux BF séparés à l'aide d'un simple émetteur, il est nécessaire d'utiliser le système multiplex. L'un des signaux est tout d'abord employé pour moduler une sous-porteuse ultrasonique, avec système de modulation tel que le spectre de fréquences en résultant soit situé au-dessus des fréquences audibles. Le signal modulé est alors ajouté à l'autre signal BF afin d'obtenir la modulation appliquée à l'émetteur principal. Les récepteurs monophoniques classiques accordés sur la fréquence de tels émetteurs reproduisent seulement la composante BF de la modulation et des adaptateurs spéciaux permettant de rétablir les composantes BF originales des deux canaux et de recevoir en stéréophonie.

La méthode la plus simple est de transmettre les canaux de droite et de gauche constituant les informations stéréophoniques, l'un comme fréquence BF de modulation et l'autre sur le canal de la sous-porteuse. Toutefois, dans ce cas, l'auditeur ne possédant qu'un récepteur monophonique reçoit seulement la moitié du signal stéréophonique. Il n'y a donc pas compatibilité et cette méthode ne peut être retenue.

Pour y remédier, la méthode consiste à combiner les signaux de gauche (G) et de droite (D) de façon à obtenir G + D et G — D. Le signal G + D qui est suffisant pour assurer une bonne réception monophonique, est transmis comme une fréquence de modulation BF et le signal G — D est transmis par le canal de la sous-porteuse.

Les adaptateurs stéréophoniques combinent les signaux G + D et G — D par exemple dans des circuits matrices, afin de reconstituer les signaux originaux G et D. Le problème de la compatibilité est ainsi résolu.

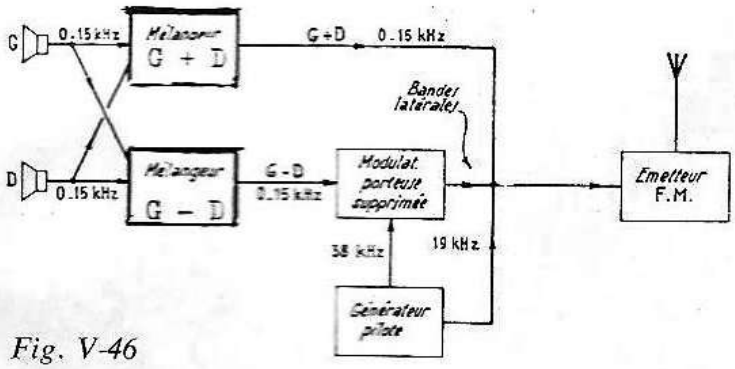


Fig. V-46

Principe du système de transmission à fréquence pilote

La figure V-46 montre le schéma fonctionnel de l'émetteur utilisé. Les signaux BF de gauche et de droite sont combinés de façon à obtenir les composantes G + D et G — D. Le signal G — D module en amplitude une sous-porteuse à 38 kHz, la sous-porteuse étant supprimée à l'émission afin de ne conserver que les bandes latérales. Pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse à 38 kHz nécessaire pour démoduler l'information G— D, une sous-porteuse pilotée, d'une fréquence à 19 kHz est transmise avec une amplitude produisant une déviation de crête de la porteuse principale comprise entre 8 et 10 % de la déviation maximale autorisée.

La modulation multiplex appliquée à l'émetteur comprend trois composantes séparées :

1° Le signal G + D, constituant la modulation normale BF, avec spectre de fréquences s'étendant de 30 Hz à 15 kHz.

2° La sous-porteuse pilote à 19 kHz d'amplitude constante.

3° L'information G — D, sous la forme de bandes latérales de modulation d'amplitude d'une sous-porteuse à 38 kHz supprimée à l'émission, avec un spectre de fréquences s'étendant de 23 à 53 kHz. La figure V-47 montre l'encombrement total du spectre.

Un récepteur monophonique reproduit seulement le signal G + D, les composantes ultrasoniques de modulation étant éliminées par le circuit de désaccentuation et ne perturbant pas le fonctionnement de l'amplificateur BF suivant le tuner FM.

On peut se demander les raisons pour lesquelles la sous-porteuse originale à 38 kHz est supprimée à l'émission et remplacée par une fréquence pilote de faible amplitude, égale à la moitié de la fréquence de la sous-porteuse soit 19 kHz et pourquoi on ne transmet pas une fréquence pilote à 38 kHz. Si l'amplitude totale de la sous-porteuse était conservée une proportion considérable de la déviation disponible de la porteuse principale serait occupée, même pendant les périodes où les informations du canal différence G — D sont peu importantes ou inexistantes. Il en résulterait une diminution de la déviation disponible de la porteuse principale pour le signal somme G + D et les bandes latérales du signal différence, d'où une réduction du rapport signal/bruit.

La suppression de la sous-porteuse constitue donc une méthode permettant d'améliorer le rapport signal/bruit du système avec l'inconvénient d'une complication du récepteur qui doit reconstituer la sous-porteuse. Des informations suffisantes doivent être transmises par l'émetteur pour que le récepteur puisse reconstituer la sous-porteuse à 38 kHz avec la phase correcte afin de détecter l'information G — D. C'est le rôle de la fréquence pilote à 19 kHz.

Si la fréquence pilote était sur la fondamentale de 38 kHz, il faudrait à la réception extraire une porteuse non modulée d'un grand nombre de composantes de bandes latérales pouvant être d'amplitude beaucoup plus élevée et espacées en fréquence de seulement 30 kHz.

Il en résulterait des problèmes très compliqués de filtrage.

En se reportant à la figure V-47 qui montre l'encombrement du spectre, on voit qu'entre 15 et 23 kHz il existe une place libre qui permet de placer la fréquence pilote pouvant être extraite à l'aide de simples circuits accordés. Parmi les autres avantages de cette fréquence pilote, signalons que l'inversion de polarité du multiplex ne modifie pas les canaux de sortie G et D. La polarité des diodes de discriminateur n'a pas ainsi à être spécifiée et il devient plus facile d'utiliser des adaptateurs multiplex avec des tuners FM classiques.

Avec le système à fréquence pilote, si l'amplitude des signaux G et D est réduite à la valeur maximale pour laquelle l'un de ces signaux seul produit la déviation maximale autorisée, la déviation totale de la porteuse principale par les signaux somme (G + D) et différence (G — D) ne peut être supérieure au maximum autorisé.

Si l'on considère les deux cas extrêmes ou G = D = 1 et G = — D = 1, la déviation maximale est produite respectivement par les signaux somme et différence. Dans les cas intermédiaires, la déviation disponible, entre les bandes latérales de G + D et G — D est dans un rapport déterminé par les relations de phase de G et D.

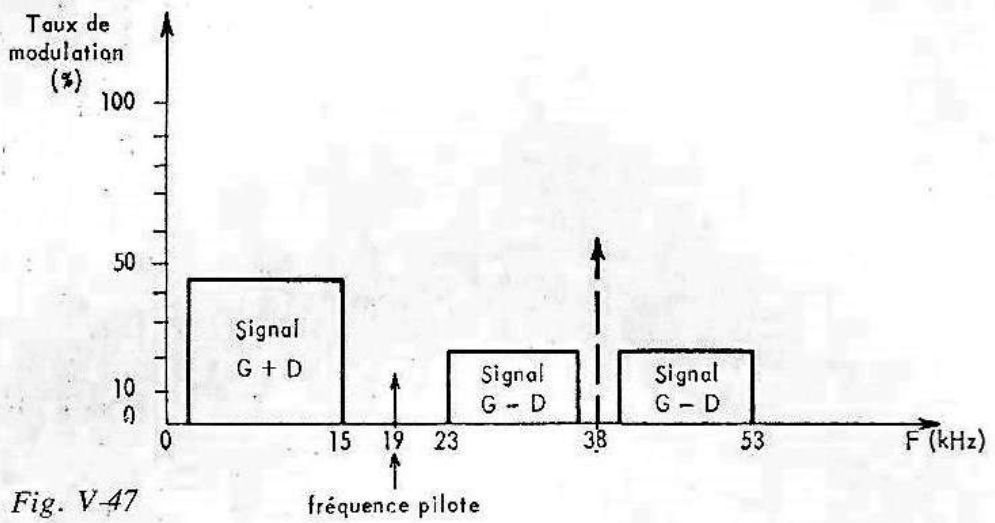


Fig. V-47

Si l'on examine le spectre de fréquences à l'entrée du modulateur FM, représenté à la figure V-47, on trouve tout d'abord le signal G + D, s'étendant de 30 Hz à 15 kHz, destiné aux récepteurs non équipés pour recevoir la stéréophonie. Ceux-ci fonctionnent sans aucune modification ; c'est pourquoi le système est dit compatible. Toutefois, dans ce cas, le taux de modulation ne dépasse pas 90 %, au lieu de 100 % en stéréophonie ; mais cette différence se traduit par une diminution du signal de 10 %, soit une différence de niveau de 1 dB environ, qui n'est pas perceptible à l'oreille. Ce signal est le seul reçu par les récepteurs monophoniques, ceux-ci ne dépassant généralement pas 16 kHz.

A 19 kHz, se situe le signal fréquence pilote sinusoïdal d'amplitude constante, ayant un taux de modulation égal à 10 %. Ce signal permet de reconstituer la fréquence 38 kHz utilisée.

Enfin nous trouvons les bandes latérales d'une largeur de 15 kHz de part et d'autre de la fréquence 38 kHz qui représentent le signal différence G — D, l'une débutant vers 23 kHz et l'autre se terminant vers 53 kHz. Le taux de modulation est de 45 %. Cette bande de fréquence est audible dans un récepteur normal.

Réception des émissions radio-stéréophoniques

Nous avons vu dans le chapitre précédent le principe de l'émission en radio-stéréophonie. Au niveau du récepteur on va être obligé d'effectuer les opérations inverses de celles réalisées à l'émission.

A la sortie du détecteur de rapport on trouve un signal basse fréquence identique à celui représenté sur la figure V-48. Il faudra dans les circuits du récepteur procéder aux opérations suivantes :

1) Amplification de la fréquence pilote à 19 kHz.

2) Reconstitution de la sous-porteuse en multipliant par deux la fréquence pilote à 19 kHz.

3) Remodulation de la sous-porteuse par les bandes latérales (signal Droite moins Gauche).

4) Procéder à l'addition du signal stéréophonique et du signal monophonique pour obtenir le signal de la voie gauche. (Gauche + Droite) + (Gauche — Droite) = 2 « Gauche ».

5) Retrancher le signal stéréophonique du signal monophonique pour obtenir l'information du canal Droite : (Gauche + Droite) — (Gauche — Droite) = 2 « Droite ».

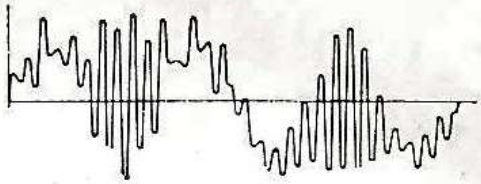


Fig. V-48

Ces deux informations sont ensuite appliquées aux deux canaux d'un amplificateur stéréophonique.

Le décodeur stéréophonique a pour fonction de réaliser toutes les opérations décrites précédemment. Le schéma synoptique des différents circuits d'un décodeur est représenté à la figure V-49.

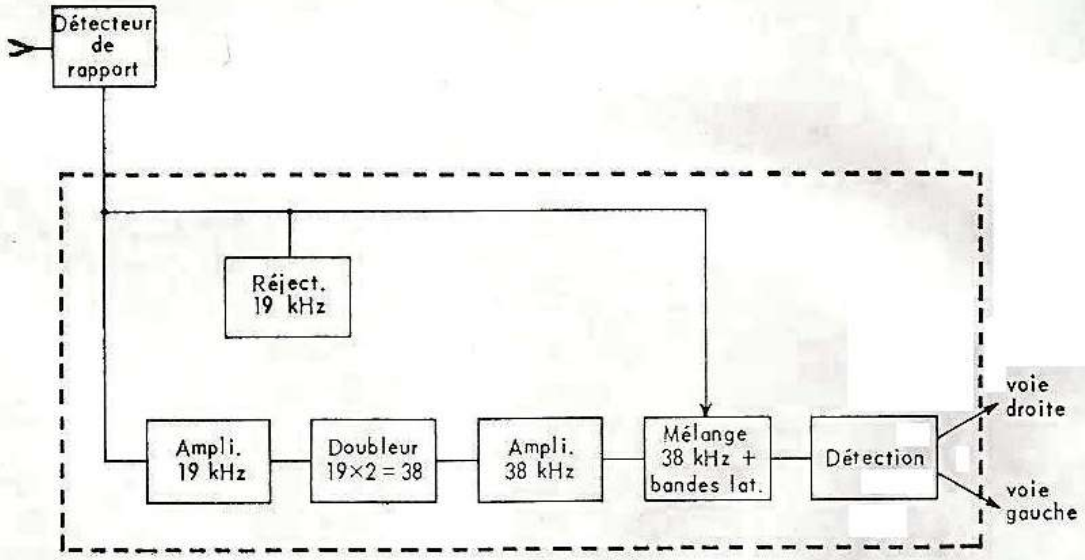


Fig. V-49

Branchement d'un décodeur

Le décodeur reçoit le signal détecté provenant du discriminateur d'un récepteur à modulation de fréquence souvent appelé tuner FM. Ce dernier doit cependant présenter un certain nombre de caractéristiques. Le récepteur FM utilisé pour la réception de la stéréophonie doit posséder une réponse en fréquence

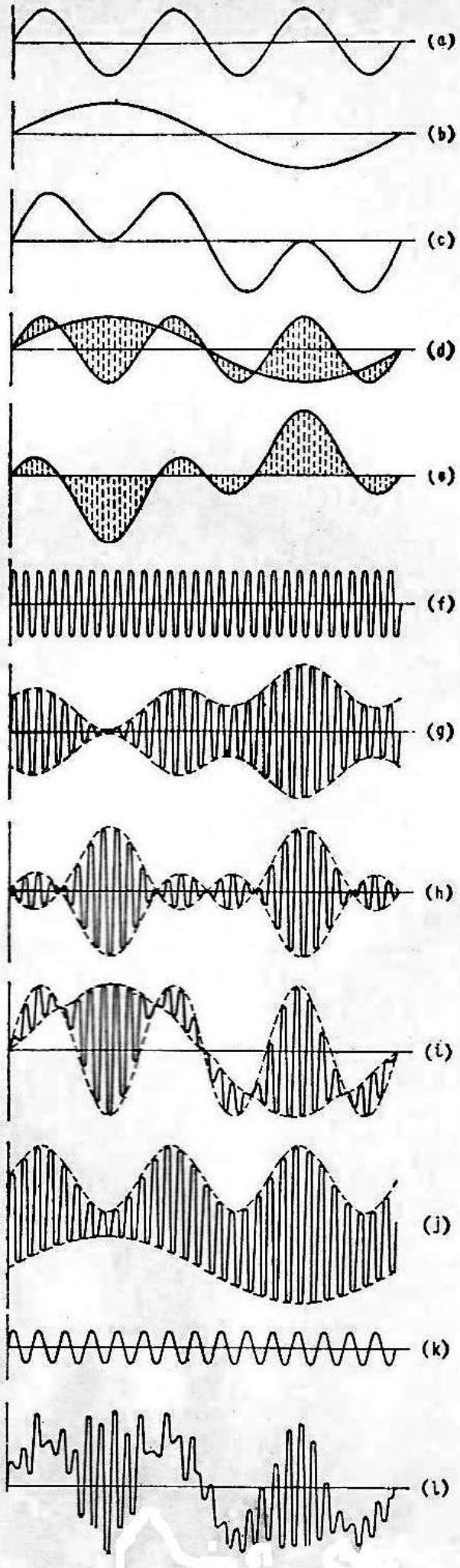


Fig. V-50

supérieure à celle d'un récepteur destiné à la réception en monophonie, atteignant au moins 53 kHz à 1 dB puisque l'information différence (G — D) s'étend de 23 à 53 kHz.

La courbe de réponse à la sortie du détecteur FM doit rester horizontale jusqu'à cette fréquence, ce qui n'est pas vrai dans un récepteur ordinaire dont la courbe de fréquence tombe déjà de 3 dB à 3,18 kHz par effets des circuits de désaccentuation.

De plus, un récepteur FM ne peut être utilisé en stéréophonie si la bande passante des étages FI n'est suffisante pour transmettre sans affaiblissement notable la totalité du signal gauche-droite. En effet, dans la transmission monophonique, les fréquences BF ne dépassent pas 15 kHz, et la bande passante de fréquence intermédiaire du récepteur est de l'ordre de 180 kHz pour une déviation maximale de l'émetteur de 75 kHz. En stéréophonie, au contraire, les basses fréquences atteignent 53 kHz, et la bande passante des étages FI devra être de 260 kHz.

Le circuit de désaccentuation disposé sur le récepteur doit être supprimé afin de transmettre toute la bande nécessaire. Cette cellule provoquerait une atténuation des fréquences élevées, celle-ci pouvant atteindre 53 kHz. L'opération s'effectue au moyen d'un commutateur monophonie-stéréophonie.

Le discriminateur du récepteur doit être linéaire pour une excursion en fréquence de ± 75 kHz.

La courbe de réponse de l'amplificateur fréquence intermédiaire du récepteur devra présenter un creux minimum et le flanc de la courbe de discrimination devra être le plus rectiligne possible afin de minimiser les rotations de phases.

Tout glissement de la phase du signal à 38 kHz servant à la réception, au décodage des informations, entraîne une pénétration du signal d'un canal dans l'autre ; la sensation auditive stéréophonique en est détériorée par diaphonie. Si cette diaphonie atteint 100 %, on n'a plus de reproduction stéréophonique, mais seulement monophonique. L'influence de la diaphonie est négligeable si le taux de pénétration ne dépasse pas 5 à 10 % du signal initial. Enfin, la stabilité de l'oscillateur local du récepteur devra être très bonne car la mise en service de la CAF augmente le déphasage.

Comme on le voit, l'adaptation d'un récepteur FM monophonique à la stéréophonie exige l'utilisation d'un récepteur étudié à cet effet.

La figure V-50 illustre la formation du signal multiplex composite utilisé pour moduler l'émetteur FM.

En a, nous avons la représentation d'un signal BF émanant du canal de gauche et d'une fréquence déterminée. Le signal représenté en b émane du canal de droite ; la fréquence est trois fois moins élevée que celle du signal (a). L'addition de ces deux signaux (G + D) nous donne le signal composite représenté en c, tandis que le signal composite G — D est représenté en e. La figure d donne la superposition des signaux G et D et montre comment on obtient le signal différence e. En f, nous avons le signal 38 kHz correspondant à la sous-porteuse. En modulant cette dernière en amplitude par le signal (G — D) de la figure e, on obtient le signal représenté en g. Après suppression de la sous-porteuse à 38 kHz, la forme d'onde résultante apparaît en h.

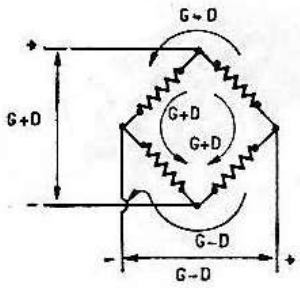


Fig. V-51

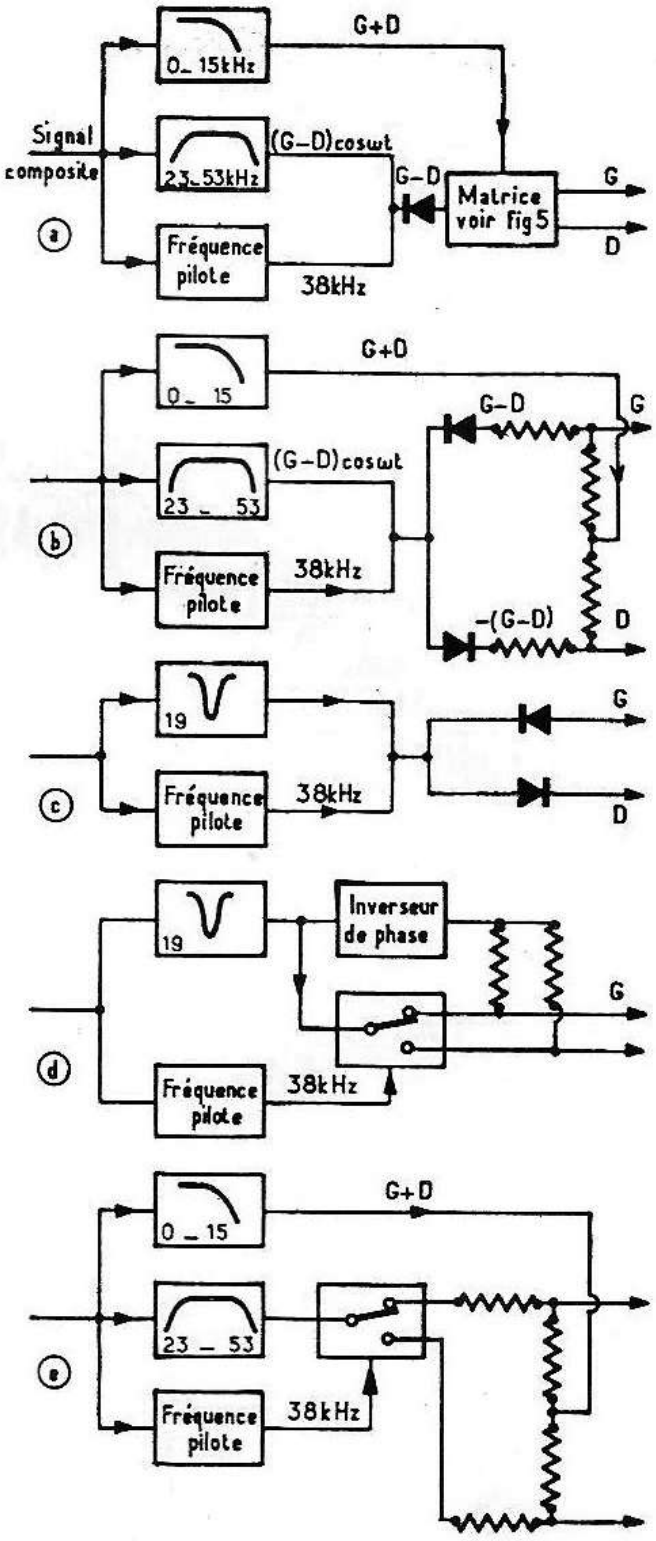


Fig. V-52

Il convient maintenant d'ajouter le signal (G + D), on obtient alors le signal de la figure i qui représente à peu près le signal multiplex rayonné par l'émetteur.

En j, on a rajouté au signal i la sous-porteuse à 38 kHz. Cette opération qui n'intervient qu'à la réception permet de faire apparaître les enveloppes des modulations correspondant aux signaux BF des voies gauche et droite.

Pour terminer, injectons le signal à fréquence pilote 19 kHz représenté en k. Le signal multiplex composite complet après adjonction de cette fréquence pilote apparaît en l.

Décodeurs stéréophoniques multiplex

Le rôle du décodeur est d'extraire les signaux G et D du signal multiplex composite, ce qui peut être réalisé selon différentes méthodes.

Si l'on considère la formation du signal multiplex complet schématisé par la figure V-50 on conçoit qu'il est possible d'obtenir les signaux originaux D et G à l'aide de nombreux montages qui reprennent le processus inverse de la formation du signal multiplex à l'émission. Quel que soit le montage utilisé, la fréquence pilote de 19 kHz doit d'abord être extraite du signal composite et utilisée pour reconstituer la sous-porteuse de 38 kHz, indispensable au fonctionnement du décodeur.

Le décodage du signal multiplex peut être obtenu de différentes façons. En a, le signal monophonique G + D est prélevé à l'aide d'un filtre passe-bas 0-15 kHz et le signal G — D extrait par un filtre 23-53 kHz est ajouté à la sous-porteuse 38 kHz obtenue localement pour obtenir un signal modulé en amplitude qui est alors démodulé normalement à l'aide d'une simple diode en série comme le montre la figure. Le signal résultant BF : G — D est ensuite appliqué à un circuit matrice à résistances avec le signal G + D afin d'obtenir les canaux G et D (fig. V-51).

La figure V-52 montre le schéma de principe d'un tel circuit matrice. Les courants G + D et G — D s'additionnent dans une branche du pont et se retranchent dans l'autre, ce qui donne

$$(G + D) + (G - D) = 2\,G \text{ et } (G + D) - (G - D) = 2\,D$$

soit finalement les deux signaux G et D. Le facteur 2 commun aux deux signaux n'a pratiquement aucune signification et peut être négligé.

La démodulation peut être réalisée au moyen de deux diodes polarisées en sens inverse, l'une permettant d'obtenir + (G — D) et l'autre — (G — D), ces signaux étant ajoutés au signal G + D, comme le montre la figure V-52-b. Cette méthode très utilisée sur les premiers décodeurs n'est plus guère employée.

Dans le montage de la figure V-52-c, la sous-porteuse 38 kHz, reconstituée localement, est ajoutée au signal multiplex dont la fréquence pilote 19 kHz est extraite à l'aide d'un filtre et qui traverse deux diodes de détection de polarités inversées pour reconstituer les enveloppes supérieure et inférieure correspondant aux canaux de gauche et de droite. On peut également considérer que le signal multiplex composite est équivalent à un échantillonnage à la fréquence de 38 kHz des informations relatives aux voies G et D, la commutation ne s'effectuant pas à partir de tensions rectangulaires mais sinusoïdales. Pour reconstituer les informations originales G et D, le signal composite est appliqué à un commutateur

électronique à diode, travaillant sur 38 kHz, comme indiqué par la figure V-52-d. Le commutateur, constitué le plus souvent par un démodulateur en anneau, est commandé directement par la sous-porteuse 38 kHz.

On peut imaginer que le circuit électrique commute alternativement pour une durée de 1/76 000 de seconde le canal droite et le canal gauche aux sorties correspondantes.

Toutefois, ce procédé de commutation avec un rapport de 1 — 1 de tensions rectangulaires ne permet pas une séparation complète. Pour améliorer cette dernière, on utilise un étage inverseur, associé à un atténuateur, qui permet d'injecter, sur chacune des voies G et D un signal de faible amplitude qui vient compenser les inconvénients précités en agissant par opposition de phase.

Une autre méthode consiste à utiliser le commutateur pour le signal différence (G — D) seulement et non plus pour le signal multiplex dont on a supprimé la fréquence pilote 19 kHz comme dans le cas précédent (fig. V-52-e).

Les circuits de démodulation utilisés dans les décodeurs se ramènent pratiquement aux schémas de principe représentés à la figure V-53.

La figure V-53-a montre un démodulateur simple du type à commutation, dans lequel la détection de la courbe enveloppe correspondant à chacun des canaux s'effectue à l'aide de deux diodes branchées en sens inverse.

Sur le schéma de la figure V-53-b, on retrouve le schéma type du démodulateur à anneau dans lequel le signal 38 kHz est assez atténué ce qui évite l'emploi de filtres en T pour éliminer les fréquences indésirables. Les diodes sont alors souvent polarisées en sens direct de telle sorte qu'elles puissent également transmettre les tensions d'émetteurs monophoniques sans risque d'écrêtage.

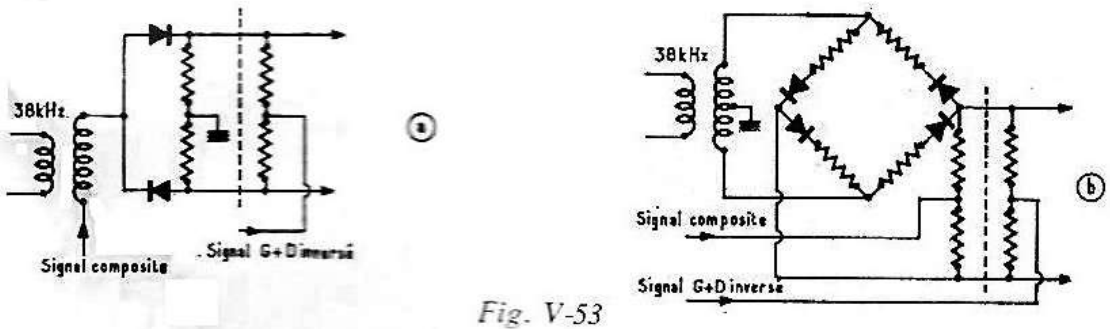


Fig. V-53

Sur ces deux schémas, on trouve à droite de la ligne verticale pointillée deux résistances faisant partie d'un montage compensateur amenant une fraction du signal monophonique (G + D) déphasée de 180° pour atténuer le taux de diaphonie entre les deux canaux.

La figure V-54 indique trois méthodes principales de reconstitution de la sous-porteuse de 38 kHz, indispensable au fonctionnement du décodeur.

Celle représentée schématiquement en a est la plus simple. Elle consiste à faire suivre l'étage sélecteur de la fréquence 19 kHz d'un étage doubleur. Toutefois ce montage qui offre le mérite de la simplicité présente un inconvénient : l'amplitude de la sous-porteuse reconstituée est fonction de l'intensité du signal capté par le tuner.

Le montage représenté en b utilise un oscillateur local délivrant un signal 19 kHz synchronisé à partir du signal multiplex de réception. Un étage doubleur permet également d'obtenir le signal 38 kHz.

Le circuit schématisé à la figure V-54 est plus complexe. La fréquence pilote du signal multiplex, isolée à l'aide d'un filtre, puis doublée en fréquence, synchronise un oscillateur local à 38 kHz.

L'avantage des montages V-54-b et V-54-c est que l'amplitude de la sous-porteuse ne dépend pas autant de l'intensité du signal à la réception que dans le cas du montage de la figure V-54-a. Toutefois ils apportent un léger bruit de souffle.

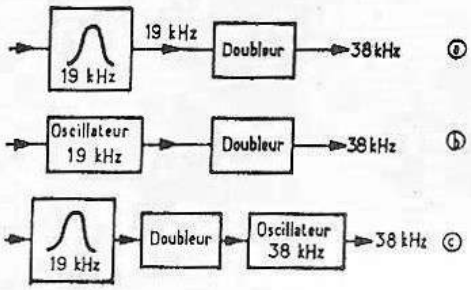


Fig. V-54

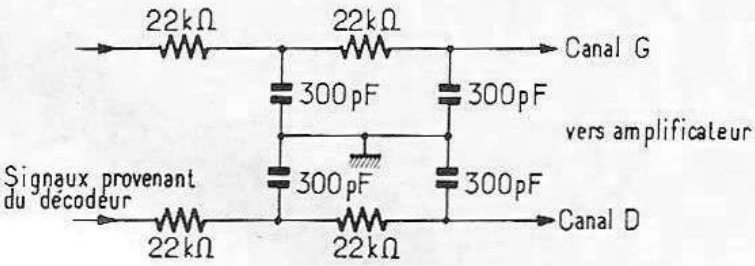


Fig. V-55

On sait qu'à l'émission les fréquences aiguës sont accentuées afin de diminuer le bruit de fond à la réception. Pour rétablir le niveau d'origine, il est nécessaire de disposer entre le décodeur et les amplificateurs un circuit RC de désaccentuation dont le schéma de principe est indiqué à la figure V-55. Celui-ci supprime les variations rapides du signal pour ne laisser passer que les variations lentes correspondant à la valeur moyenne.

Décodeur stéréo à transistors au silicium

La figure V-56 représente le schéma du décodeur proposé par Siemens. L'étage d'entrée transformateur d'impédance présente une impédance d'entrée élevée de 200 kΩ environ qui ne charge pas le discriminateur. Le signal composite multiplex prélevé sur l'émetteur du transistor de cet étage est appliqué par l'intermédiaire de la prise milieu du secondaire du transformateur accordé sur 38 kHz, U_3, à la sortie du décodeur. L'étage d'entrée se comporte pour le signal pilote en étage émetteur à forte contre-réaction. Le gain de cet étage est peu influencé par la dispersion des paramètres des transistors. Une diode polarisée D_1 amortit le circuit résonnant à une amplitude constante, éliminant ainsi les variations de la tension d'entrée et par suite aussi du signal pilote.

Le second étage amplificateur de signal pilote Q_2 est monté en émetteur commun. Bien que le gain soit inférieur au montage base commune pour ces fréquences, celui-ci offre l'avantage d'être indépendant de la dispersion des transistors. Le circuit résonnant précédent est couplé à l'émetteur de cet étage par un enroulement secondaire de très faible impédance. Le déphasage de 90° du signal pilote est assuré par le condensateur en parallèle avec l'émetteur. Une résistance de 47 kΩ fournit la tension de polarisation de base à partir de l'émetteur de Q_1. Les diodes D_2, D_3 équipent le montage doubleur de fréquence qui délivre le

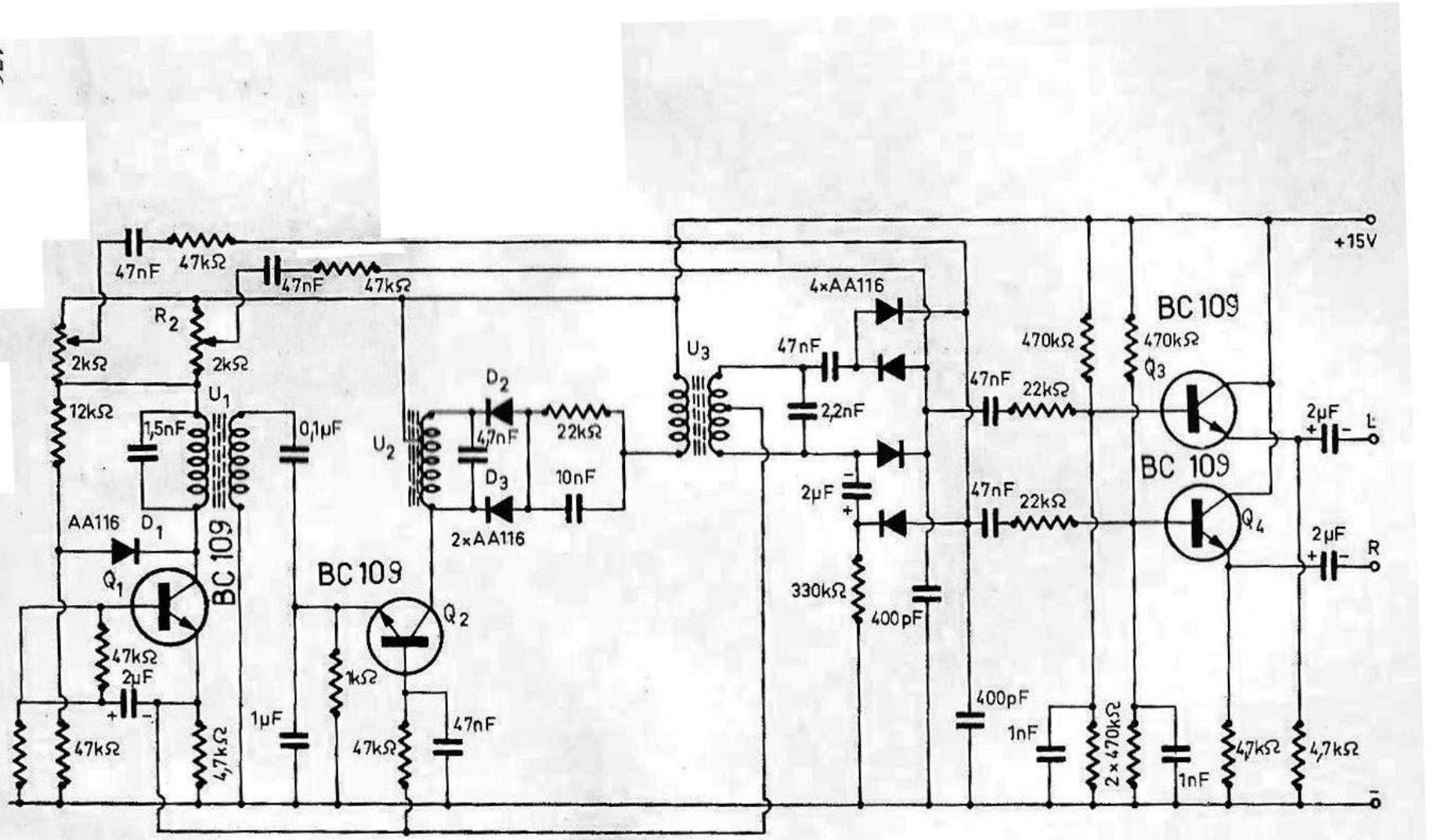

47nF
47kΩ
47nF
47kΩ
R2
2kΩ
2kΩ
12kΩ
U1
1,5nF
0,1μF
AA116
D1
Q1
BC 109
47kΩ
2μF
47kΩ
4,7kΩ
1μF
BC 109
Q2
1kΩ
47kΩ
47nF
U2
D2
4,7nF
22kΩ
D3
10nF
2×AA116
U3
4×AA116
47nF
2,2nF
2μF
330kΩ
400pF
400pF
1nF
470kΩ
47nF
22kΩ
47nF
22kΩ
470kΩ
BC 109
Q3
BC 109
Q4
2×470kΩ
1nF
4,7kΩ
4,7kΩ
+15V
2μF
L
2μF
R

Fig. V-56

signal de la sous-porteuse de 38 kHz. Le rendement est amélioré par l'élément RC 22 kΩ-10 nF. Le signal 38 kHz est transmis au modulateur en anneau par l'intermédiaire du transformateur U_3 dont le secondaire est accordé sur cette fréquence. Le modulateur en anneau fonctionne en redresseur à pointe ; la tension de sous-porteuse appliquée est juste suffisante pour assurer une démodulation sans distorsion du signal multiplex maximal admissible. Le bruit additionnel fonction de l'amplitude de sous-porteuse est ainsi maintenu à une faible valeur optimale. Une tension continue, appliquée dans le sens direct, augmente le rendement notamment pour les faibles signaux et assure en outre la transmission du signal BF par les diodes, lors d'émissions monophoniques, rendant ainsi inutile une commutation monostéréo particulière.

Lors de la modulation de l'information de bande latérale, son contenu est réduit à une valeur correspondant au rendement de la démodulation. Une réduction correspondante du signal somme est nécessaire car la relation entre le signal somme et le signal différence de la bande latérale doit être maintenue pour obtenir un affaiblissement diaphonique maximal. Une tension en opposition de phase est par suite prélevée sur le signal somme, au moyen des deux potentiomètres de réglage R_1 et R_2 dans le circuit collecteur du premier étage, puis appliquée après pondération à la sortie du modulateur en anneau. Un affaiblissement diaphonique maximal s'obtient toujours dans la plage de rendement constant de la démodulation. Ce rendement dépendant de l'amplitude de la tension de sous-porteuse, cette dernière doit être maintenue aussi constante que possible. L'action limitatrice de la diode D_1, en parallèle avec le circuit collecteur du premier étage, la maintient suffisamment indépendante de la tension pilote à l'entrée du décodeur, comme précédemment indiqué. La tension d'entrée multiplex, présentant une relation fixe avec la tension pilote, peut ainsi fluctuer dans un rapport 10 sans faire varier l'affaiblissement diaphonique hors des tolérances admissibles.

Décodeur stéréo multiplex à circuit intégré

Comme on a pu s'en rendre compte, le décodeur constitue l'une des parties les plus délicates d'un récepteur stéréophonique. Heureusement la technique moderne met à notre disposition un circuit intégré qui, avec un circuit interne très complexe, permet d'atteindre le meilleur résultat actuellement possible, avec un minimum de composants extérieurs et un seul point de réglage. Le circuit que nous proposons effectue, de la meilleure façon possible, les opérations décrites plus haut au point (e).

Le circuit intégré est le CA3090Q. Il s'agit d'un circuit monolithique au silicium qui, pour fonctionner, exige un petit nombre de composants extérieurs puisqu'il renferme environ 140 semiconducteurs, ainsi que les résistances et les condensateurs qui leurs sont associés.

Il est évident qu'avec une telle disposition de moyens, on peut surpasser les qualités offertes par n'importe quel décodeur à éléments discrets.

L'accord du décodeur intégré s'effectue au moyen d'une seule bobine à faible inductance qui exige la commutation automatique, délivre le courant nécessaire à une lampe témoin, et peut s'alimenter à partir d'une grande variété de tensions d'alimentation (de 10 à 16 V).

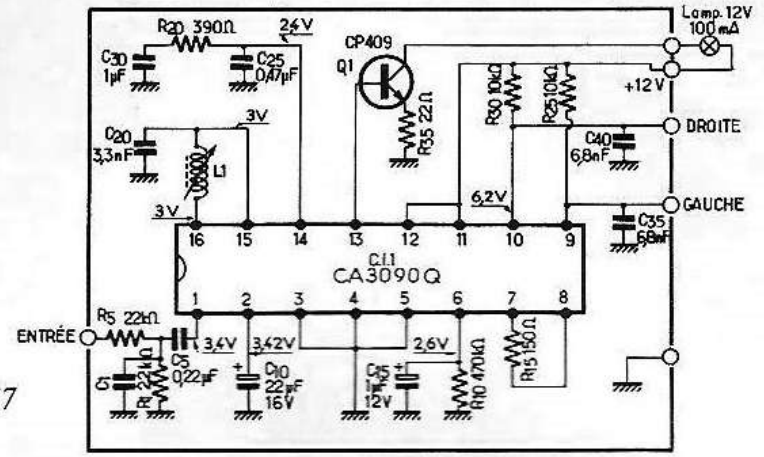


Fig. V-57

Examinons maintenant brièvement le fonctionnement de ce circuit (fig. V-57).

Le signal d'entrée provenant du détecteur FM, qui peut varier entre un minimum de 40 et un maximum de 400 mV, est amplifié par un préamplificateur à basse distorsion, et simultanément appliqué aux deux détecteurs synchrones pour 19 et 38 kHz. Un signal à 76 kHz, délivré par un oscillateur local contrôlé en tension, est appliqué à deux diviseurs par deux, qui permettent d'obtenir un signal à 38 kHz, et deux signaux à 19 kHz, en opposition de phase.

Le signal pilote à 19 kHz fourni par le détecteur FM est comparé avec le signal généré localement au moyen d'un détecteur synchrone. Le signal qui en résulte règle l'oscillateur à contrôle de tension (VCO), de manière que celui-ci produise un signal de sortie capable de synchroniser en phase le décodeur stéréo avec le signal pilote.

Un second détecteur synchrone compare le signal à 19 kHz généré localement avec le signal pilote fourni par l'émetteur. Si le signal pilote dépasse une certaine tension de seuil que l'on peut fixer avec des composants extérieurs, il commande un trigger de Schmitt. Le signal provenant de ce dernier allume l'indicateur stéréo, influence le fonctionnement du détecteur synchrone à 38 kHz et commute automatiquement le circuit intégré CA3090Q du fonctionnement monoaural en fonctionnement stéréophonique.

Le signal de sortie du détecteur à 38 kHz et le signal composite provenant du préamplificateur sont appliqués à un circuit matrice duquel sont extraits les signaux correspondants aux canaux gauche et droite. Ces signaux ont un niveau suffisant pour piloter la plupart des amplificateurs basse fréquence.

Un circuit interne régulateur de tension, de puissance suffisante, permet au circuit intégré d'opérer à l'intérieur d'une vaste gamme de variations de la tension d'alimentation.

La distorsion introduite par l'ensemble du circuit est à peine de 0,5 %.

Description du circuit

Le circuit consiste essentiellement en un circuit intégré CA3090Q et les composants accessoires qui seront décrits par la suite, et un transistor NPN, type CP409, qui sert seulement comme booster pour pouvoir actionner une lampe de signalisation de puissance supérieure à celle autorisée pour le circuit intégré.

La fonction des circuits annexés au C.I. est la suivante :

Le signal entre par le point 1 à travers le condensateur C_5. Le réseau constitué de C_1, R_1, R_5 sert à simuler durant l'essai la déviation de 1 dB à 38 kHz, due au détecteur FM. Entre le point 2 et la masse, c'est un condensateur C_{10} qui constitue le by-pass du circuit d'entrée. Les points 3, 4, 5 sont connectés directement à la masse. Le point 6 est connecté à la masse au moyen de C_{15}, R_{10} en parallèle, qui constituent le filtre pour la modulation pilote. Entre les points 7 et 8, est disposée la résistance R_{15} qui sert à déterminer la sensibilité du détecteur de la présence du signal pilote. Ce détecteur pilote à son tour le trigger de Schmitt.

Le point 9 constitue la sortie gauche et le point 10 la sortie droite. Les condensateurs C_{35} et C_{40} procèdent au déphasage du signal, le point 11 sert pour l'alimentation et accède au régulateur de tension. Sur le pied 13, on dispose de la tension de pilotage de base de Q_1 qui est à la masse à travers la résistance de stabilisation R_{25}. La résistance de charge de ce transistor qui fonctionne en commutateur, est constituée par la lampe 12 V - 100 mA, qui, en régime constitue une résistance de 12/0,1 = 120 Ω. Au point 12, arrive encore la tension d'alimentation, non stabilisée, qui alimente l'étage pilote de la lampe déjà intégré dans le C.I.

Entre le point 14 et la masse, on dispose le filtre du circuit de synchronisation entre le décodeur et le signal pilote de l'émetteur.

Entre les points 15 et 16 est inséré un circuit oscillateur qui détermine la fréquence de base de l'oscillateur contrôlé en tension.

Cet oscillateur fournit toutes les fréquences internes qui seront comparées avec les fréquences de pilotage provenant de l'émetteur.

Aussi un bon centrage de cette fréquence est-il nécessaire. On l'obtient en réglant l'inductance au moyen d'un noyau ferromagnétique.

Kit-Amstron UK252

TUNER AM-FM

L'appareil le plus perfectionné dans la classe des récepteurs est le tuner AM-FM qui tend à se répandre de plus en plus.

Les tuners AM-FM donnent en FM les mêmes résultats que les meilleurs tuners FM de même classe.

La composition d'un tuner AM-FM est identique à celle d'un appareil de radio AM-FM auquel manquerait la section P.F. Celui-ci possède toutetefois un certain nombre de perfectionnements que ne possèdent pas les récepteurs de type courant. Parmi ceux-ci, il convient de citer :

— Commande automatique d'accord.
— CAG efficace.
— Alimentation stabilisée.
— Indicateur visuel d'accord.
— Indicateur visuel de stéréophonie.

Nous allons procéder à une étude des principales caractéristiques des différentes sections d'un tuner AM-FM.

Section HF-Changement de fréquence

Le récepteur étant du type AM-FM reçoit par conséquent les émissions radio des gammes PO-GO-OC et les émissions radio FM. Il doit donc comporter un sélecteur VHF auquel il faut adjoindre un deuxième sélecteur PO-GO-OC, comme l'indique le diagramme de la figure V-58.

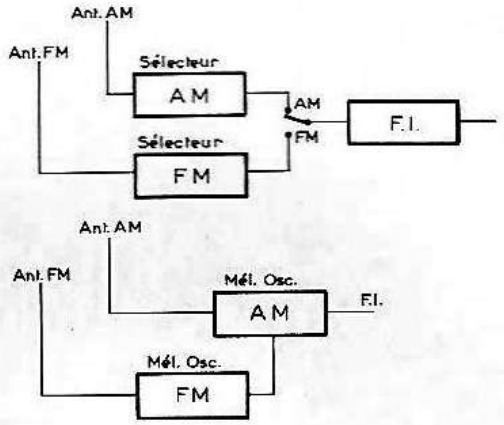


Fig. V-58

Pour simplifier la commutation AM-FM et augmenter le gain en position FM, on utilise parfois le dispositif suivant : au lieu de transmettre directement le signal moyenne fréquence FM à 10,7 MHz fourni par le mélangeur à l'entrée de l'amplificateur FI, on l'applique à l'entrée du mélangeur du sélecteur AM qui fonctionne alors comme amplificateur FI à 10,7 MHz.

Section de fréquence intermédiaire

Cette section est la seule qui constitue la particularité de fonctionnement du récepteur mixte AM-FM. En effet, les mêmes semiconducteurs sont utilisés pour amplifier le signal AM à 455 kHz et à 10,7 MHz pour la FM. Comme le rapport entre ces deux valeurs est très élevé, il est possible de monter dans le même circuit de liaison des bobines pour 10,7 MHz et des bobines pour 455 kHz, dans un réseau série.

La figure V-59 donne le principe de ce dispositif moyenne fréquence AM-FM.

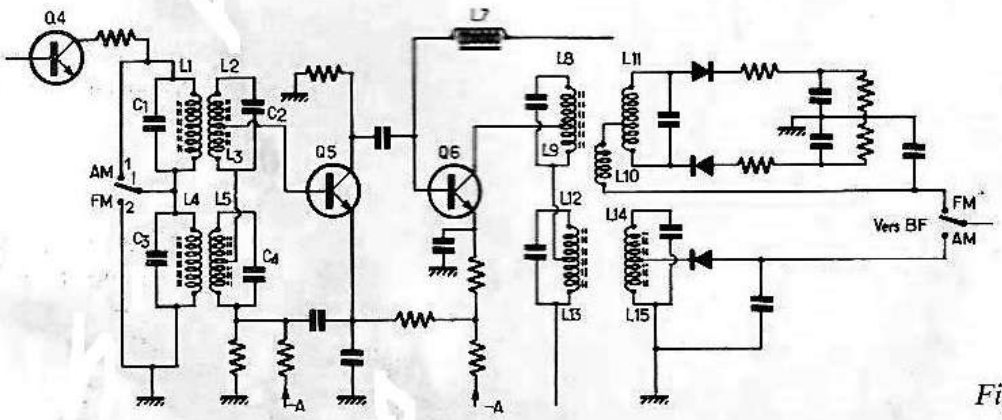


Fig. V-59

Il est intéressant de suivre la progression du signal suivant le mode de reception.

En modulation d'amplitude, le transistor Q_4 fonctionne en mélangeur et le signal FI est prélevé sur le collecteur.

La liaison avec Q_5 premier amplificateur FI s'effectue à l'aide de deux transformateurs L_1-L_2, L_3-L_4 dont les primaires et secondaires sont disposés en série. L'inverseur I_1-I_2 permet de court-circuiter les enroulements L_1 ou L_4, le premier sur AM, le second sur FM.

Fonctionnement de la section FI, réception AM

Le signal provenant de Q_4 arrive sur L_4 et est transmis au secondaire L_5. Puis il passe sur la base de Q_5 à travers le secondaire L_2-L_3 utilisé en FM. En raison du petit nombre de spires de ce dernier, accordé sur 10,7 MHz, par rapport au nombre élevé de spires de l'enroulement précédent accordé sur 455 kHz, cette disposition n'apporte aucune difficulté.

Du collecteur de Q_5, le signal amplifié parvient directement à la base de Q_6, à travers un condensateur.

Le signal amplifié par Q_6 est ensuite dirigé sur le détecteur par l'enroulement L_{12}-L_{13} et L_{14}-L_{15}.

Là encore, l'enroulement FM L_8-L_9 se comporte comme une simple connexion.

Le signal FI prélevé sur le secondaire L_{14}-L_{15} accordé est appliqué à la diode de détection.

Fonctionnement de la section FI, réception FM

Lorsque le commutateur est en position FM, le signal à 10,7 MHz est transmis à Q_4 (mélangeur AM) qui sert de premier étage FI pour la réception des émissions modulées en fréquence. Le signal amplifié est transmis par le transformateur L_1-L_2-L_3 à la base de Q_5. Le commutateur 1 sur la position 2 court-circuite le primaire du transformateur L_4-L_5-L_6. Le nombre de spires du secondaire L_5-L_6 étant très élevé par rapport au secondaire L_2-L_3, le premier enroulement constitue une self d'arrêt et C_4 joue le rôle de condensateur de découplage pour la fréquence 10,7 MHz.

Les second et troisième étages Q_5 et Q_6 sont couplés sur un mode apériodique à travers résistance et capacité. Afin de réaliser la largeur de bande exigée, on a relié le collecteur de Q_6 à une prise sur le primaire L_8-L_9. Là encore, les primaires sont en série comme les secondaires examinés plus haut.

Détecteurs AM et FM

Dans les récepteurs AM-FM, les deux détecteurs AM et FM sont généralement distincts, comme le montre la figure V-59, bien qu'il soit possible d'utiliser une même diode dans les deux applications, à l'aide d'un commutateur, ce qui constitue une complication inutile, compte tenu du prix des diodes.

Ces deux types de détecteurs ont été décrits par ailleurs.

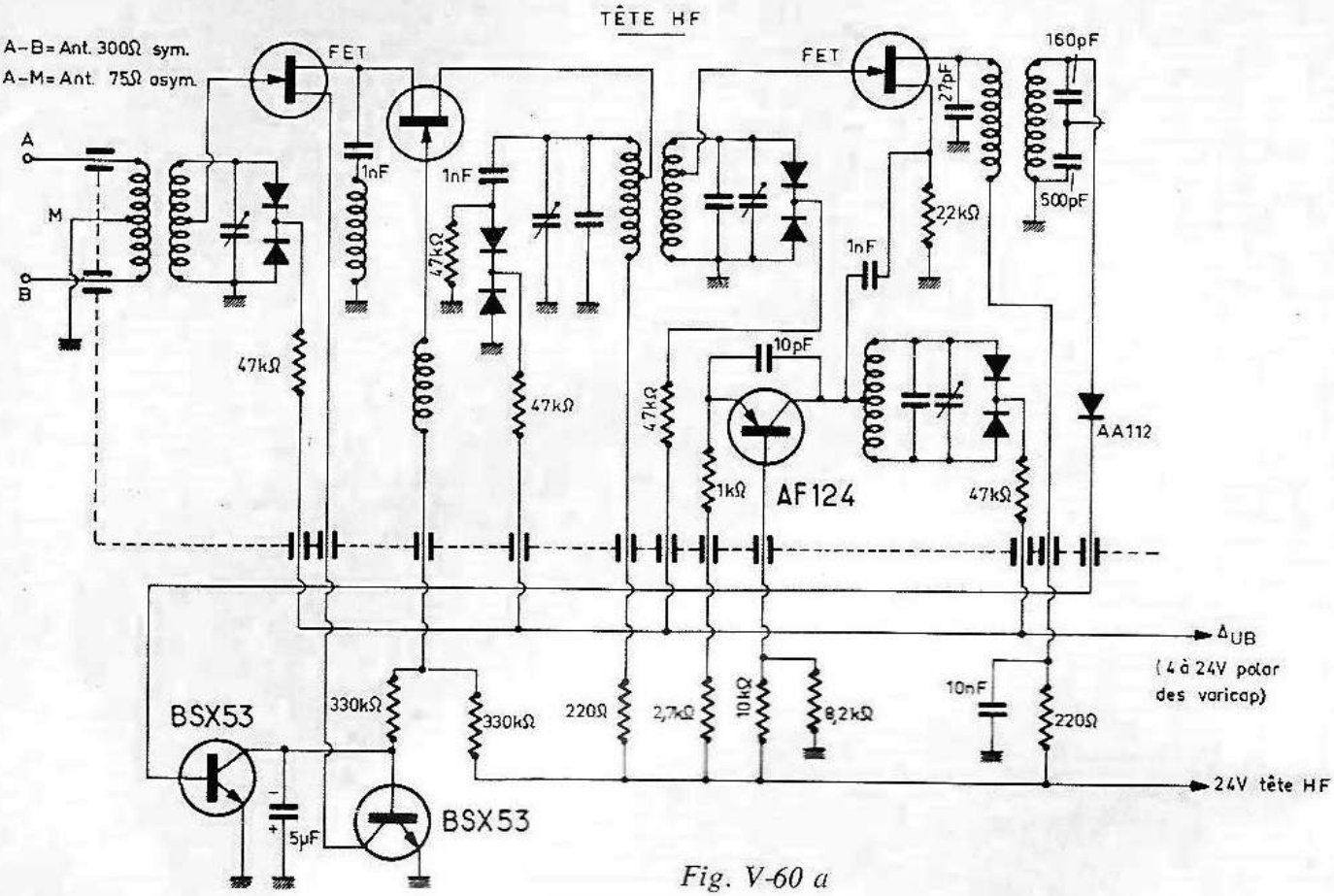


Fig. V-60 a

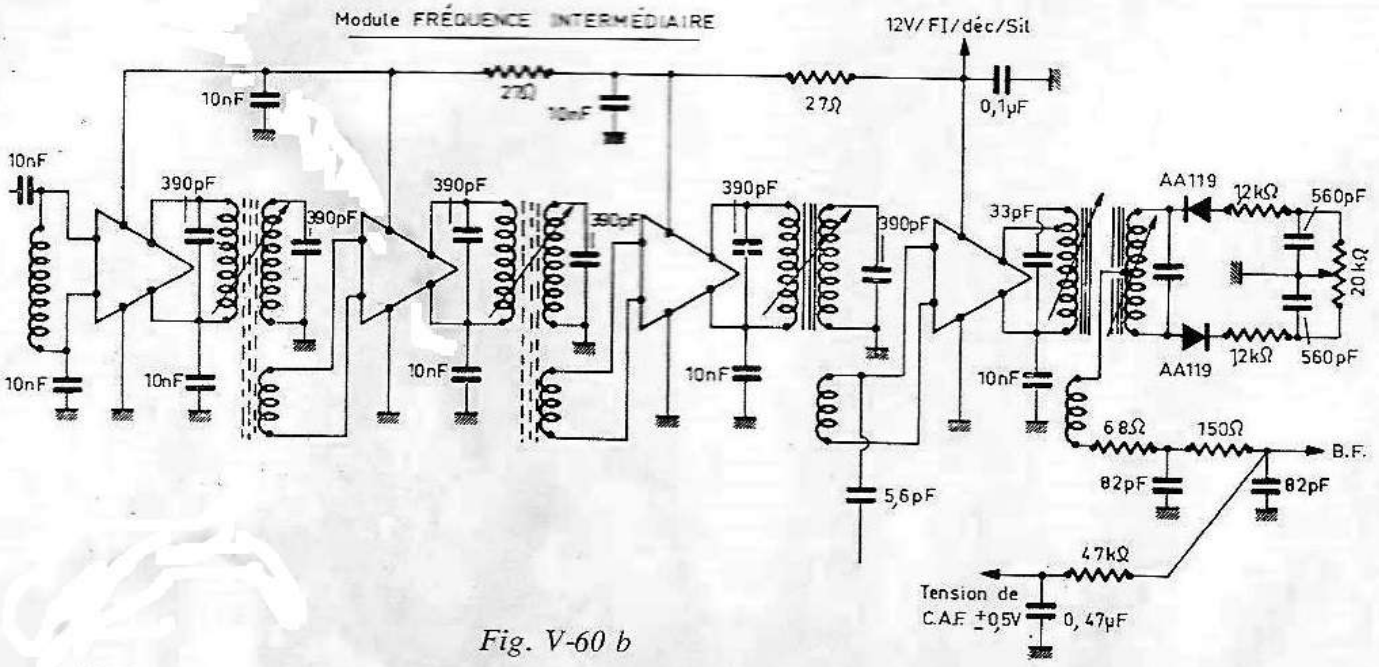


Fig. V-60 b

Etude d'un TUNER FM de réalisation commerciale

Après avoir étudié les différentes sections constituant un tuner FM, il est intéressant de procéder à une vue d'ensemble des circuits d'un appareil de ce type, de type commercial (1).

La tête HF (fig. V-60-a)

Le modèle est à diode varicap, ce qui permet des stations préréglées. L'entrée d'antenne s'effectue sous une impédance de 75 Ω ou 300 Ω. La tête est équipée de trois FET, et d'un transistor AF124. Pour obtenir une meilleure sélectivité et un rapport signal/bruit élevé, l'accord est réalisé par l'intermédiaire d'un condensateur variable à plusieurs cages afin de couvrir la gamme de 87,5 à 108 MHz. La polarisation des diodes varicap varie de 4 à 24 V, et la tension d'alimentation de cette partie HF est de 24 V.

Le transistor AF124 remplit les fonctions d'oscillateur et de mélangeur.

La platine F.I. (fig. V-60-b)

L'amplificateur moyenne fréquence est équipé de 4 circuits intégrés 7703393. Le gain par étage est de l'ordre de 25 dB. On obtient ainsi avec une grande stabilité, une tension de détection élevée, de l'ordre de 500 à 600 mV, de faible distorsion harmonique, avec le meilleur rapport signal/bruit. Grâce à l'emploi de quatre étages, la bande passante est également élevée.

Les transformateurs de couplage sont du type à filtre de bande avec primaires et secondaires accordés, et enroulement à basse impédance pour attaquer l'entrée de chaque circuit intégré.

Les tensions BF sont prélevées à la sortie du filtre MF constitué par les cellules 68 Ω-82 pF et 150 Ω-82 pF.

Le détecteur de rapport est équipé de deux diodes AA119. Les tensions BF sont extraites par l'intermédiaire de l'enroulement tertiaire du transformateur et le signal BF est prélevé à l'aide d'une cellule constituée par deux résistances de 68 Ω-160 Ω découplées par deux condensateurs de 82 pF chacun.

La tension de CAF appliquée à l'étage HF est obtenue à partir d'une cellule de découplage de 47 kΩ-0,47 μF.

Le décodeur stéréophonique (fig. V-60-c)

Il s'agit d'un décodeur stéréophonique à hautes performances permettant d'obtenir de très bons résultats au point de vue diaphonie et bande passante.

Ce module est équipé de cinq transistors de type NPN. Le signal BF complexe de sortie est appliqué à la base du premier étage à travers un condensateur électrochimique de 1 μF.

Les collecteurs des deux premiers transistors sont chargés par les circuits accordés sur 19 kHz, L_1-22 nF pour T_1 et L_2-22 nF pour T_2. Le signal à 19 kHz amplifié est alors appliqué au montage doubleur de fréquence destiné à la restitu-

(1) Modèle Centaure des Etablissements Acer.

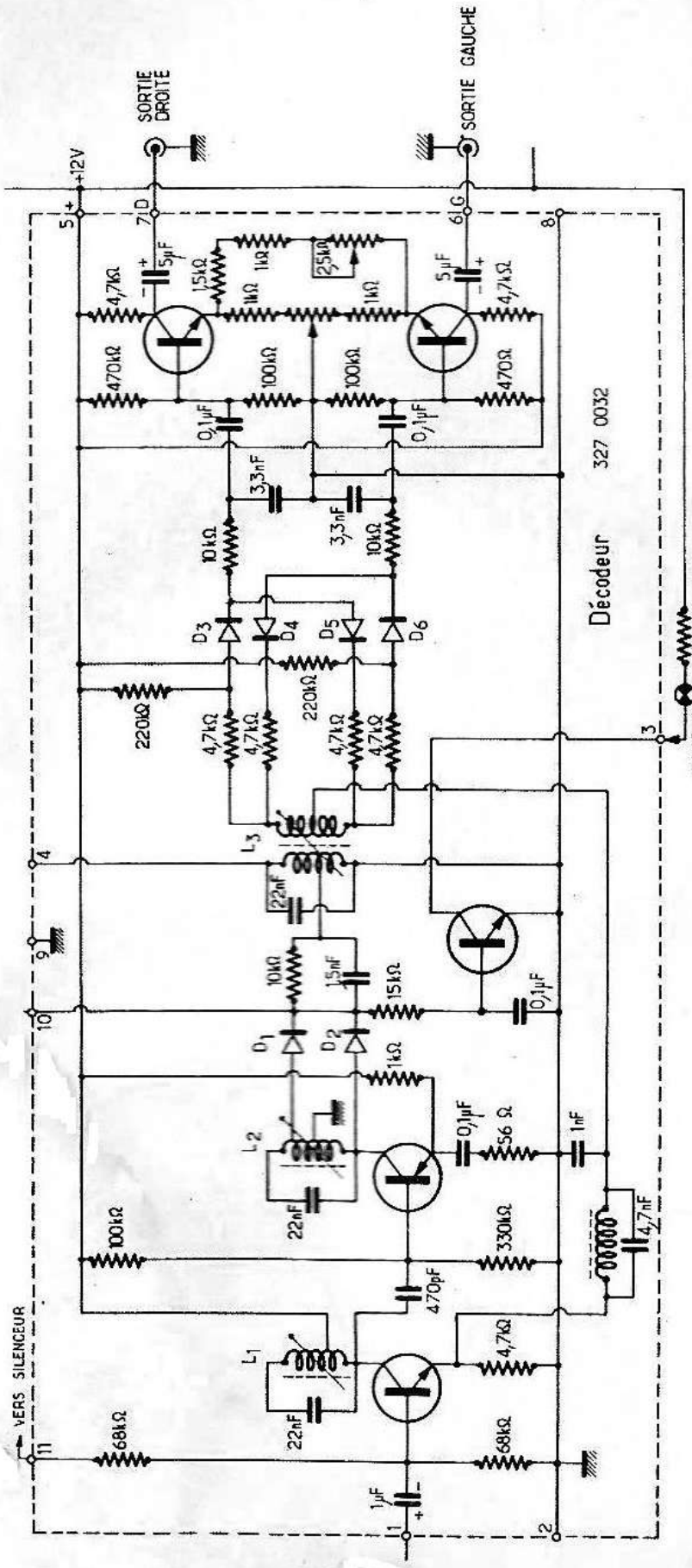

SORTIE DROITE
SORTIE GAUCHE
+12V
VERS SILENCEUR
Décodeur
327 0032
6V.40mA
D1
D2
D3
D4
D5
D6
L1
L2
L3

Fig. V-60c

tion des canaux droite et gauche constitué par les deux diodes D_1 et D_2. A la sortie du doubleur, nous trouvons le circuit accordé sur 38 kHz comprenant L_3-22 nF.

Le secondaire à point milieu de L_3 reçoit les signaux G + D et G — D nécessaires à l'opération de décodage prélevés sur le circuit émetteur du premier étage. Les tensions à 38 kHz sont par ailleurs appliquées à un démodulateur classique équipé de quatre diodes. Les tensions BF ainsi décodées sont ensuite dirigées sur le premier étage préamplificateur de tension T_4 ou T_5.

La lampe L qui sert d'indicateur de stéréophonie est commandée par le transistor T_3. Son fonctionnement est très simple : au cours d'une émission stéréophonique avec sous-porteuse à 19 kHz, les tensions de 38 kHz à la sortie du doubleur D_1-D_2 polarisent le transistor dans le sens de conduction, ce qui permet le passage du courant collecteur qui assure l'éclairement de la lampe.

La tension d'alimentation de ce modulé est de 12 V.

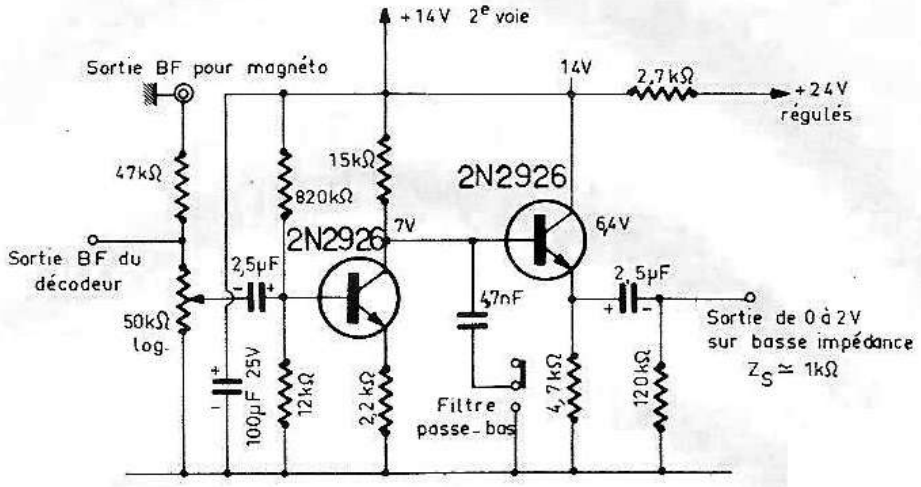


Fig. V-60d

Préamplificateurs de sortie (fig. V-60-d)

Les sorties du décodeur sont connectées chacune à un préamplificateur de sortie équipé de deux transistors NPN 2N2926. L'insertion se fait sur une extrémité du potentiomètre de volume. Le signal prélevé sur le curseur de celui-ci est appliqué à la base du premier transistor monté en émetteur commun à travers un électrochimique de 2,5 μF. Le signal amplifié prélevé sur le collecteur est transmis directement à la base du second étage monté en collecteur commun, donc à basse impédance (1 kΩ). Le niveau du signal est réglable entre 0 et 2 V.

A remarquer la présence d'un filtre passe-bas simple mais efficace constitué par un condensateur de 4,7 nF qui à l'aide d'un commutateur peut être connecté entre base et masse (6 dB/octave).

La tension d'alimentation est de 24 V.

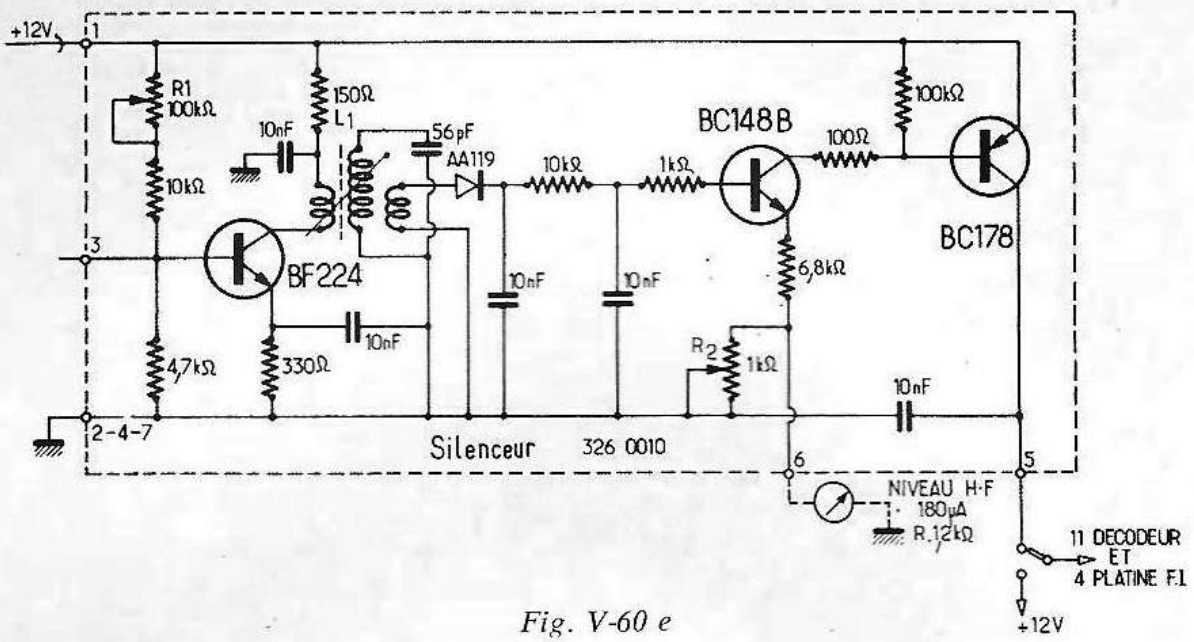


Fig. V-60 e

Le silencieux (fig. V-60-e)

Le silencieux est un dispositif qui permet de supprimer le souffle gênant qui se manifeste au cours de la recherche d'une station, en dehors de l'accord, et qui oblige à baisser le volume sonore.

Ce module comporte trois transistors.

Une prise, prévue sur la platine FI permet d'injecter à l'aide d'un condensateur de 5,6 pF, la fréquence intermédiaire à 10,7 MHz à l'entrée du module. Le transistor BF 224, monté en émetteur commun a pour fonction d'amplifier ce signal. La commande de gain de cet étage, et en conséquence l'efficacité du module, s'effectue à l'aide d'un potentiomètre ajustable R_1 qui permet d'ajuster la polarisation de base.

La tension à 10,7 MHz amplifiée est ensuite appliquée à un transformateur L_1 et à la diode détectrice AA119.

La tension continue de détection polarise la base du deuxième transistor BC148B entraînant une chute de tension aux bornes de la résistance de 100 kΩ placée entre base et émetteur du transistor PNP BC178. La base de ce dernier devient très négative par rapport à l'émetteur et il en résulte une saturation du transistor.

Un galvanomètre sert d'indicateur de niveau du champ électrique.

SOMMAIRE

CHAPITRE PREMIER

INTRODUCTION À LA THÉORIE DE LA CONSTITUTION DE LA MATIÈRE

Molécules et atomes 7
Conductibilité et courant électrique 10
Résistance d'un conducteur 12

CHAPITRE II

PRINCIPES DES TRANSISTORS

Les semi-conducteurs 13
Structure du germanium 14
Électrons et lacunes 15
Dopage des cristaux 16
La jonction P-N 18
Couples de jonctions 22
Fonctionnement du transistor 22
Fonction amplificatrice du transistor 24
Règles communes à tous les transistors 26
Symboles employés pour représenter les transistors 27
Mode de branchement des transistors — Les trois montages fondamentaux 29
Courbes caractéristiques des transistors 30
Point de travail et droite de charge 33
Fréquence de coupure 34
Niveau de bruit 35
Action de la température sur le fonctionnement des transistors 35
Courant inverse de saturation 36
Le transistor comme quadripôle 37
Zone admissible de fonctionnement 39
Fixation du point de fonctionnement en fonction de la température 41
Etage amplificateur de base 42
Système de stabilisation 43
Le transistor à effet de champ (FET) 45
Constitution d'un transistor à effet de champ 46
Fonctionnement du transistor à effet de champ 49
Caractéristiques de fonctionnement 50
Les transistors MOS 51
Transistor M.O.S. à épuisement 51
Transistor M.O.S. à enrichissement 52
Les principaux circuits des transistors à effet de champ 54
Les transistors à effet de champ et les amplificateurs H.F. 55
Les circuits intégrés 55

CHAPITRE III

PRÉAMPLIFICATEURS

Les préamplificateurs 59
Préamplificateur à un seul étage 59
Préamplificateur-correcteur à transistors au silicium 61
Préamplificateur pour microphones à cristal 62
Préamplificateur mélangeur à FET 63
Mélangeur-Préamplificateur à trois canaux 64
Préamplificateur pour pick-up magnétique à FET 65
Préamplificateur stéréo à circuit intégré 66
Préamplificateur égalisateur mono 69
Préamplificateur stéréo à correcteur RIAA 71

CHAPITRE IV

AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE

Modes de fonctionnement 75
Circuits de basse fréquence pour signaux faibles 76
Amplificateur à couplage RC 77
Amplificateur à couplage direct 77
Couplage direct entre NPN et PNP 78
Utilisation de la contre-réaction en basse fréquence 78
Tensions de claquage 80
Dissipation et refroidissement 81
Étage final 82
Étage de sortie push-pull classe B 83
Étage inverseur de phase 83
Étage final complémentaire 84
Principe de fonctionnement d'un étage de sortie complémentaire 86
Principe de fonctionnement d'un circuit à symétrie complémentaire 87
Amplificateur 1,2 W complémentaire 90
Amplificateur 1W-1,6 W et 2,5 W avec transistors BC327-BC337-BC338 91
Amplificateur à circuit intégré 2,5 W 94
Amplificateur quasi-complémentaire 5 W 95
Trois circuits d'amplificateurs B.F. à transistors BD433/BD434 - BD435/BD436 - BD437/BD438 98
Amplificateur 10 W classe A 103
Amplificateur Hi-Fi 20-25 W avec circuit de protection 105
Transistors de puissance intégrés Darlington 108
Amplificateur Hi-Fi 25 W avec les transistors Darlington BD266/BD267 109
Amplificateur 15-60 V eff. à transistors de sortie NPN-PNP Darlington 111
Amplificateur Hi-Fi 50 W 113
Amplificateur stéréo 12 + 12 W 115
Amplificateur stéréo avec étages préamplificateurs à circuits intégrés 120

CHAPITRE V

RADIORÉCEPTEURS

Les éléments constitutifs d'un récepteur à transistors 121
Étage convertisseur ou changeur de fréquence AM 122
Schéma de l'étage convertisseur 124

Étage convertisseur PO-GO 126
Section amplificatrice de moyenne fréquence 127
Transformateurs F.I. 131
Choix de la F.I. 132
Utilisation d'une diode d'amortissement 133
Commande automatique de gain (C.A.G.) 133
L'étage détecteur 135
Application des diodes à capacité variable dans les tuners 137
Application des transistors au silicium BF194 et BF195 dans un récepteur AM à 6 transistors 139
Récepteur AM à circuits intégrés 145
Récepteur à modulation de fréquence FM 146
Étages HF pour récepteurs FM 146
Changeur de fréquence pour récepteur FM 149
Têtes FM à semiconducteurs modernes 151
Amplificateur F.I. 151
Amplificateur F.I. à transistors planars 152
Amplificateur F.I. à transistors BF214 154
Amplificateur F.I. avec TAA350 et filtre à résonateur céramique 157
Amplificateur F.I. à circuits intégrés μA703$_e$ 158
La détection en modulation de fréquence 160
Courbe de détection 161
Circuit de désaccentuation 161
Contrôle automatique de fréquence 161
Les indicateurs visuels d'accord en FM 163
La réception des émissions stéréophoniques 165
Système de transmission à fréquence pilote 166
Branchement du décodeur 169
Décodeurs multiplex 173
Décodeur à transistors au silicium 175
Décodeur à circuit intégré 177
Tuner AM-FM 179
Étude d'un tuner FM de réalisation commerciale 183

ACHEVE D'IMPRIMER
SUR LES PRESSES DE LA
SOCIETE PARISIENNE
D'IMPRIMERIE
70, rue Compans, 75019 PARIS

Dépot légal : 3e trimestre 1975
N° éditeur : 127 - N° imprimeur : 94

E.T.S.F.
2 à 12, rue de Bellevue
75019-PARIS