

G. MATORÉ



Cours élémentaire d'électronique



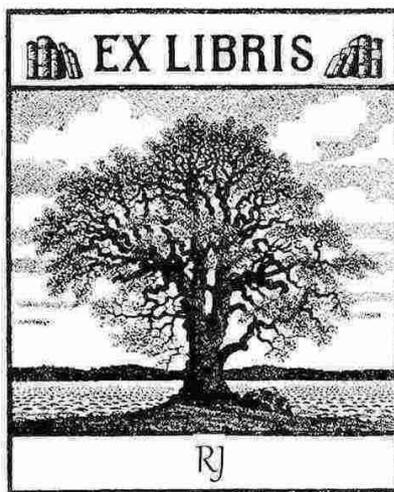
TRANSISTORS
T U B E S
COMPOSANTS
APPLICATIONS

3^e édition



ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 75006 PARIS



Numérisé en Juin 2025 par F1CJL , 300dpi

Copyright by EDITIONS RADIO, 1978.
Tous droits de traduction et de re-
production réservés pour tous pays.
Microfilms et photocopies
même partiels, interdits

Imprimé en France
Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

Dépôt légal : 3^e trimestre 1978
Editeur n° 752 — ISBN 2 7091 0752 X
Imprimeur n° 778193

INTRODUCTION

L'électronique se réduit en dernier ressort à l'emploi judicieux d'éléments simples, chargés d'amplifier ou de transformer courants ou tensions électriques à des fins particulières.

La meilleure façon d'aborder l'étude de l'électronique est d'apprendre pourquoi, quand et comment les semiconducteurs et les tubes sont utilisés dans les montages, et quel est le rôle des résistances, condensateurs et bobinages qui les accompagnent.

Familiariser le lecteur avec ces cinq « composants », tel est le but de cet ouvrage.

A cet effet l'auteur se sert d'un langage simple, accessible aisément au profane ; il ne fait pas appel à des mathématiques (juste un peu d'arithmétique pour situer des valeurs), préférant exposer les mécanismes physiques des phénomènes étudiés.

En fin de volume, l'auteur brosse un tableau des applications multiples de l'électronique, qu'il s'agisse des appareils de réception « grand public » ou des principales utilisations dans l'industrie. Pour conclure, il donne quelques schémas de montages divers, très simples, que le lecteur n'aura aucune peine à réaliser lui-même.

Il faut vraiment lire ce COURS ÉLÉMENTAIRE avant de pénétrer plus avant dans les détails de la technique électronique, car alors tout deviendra plus facile. C'est dire que dans cet ouvrage théorie et pratique sont harmonieusement équilibrées.

L'ÉDITEUR.

CHAPITRE 1

LA STRUCTURE DE LA MATIERE

Nous ferons connaissance avec l'atome... Nous verrons comment les électrons interviennent dans les combinaisons chimiques des éléments... Nous expliquerons ce qu'est le courant électrique, comment s'effectue son passage dans les conducteurs et semiconducteurs...

Depuis une vingtaine d'années, la physique atomique a accompli des progrès qui sont pour le moins fantastiques. L'insécabilité de l'atome, qui était hier encore le « credo » du savant, s'est révélée au monde comme étant une fausse théorie et la fission de l'atome a bouleversé les concepts de la science... et de la conscience..

Si l'épouvante s'empare de l'homme méditant sur les conséquences possibles de ce qui pourrait très bien n'être au départ qu'une simple erreur de calcul dans un laboratoire où l'on taquine l'atome, ou encore le geste d'un forcené déclenchant le pire, on n'en espère pas moins que la physique nucléaire sera demain une très grande, sinon la plus grande bienfaitrice de l'humanité.

L'homme est arrivé aujourd'hui à un point très avancé de la connaissance de la constitution de la matière et cependant chaque nouvelle découverte laisse entrevoir un nouveau terrain à découvrir dans cet univers qu'est la matière...

La molécule

La matière est divisible en particules extrêmement petites, mais elle n'est cependant pas divisible à l'infini.

Si quelques milligrammes de certains parfums vaporisés dans une pièce suffisent à en odoriser l'atmosphère, si quelques milligrammes d'un colorant peuvent teinter d'énormes quantités de liquide (un petit grain de permanganate de potassium ne peut-il pas colorer en violet l'eau d'une baignoire ?), c'est donc que les corps peuvent se diviser en infimes parti-

cules. Toutefois de nombreux faits (études par rayons X, lois de la chimie...) nous prouvent que la matière n'est pas divisible à l'infini : un corps est formé de particules telles que, si elles sont divisées, l'individualité chimique de ce corps est détruite.

Nous énoncerons la très importante définition suivante :

La molécule d'un corps pur est la plus petite particule, la particule élémentaire de ce corps, susceptible d'exister à l'état libre.

Toutes les molécules d'un corps, d'une espèce chimique, sont identiques. Elles ont la même masse et elles possèdent intégralement les propriétés physiques et chimiques du corps considéré.

On connaît actuellement plus d'un million de variétés de molécules.

Pour donner une idée de la prodigieuse petitesse de la molécule des gaz, nous dirons que 1 centimètre cube d'un gaz quelconque, à la température de 0 °C, sous la pression de 760 mm de mercure (pression atmosphérique normale), renferme deux cent soixante-dix milliards de milliards de molécules !

L'atome

Le chlorure de sodium (sel de cuisine) est composé de deux éléments : le chlore et le sodium qui sont des corps simples entrant en combinaison pour donner le chlorure de sodium. Toutes les molécules du chlorure de sodium étant identiques, chacune d'elles contient donc des particules de chlore et de sodium. Ces particules sont appelées atomes.

Nous énoncerons une nouvelle définition tout aussi importante :

L'atome est la particule élémentaire d'un corps simple, susceptible d'entrer dans les combinaisons chimiques.

Mais l'atome à lui seul est un ensemble fort complexe ; c'est une sorte de système solaire à échelle extraordinairement réduite. En son centre se trouve le noyau, formé de protons et de neutrons. Le *proton* est une particule porteuse d'une charge élémentaire d'électricité positive ; le *neutron* est dépourvu de charge électrique. Autour du noyau gravite un essaim d'électrons. L'*électron* est une particule porteuse d'une charge élémentaire d'électricité négative. La charge négative de l'électron est égale et opposée à la charge positive du proton ; et comme dans un atome normal il existe autant d'électrons que de protons, *l'atome est électriquement neutre.*

Les électrons sont disposés sur un certain nombre de couches concentriques qui, à partir du noyau, sont désignées dans l'ordre par les lettres K, L, M, N, O, P. Pour un corps donné, ces couches portent un nombre déterminé d'électrons, et cependant elles ne peuvent en accepter plus que leur nombre limite. C'est ainsi que :

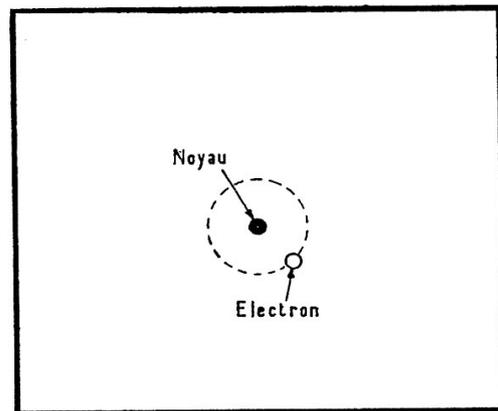
La couche K comporte au plus 2 électrons				
»	L	»	»	8
»	M	»	»	18
»	N	»	»	32
»	O	»	»	18
»	P	»	»	8

La couche la plus proche du noyau ne peut porter au total que 2 électrons. S'il y en a un de plus, une seconde couche se forme, qui peut en contenir au maximum 8, et ainsi de suite... Néanmoins nous dirons que, dans certains atomes très complexes, on trouve des électrons sur les couches extérieures alors que certaines couches intermédiaires restent incomplètes.

Les ions

Le noyau est électriquement positif ; les électrons, eux, sont négatifs. Noyau et électrons exercent des forces d'attraction mutuelle, puisque des charges de signes opposés, au lieu de se repousser, s'attirent. Mais les forces d'attraction sont d'autant moins importantes, et plus faciles à briser, que les électrons sont plus éloignés du noyau. La couche externe d'un

Fig. 1-1. — L'atome d'hydrogène possède un seul électron.



atome peut perdre des électrons, ou en adopter de nouveaux, sans pour autant, en ce cas, voir sa collection dépasser le nombre limite.

Qu'un électron quitte la couche externe d'un atome, cela correspond à l'enlèvement d'une charge élémentaire d'électricité négative à un ensemble qui, initialement, était électriquement neutre. De ce fait un déséquilibre apparaît : l'atome devient un *ion positif*, auquel est associé un électron libre.

En revanche, lorsqu'un atome fixe un électron supplémentaire, il devient cette fois un *ion négatif*, puisque, là encore, il y a déséquilibre, mais dans l'autre sens : l'ensemble, électriquement neutre au départ, s'enrichit d'une charge négative du fait de la présence de l'électron fixé.

Les combinaisons chimiques

La couche externe d'un atome tend à compléter sa collection d'électrons quand elle en possède un nombre voisin de son nombre limite.

Considérons l'atome d'hydrogène. Sa représentation schématisée est toute simple, puisqu'il ne compte qu'un proton en son noyau, auquel est

associé, naturellement, un seul électron sur sa couche K (fig. 1-1). Cette couche K est incomplète. En effet : comme son nombre limite est 2, il lui manque $2 - 1 = 1$ électron pour être complète.

Considérons maintenant l'atome d'oxygène, qui possède 8 protons en son noyau et, bien entendu, 8 électrons. Ces derniers sont ainsi répartis : 2 sur la couche K (complète) et 6 sur la couche L (fig. 1-2).

Cette couche L est donc incomplète, puisqu'il lui manque $8 - 6 = 2$ électrons.

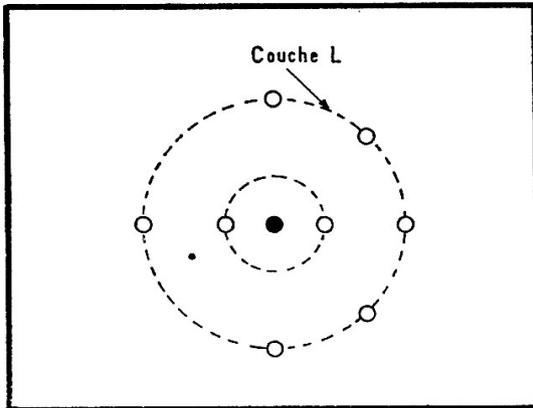
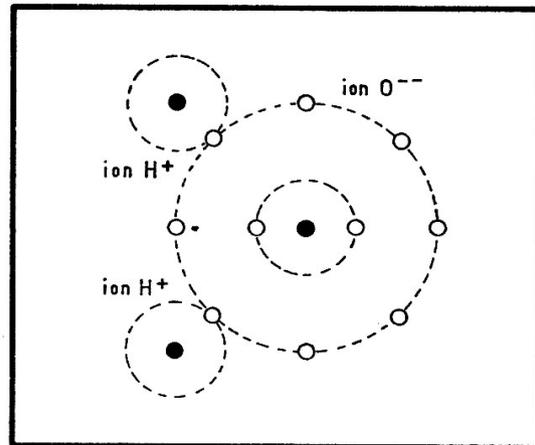


Fig. 1-3. — L'association de deux atomes d'hydrogène et d'un atome d'oxygène donne une molécule d'eau.

Fig. 1-2. — La couche L de l'atome d'oxygène possède 6 électrons.



Mettons en présence un atome d'oxygène et deux atomes d'hydrogène. Les deux électrons que possèdent, ensemble, les atomes d'hydrogène, viennent compléter la couche L de l'atome d'oxygène, à laquelle il manquait précisément, nous venons de le voir, 2 électrons pour être complète (fig. 1-3). Ce phénomène électronique n'est rien d'autre, en vérité, qu'une association d'atomes, *une combinaison chimique* dont naît, tout simplement, une molécule d'oxyde d'hydrogène, laquelle est tout bonnement une vulgaire molécule d'eau. Sa formule chimique $H^2 O$ reflète fort bien la combinaison de deux atomes d'hydrogène (symbole H) avec un atome d'oxygène (O). La réaction chimique est donc :

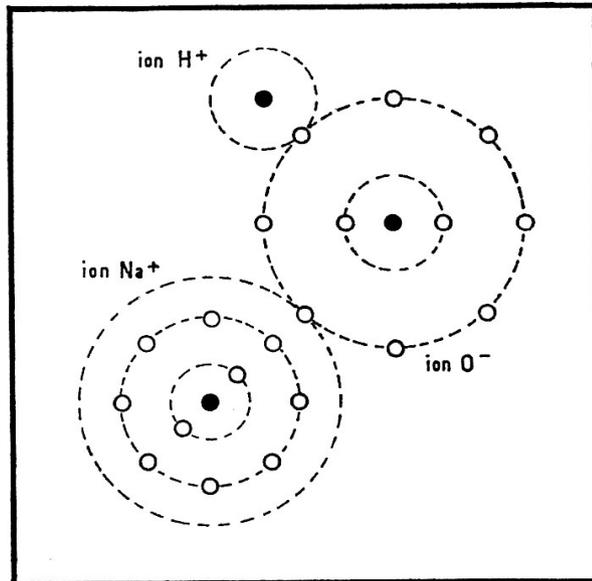


Dans cet ensemble moléculaire, l'atome d'oxygène s'est « enrichi » de deux électrons ; il est devenu ion négatif. Les deux atomes d'hydrogène ont chacun « perdu » un électron ; ils sont devenus ions positifs.

La molécule d'eau obtenue est chimiquement stable, elle ne se combinera pas volontiers avec de nouveaux atomes ni avec de nouvelles molécules. En effet, aucune place n'est plus disponible pour recevoir, sur les couches externes des ions associés, des électrons en provenance de nouveaux atomes qui entreraient en combinaison avec la molécule d'eau.

Prenons un autre exemple d'association d'atomes : mettons en présence un atome d'oxygène, un atome d'hydrogène, déjà connus, et un atome de sodium, dont le symbole chimique est Na (les deux premières lettres du mot latin *natrium*). Le noyau de l'atome de sodium compte 11 protons. Les 11 électrons de cet atome se trouvent donc ainsi répartis : 2 sur la couche K (complète), 8 sur la couche L (complète) et le onzième est solitaire sur la couche M. Ce dernier électron et celui de l'atome d'hydrogène vont passer sur la couche L de l'atome d'oxygène qui verra, de ce fait, sa collection complétée à 8 électrons (fig. 1-4). La molécule

Fig. 1-4. — Un atome de sodium, un atome d'oxygène et un atome d'hydrogène s'associent pour former une molécule de soude caustique.



obtenue est une molécule d'hydroxyde de sodium ; en termes plus communs, c'est une molécule de soude caustique dont la formule est Na O H. Les ions assemblés sont : un ion oxygène négatif, un ion hydrogène positif et un ion sodium positif.

La molécule de soude caustique est chimiquement stable, puisqu'elle ne peut offrir, sur les couches externes de ses ions, aucune place à des électrons nouveaux arrivants.

Ces deux exemples nous ont montré clairement que les électrons périphériques interviennent, seuls, dans les associations d'atomes. Nous imaginerons sans peine qu'un atome, dont la couche externe est complète, n'entrera pas facilement en combinaison avec d'autres atomes. Tel est le cas de celui du *néon* dont la couche externe L comporte 8 électrons. Le néon n'a pratiquement pas d'affinités chimiques pour les autres corps ; il est, comme on dit, inerte. Par contre le *fluor*, dont la couche externe L possède 7 électrons, offre une place libre à un huitième électron. De nombreux atomes variés sont susceptibles de lui apporter cet unique électron manquant à sa collection : le fluor a beaucoup d'affinités chimiques, il entre très facilement en combinaison avec les autres éléments.

Conducteurs, diélectriques, semiconducteurs

Les électrons accomplissent inlassablement leurs révolutions sur leurs orbites elliptiques.

Ceux de la périphérie subissent, de la part du noyau, une attraction beaucoup plus faible que s'ils étaient sur les couches inférieures. Une élévation de la température ayant pour effet d'accroître la vitesse de gravitation des électrons, il se trouve que, même aux températures ambiantes courantes, les électrons périphériques d'atomes de cuivre, argent, nickel, or, etc. ont suffisamment d'énergie cinétique (énergie de mouvement) pour échapper à la force d'attraction du noyau et quitter la couche externe de leurs atomes d'origine. Un morceau de cuivre apparaît donc sous la forme d'un assemblage d'ions positifs, entre lesquels gravitent une multitude d'électrons libérés (fig. 1 - 5).

Il est facile de concevoir que ces électrons en pleine effervescence vont d'un atome à l'autre, mais à l'instant où ils quittent un atome (lequel devient ion positif), ils laissent ce qu'il est convenu d'appeler un « trou », une lacune, à caractère, évidemment, de charge élémentaire d'électricité positive. Ne correspond-elle pas à l'enlèvement, à l'atome, d'une charge élémentaire d'électricité négative ?

Cette lacune sera aussitôt comblée par un électron venant d'un atome voisin, rétablissant l'équilibre électrique rompu dans le premier atome. De

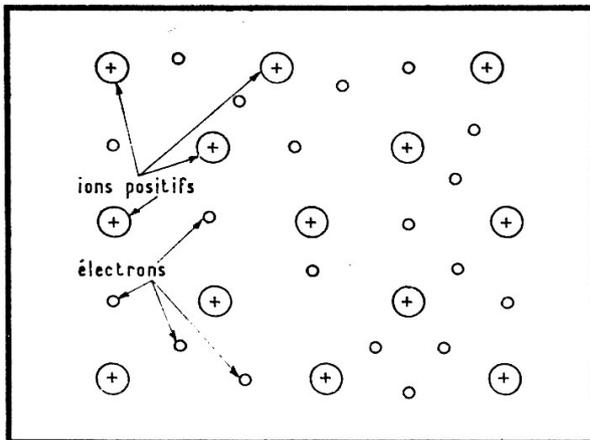


Fig. 1-5. — Un corps conducteur de l'électricité se présente sous la forme d'un assemblage d'ions métalliques (positifs) associés à de nombreux électrons (négatifs).

ce fait, le premier atome retrouve sa collection initiale d'électrons, alors que dans le second apparaît une lacune, porteuse d'une charge d'électricité positive, puisqu'un électron s'en est échappé pour aller combler la lacune existant dans le premier atome (fig. 1 - 6).

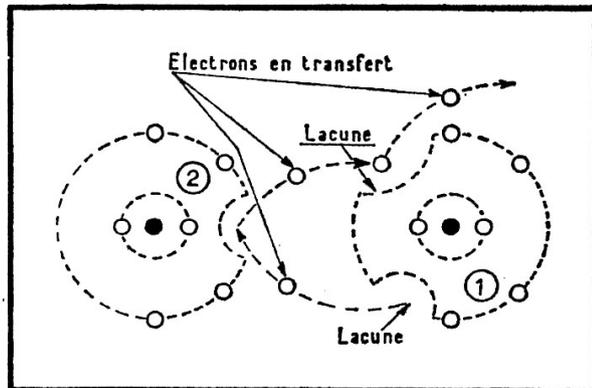
Le transfert d'un électron d'un atome à l'autre est accompagné du transfert équivalent d'une lacune, dans l'autre sens...

Soumettons un morceau de cuivre à un champ électrique en reliant les extrémités d'un fil de ce métal aux bornes d'un générateur de courant continu (une pile, un accumulateur, etc). Le pôle + (pôle positif) du générateur attire vers lui les électrons périphériques des atomes qui constituent le fil. Ces électrons vont se rendre vers le pôle + du générateur, cheminant d'atome en atome ; en même temps un nombre équivalent de lacunes vont se rendre vers le pôle « — » pôle négatif du générateur, cheminant également d'atome en atome, mais dans l'autre sens. Nous assistons à un transfert de charges électriques négatives (les électrons) au sein du fil conducteur accompagné du transfert correspondant de charges positives (les lacunes) en sens inverse (fig. 1 - 7). Il est évident que lorsque les électrons arrivent au pôle « + » du générateur, ce dernier les absorbe en fournissant autant de

lacunes. De même son pôle « — », à l'autre extrémité, échange autant d'électrons qu'il lui arrive de lacunes ; électrons et lacunes continuent leur progression à l'intérieur même du générateur, le circuit électrique est, comme on dit, fermé ; il est « bouclé » à l'intérieur du générateur.

Nous sommes bien en présence de déplacement de charges électriques ; un tel transfert constitue tout simplement un *courant électrique*. Mais nous remarquerons que les électrons vont, dans le circuit, dans le sens inverse du sens conventionnel de passage du courant, puisque ces électrons se

Fig. 1-6. — Un électron part de 1 en y laissant une lacune, pour aller combler celle existant en 2. L'électron est transféré de 1 en 2, la lacune correspondante est transférée de 2 en 1.



rendent du pôle « — » au pôle « + », alors qu'à l'époque où l'on en ignorait la nature, il a été admis que le courant allait du pôle « + » au pôle « — ». Cette contradiction entre le sens réel du déplacement des électrons et le sens conventionnel du courant ne saurait absolument rien changer à ses effets, ni aux lois de l'électricité. Aussi nous continuerons à ne parler que du courant électrique traditionnel, allant du pôle « + » vers le pôle « — » ; dans certains cas, et nous le préciserons, où nous serions obligés de « penser électrons » pour mieux comprendre les phénomènes que nous étudierons, nous parlerons de *courant électronique*.

Au cours de leur déplacement dans un fil conducteur, les électrons, sollicités par la borne positive du générateur, doivent vaincre les forces d'attraction, faibles, il est vrai, mais néanmoins existantes, qu'exercent sur eux les ions positifs métalliques (ions cuivre dans l'exemple que nous avons choisi). Pour vaincre ces forces, les électrons doivent déployer une certaine énergie qui se transforme en chaleur. Le passage du courant électronique (ou, ce qui revient au même, du courant électrique) a pour effet d'accroître la température au sein des conducteurs ; c'est *l'effet Joule*.

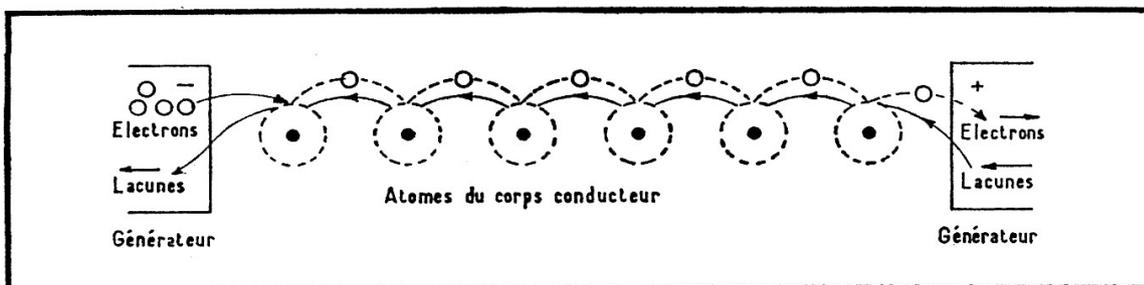


Fig. 1-7. — Le pôle + du générateur « aspire » les électrons et « débite » autant de charges positives (lacunes). Le pôle — du générateur « aspire » les lacunes et fournit autant d'électrons.

Remarquons que plus les forces d'attraction de la part des ions sont importantes, moins le transfert des électrons est facile, moins le courant électrique peut passer aisément dans le circuit qui lui résiste. Ainsi nous apparaît la notion de *résistivité* des corps, inverse de leur aptitude à conduire le courant électrique, qui dépend de la structure même des atomes qui les constituent. Il est évident qu'un corps est d'autant meilleur conducteur que ses atomes peuvent facilement perdre leurs électrons périphériques. Un corps facilement ionisable présente une bonne *conductibilité* ou, en d'autres termes, il présente une faible résistivité (la résistivité est l'inverse de la conductibilité). Nous remarquerons en outre qu'un corps bon conducteur, dont les atomes perdent facilement leurs électrons périphériques, entrera aisément en combinaison chimique avec d'autres corps.

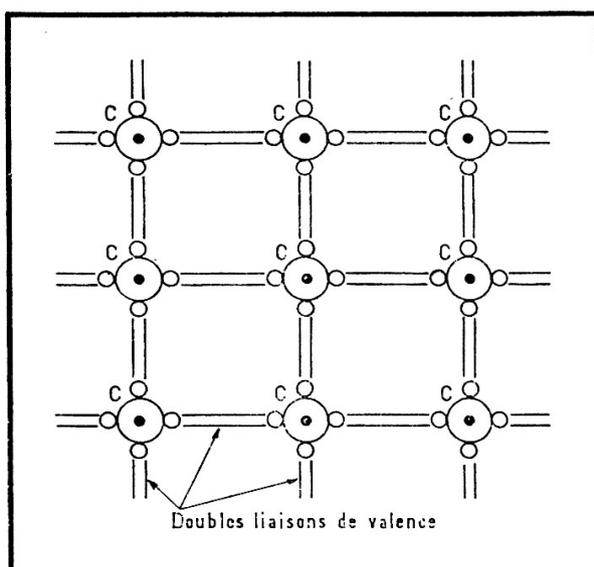


Fig. 1-8. — Les doubles liaisons de valence des atomes de carbone sont difficiles à briser.

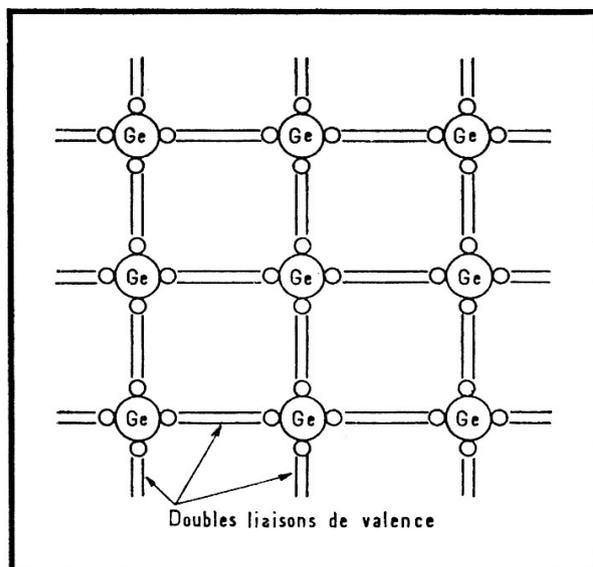


Fig. 1-9. — L'atome de germanium est tétravalent. Le germanium pur est mauvais conducteur de l'électricité.

En revanche, un corps dont les électrons sont solidement fixés sur les couches externes de ses atomes, par conséquent difficilement libérables, est *mauvais conducteur* ; on l'appelle *diélectrique* ou encore *isolant*. L'application d'une tension à un tel corps (connexion aux bornes d'un générateur) ne produit en lui qu'un courant très faible. Cependant, si une tension suffisamment élevée est appliquée à un mauvais conducteur, le *courant* franchit l'espace diélectrique sous forme d'étincelle ou d'arc électrique : c'est la destruction pure et simple du corps isolant. Un corps diélectrique ne livre pas facilement des électrons (libérables), il ne peut pas entrer aisément en combinaison chimique avec d'autres éléments :

Un corps bon conducteur du courant électrique possède beaucoup d'affinités chimiques, un corps mauvais conducteur en possède peu.

Voyons pourquoi certains corps sont faiblement conducteurs. Nous savons déjà que leurs électrons périphériques sont solidement fixés sur les couches externes des atomes qui les portent. Prenons le cas d'un cristal de carbone pur, corps isolant par excellence, à l'état pur. Ce morceau de carbone particulier (c'est du diamant), est constitué uniquement d'atomes... de carbone, qui possèdent 6 électrons, soit 2 électrons sur la couche K, 4 électrons sur la couche L (incomplète puisque son nombre limite est 8). Les 4 électrons périphériques constituent ce qu'on appelle les électrons de *valence* (ici tétravalence), les seuls susceptibles d'assurer une combinaison chimique avec les autres atomes. Comme nous n'avons en présence, ici, que des atomes de carbone, il se produit un phénomène incessant et très curieux : les atomes de carbone échangent mutuellement leurs électrons périphériques. Pour symboliser cette réciprocité, on a pris l'habitude de représenter par des doubles traits ces liaisons de valence entre atomes (fig. 1 - 8). La seule conséquence, d'importance, de cette association d'atomes de carbone est que, pratiquement, il n'existe pas d'électrons libérables au sein d'un cristal de carbone, les liaisons entre atomes sont solides ; le carbone pur est un très mauvais conducteur de l'électricité, ou, si vous voulez, un excellent diélectrique. Notons encore que notre cristal de carbone pur est électriquement neutre, il est constitué par des atomes qui le sont.

Il va sans dire que les corps réputés mauvais conducteurs peuvent être, et sont classés selon leur coefficient de diélectrique, tout comme les bons conducteurs sont classés d'après leur conductibilité, reflet de leur structure atomique.

Un certain corps, appelé *germanium*, possède, à l'état pur, des propriétés diélectriques remarquables. Son prix est élevé, mais on sait en produire du très pur, alors qu'on ne sait toujours pas produire du carbone pur (diamant).

Avec 4 électrons périphériques sur sa couche M, l'atome de germanium est tétravalent comme celui du carbone. Pour les mêmes raisons que nous avons vues à propos de ce dernier, le germanium est très mauvais conducteur de l'électricité. La représentation schématique d'un cristal de germanium est identique à celle du carbone, avec les doubles liaisons de valence entre atomes (fig. 1 - 9). Notons encore que l'ensemble est électriquement neutre.

Un autre corps, assez ressemblant, est l'*arsenic*, possédant dans les mêmes conditions de pureté des propriétés diélectriques équivalentes, mais avec la différence notoire, à savoir que son atome est pentavalent, c'est-à-dire que sa couche externe M porte 5 électrons périphériques.

Introduisons, au sein d'un cristal de germanium pur, un atome

d'arsenic (fig. 1-10). La belle harmonie architecturale de notre cristal est rompue ; l'atome d'arsenic a apporté avec lui son cinquième électron qui l'a détruite. Quatre de ses cinq électrons se font accepter dans la chaîne équilibrée du cristal de germanium (liaisons entre atomes) sans perturbation ; mais le cinquième n'est pas échangé avec d'autres atomes. Il reste électron libre.

Notre nouveau cristal est, évidemment, électriquement neutre ; mais nous pouvons dire qu'il possède un électron de trop, relativement à l'harmonie initiale ; il est, en un sens, « négatif ».

Introduisons d'autres électrons d'arsenic. Nous obtenons alors un cristal, toujours électriquement neutre, mais enrichi, comparativement au cristal de germanium pur, d'autant d'électrons qu'il comporte d'atomes d'arsenic. Nous sommes alors en présence d'un corps, artificiellement créé, capable d'assurer le passage d'un certain courant électrique, car il peut y avoir transfert d'électrons d'atome d'arsenic en atome d'arsenic (fig. 1-11). Notre cristal

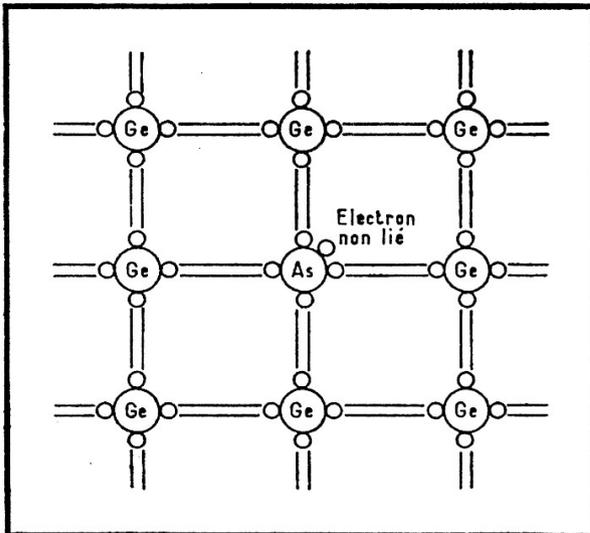


Fig. 1-10. — L'atome d'arsenic, avec ses 5 électrons périphériques, perturbe l'harmonie et les propriétés diélectriques du cristal de germanium.

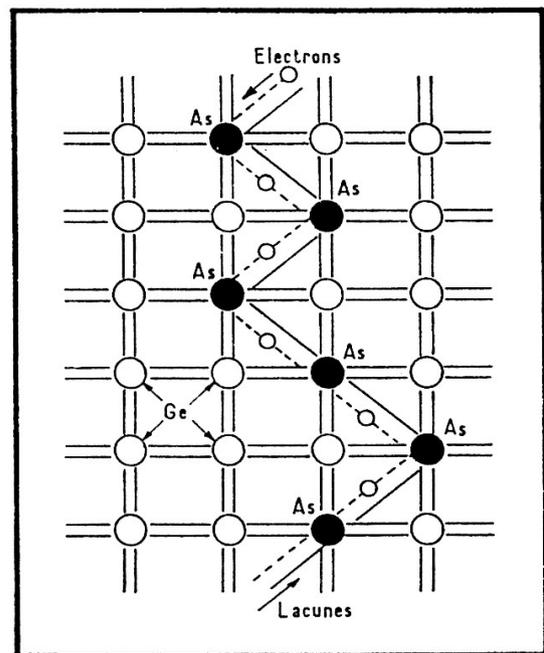


Fig. 1-11. — La présence d'atomes d'arsenic dans le cristal de germanium confère à ce dernier des propriétés semiconductrices.

de germanium « dopé » en impuretés (les quelques atomes d'arsenic incorporés) n'est plus un diélectrique, sans toutefois être bon conducteur du courant électrique. Sa conductibilité dépend du nombre d'atomes d'arsenic incorporés ; le situant entre bons et mauvais conducteurs, elle le fait qualifier de *semiconducteur*.

Comme l'apport dosé d'impuretés lui vaut d'être relativement plus négatif que le germanium pur, on dit qu'il est un *semiconducteur* du type « négatif » ; capable de « donner » des électrons, c'est un *donneur*.

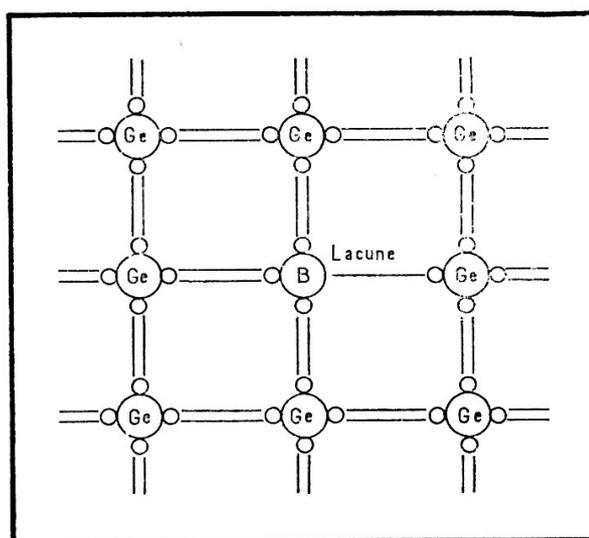
Incorporons un atome de *bore*, au lieu d'un atome d'arsenic, à notre cristal de germanium pur. L'atome de bore possède, lui aussi, des propriétés diélectriques équivalentes, mais il est trivalent, c'est-à-dire que sa couche externe *M* porte 3 électrons. Ces derniers permettent l'association de l'atome de bore avec ceux de germanium sur trois voies au lieu de quatre. Il y a déséquilibre (fig. 1 - 12) sous forme... d'un trou, d'une lacune, puisqu'il manque en quelque sorte un électron pour réaliser l'harmonie architecturale.

Le cristal de germanium s'est ainsi enrichi d'une lacune porteuse d'une charge élémentaire d'électricité positive, bien qu'il soit resté électriquement neutre.

Un apport dosé d'impuretés sous forme d'atomes de bore confère au cristal de germanium des propriétés semiconductrices, puisqu'il peut alors assurer le transfert de lacunes d'atome de bore en atome de bore, et ce transfert s'effectue, en fait, par le transfert, en sens inverse, du nombre correspondant d'électrons.

Le cristal obtenu est relativement positif, en raison de ses lacunes, par rapport au cristal de germanium pur ; on dit qu'il est du type « positif ».

Fig. 1-12. — L'atome de bore ne possède que 3 électrons périphériques. Il apparaît une lacune dans le réseau cristallin du germanium.



Comme il peut « accepter » des électrons (pour combler ses lacunes), il est qualifié de semiconducteur *accepteur*.



Mentionnons seulement pour terminer, que le rôle joué par les semiconducteurs prend une ampleur chaque jour plus grande en électronique, que les transistors sont certainement la plus belle de leurs applications. Ils ne sont autres, nous le verrons, que des assemblages judicieux de cristaux aux propriétés semiconductrices. Et l'électronique ne saurait plus se passer des transistors qui en ont conquis tous les domaines.

JONCTION *p-n* ET DIODE SEMICONDUCTRICE

On dit de l'électronique qu'elle est la « science des électrons » ; elle étudie les phénomènes de conduction de l'électricité dans le vide, les gaz, les semiconducteurs. En tant que technique, elle utilise les dispositifs fondés sur ces phénomènes.

Nous avons défini, au cours du chapitre consacré à la théorie atomique moderne, ce que sont les semiconducteurs de type *p* (positif) et de type *n* (négatif).

Nous allons étudier la jonction *p-n*, zone de contact de deux cristaux semiconducteurs *p* et *n* qui, assemblés, constituent la diode semiconductrice.

La diode semiconductrice à jonction *p-n*

Tout d'abord nous rappellerons qu'un semiconducteur est un corps situé, de par sa conductibilité, entre bons conducteurs de l'électricité et diélectriques.

Un semiconducteur du type *p* (positif) est caractérisé par sa richesse relative en lacunes (charges élémentaires d'électricité positive) ; c'est un accepteur d'électrons.

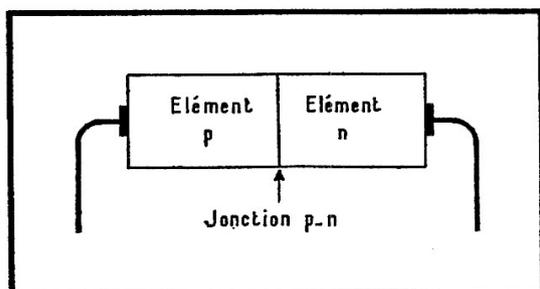


Fig. 2-1. — L'assemblage de deux éléments semiconducteurs du type *p* et du type *n* constitue une diode à jonction *p-n*.

Un semiconducteur du type *n* (négatif) est, lui, riche en électrons, quantités élémentaires d'électricité négative ; c'est un donneur d'électrons.

Assemblons deux éléments semiconducteurs respectivement du type *p* et du type *n* :

La zone de contact de deux éléments semiconducteurs *p* et *n* est une jonction *p-n*.

Munissons les éléments semiconducteurs d'électrodes (fils de connexion), l'ensemble constitue une diode semiconductrice à jonction *p-n* (fig. 2-1).

Le fonctionnement de la diode à jonction *p-n*

Pour étudier le fonctionnement de la diode semiconductrice, nous allons la soumettre à l'influence de champs électriques, en la connectant aux bornes d'un générateur de courant continu (pile, accumulateur, etc.).

Comme le générateur possède deux bornes et notre diode deux électrodes, il est bien évident qu'il existe deux branchements possibles, correspondant à ce qu'il est convenu d'appeler l'alimentation directe et l'alimentation inverse.

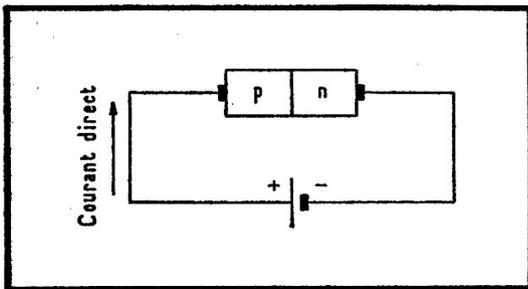


Fig. 2-2. — Le pôle + du générateur est relié à l'élément semiconducteur *p* de la diode, le pôle - à l'élément *n* : l'alimentation est « directe ».

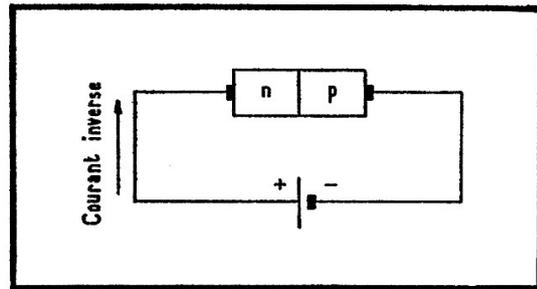


Fig. 2-3. — Le pôle + du générateur est relié à l'élément semiconducteur *n* de la diode, le pôle - à l'élément *p* : l'alimentation est « inverse ».

L'alimentation directe : l'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode est relié au pôle + (positif) du générateur, son élément semiconducteur négatif étant connecté au pôle - (négatif) du générateur (fig. 2-2).

L'alimentation inverse : l'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode est relié au pôle - (négatif) du générateur, son élément *n* (négatif) étant connecté au pôle + (positif) du générateur (fig. 2-3).

Etudions d'abord le comportement de la diode à jonction *p-n* soumise à l'alimentation directe.

L'alimentation directe

L'expérience montre que la diode alimentée « directement » est très conductrice, opposant une faible résistance au passage du courant électrique ; ce dernier, appelé courant électrique direct, est donc important.

On dit encore qu'une diode semiconductrice, soumise à l'alimentation directe, est alimentée dans le sens de conduction facile.

Analysons le phénomène en réalisant l'expérience dont la figure 2-4 reproduit le schéma de montage.

L'élément semiconducteur *p* (positif) de la diode, riche en charges élémentaires d'électricité positive (lacunes) est relié au pôle + (positif)

du générateur. De ce fait les lacunes de l'élément p sont repoussées par le pôle $+$ du générateur qui est, électriquement parlant, du même signe (positif) : les lacunes s'éloignent de l'électrode de connexion et progressent, dans l'élément semiconducteur p de la diode, en direction de la jonction (fig. 2-5).

L'élément semiconducteur n (négatif) de la diode, riche en charges élémentaires d'électricité négative (électrons) est relié au pôle $-$ (négatif) du générateur. Ici les électrons de l'élément sont repoussés par le pôle $-$ du générateur qui est, électriquement parlant, du même signe (négatif) : les électrons s'éloignent de l'électrode de connexion et progressent dans l'élément semiconducteur n de la diode, en direction de la jonction.

Nous obtenons ainsi, aux abords immédiats de la jonction $p-n$, une concentration de lacunes dans l'élément semiconducteur p et une concentration d'électrons dans l'élément semiconducteur n ; les conditions sont remplies pour qu'un échange de charges élémentaires d'électricité s'effectue entre les éléments semiconducteurs p et n de la diode.

Des électrons, venant de l'élément n (donneur d'électrons) franchissent aisément la jonction pour aller combler les lacunes que leur offre l'élément p (accepteur d'électrons) ; le transfert d'électrons de l'élément n vers l'élément p est associé au transfert équivalent, mais en sens inverse, d'autant de lacunes qui franchissent la jonction pour passer de l'élément p dans l'élément n .

Nous savons qu'un tel transfert de charges (électriques) correspond au passage d'un courant électrique ; nous assistons bien, ici, au passage d'un courant à travers la jonction, allant de l'élément p vers l'élément n (c'est-à-dire dans le sens inverse du passage des électrons).

Les électrons, venant de l'élément n , après avoir franchi la jonction, se retrouvent dans l'élément p ; attirés par le pôle $+$ du générateur auquel l'élément p est relié, ils continuent leur progression dans cet élément, cheminant d'atome « impureté » en atome « impureté » de l'élément, pour atteindre le pôle $+$ du générateur. Ce dernier les aspire en fournissant en contrepartie un nombre rigoureusement identique de lacunes, lesquelles lacunes effectuent le chemin inverse parcouru par les électrons. Les lacunes, émises par le pôle $+$ du générateur, traversent d'abord l'élément semiconducteur p de la diode, franchissent la jonction, cheminent dans l'élément n pour atteindre le pôle $-$ du générateur qui les aspire en délivrant autant d'électrons qu'il reçoit de lacunes...

Le transfert des charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) s'effectue aisément à travers la diode soumise à l'alimentation directe, un courant électrique « direct » passe facilement dans la diode, dans le sens de l'élément p vers l'élément n ; en d'autres termes :

La diode semiconductrice à jonction $p-n$, alimentée directement, présente une conduction facile du courant électrique direct.

Pour symboliser ce sens de conduction facile du courant électrique direct, il a été convenu, dans les schémas, de représenter la diode comme le montre la figure 2-6.

Mais prenons garde à l'élévation de température qui apparaît dans les éléments de la diode !

Le passage d'un courant électrique provoque l'échauffement des conducteurs qu'il parcourt (effet Joule). Une élévation de température active le mouvement des électrons sur leurs orbites de gravitation, accroissant leur énergie cinétique (énergie de mouvement), c'est l'effet *thermo-électronique*. Plus l'activité des électrons est intense, plus la conductibilité du conducteur est grande, plus le conducteur s'échauffe, plus sa conductibilité augmente, les effets sont cumulatifs.

Le courant direct traversant la diode semiconductrice est important : la diode s'échauffe très vite, ce qui pourrait avoir des conséquences dangereuses pour la vie de la diode.

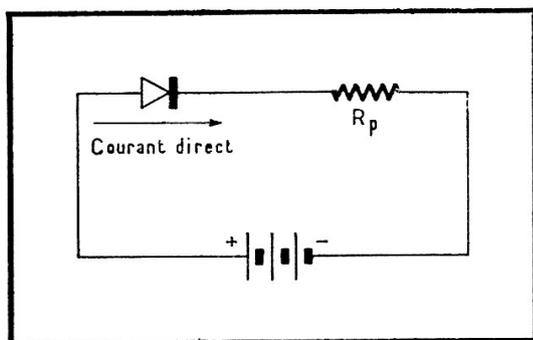


Fig. 2-4. — La résistance de protection R_p limite l'intensité du courant direct, évitant l'emballement destructeur de la diode semiconductrice.

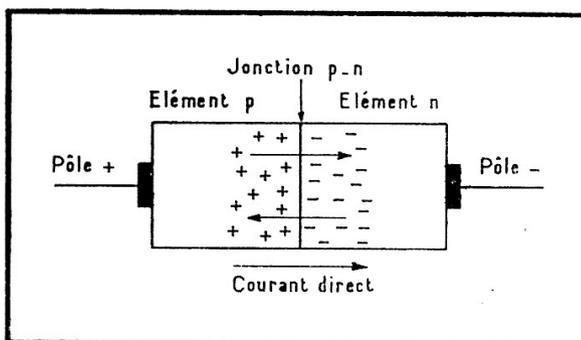
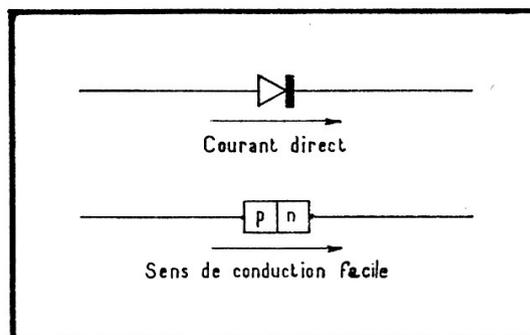


Fig. 2-5. — Le pôle + repousse vers la jonction les lacunes de l'élément p, le pôle - repousse les électrons de l'élément n : un courant électrique direct s'établit facilement.

Si aucune précaution n'est prise pour limiter l'intensité du courant direct, passant dans la diode, en dessous de la valeur limite indiquée par le fabricant pour chaque type de diode, l'échauffement amène très vite la destruction de la diode : il devient tel qu'il y a fusion des éléments semiconducteurs.

Fig. 2-6. — Voici la façon dont on représente la diode semiconductrice : la flèche indique le sens de conduction facile du courant électrique direct.



Il est sage de placer dans le circuit, en série avec la diode, une résistance de protection R_p , propre à limiter l'intensité du courant direct (fig. 2-4).

Nous nous souviendrons de ce conseil :

En aucun cas l'intensité du courant électrique direct, passant dans une diode semiconductrice, ne doit dépasser la valeur maximale indiquée par le fabricant : la diode serait irrémédiablement détruite.

Voyons maintenant comment se comporte la diode lorsqu'elle est soumise au deuxième mode de branchement possible, c'est-à-dire dans le cas de l'alimentation inverse.

L'alimentation inverse

L'expérience montre que la diode alimentée « inversement » est peu conductrice, opposant une très forte résistance au passage du courant électrique ; ce dernier, appelé courant « inverse », est donc très faible.

On dit encore que la diode semiconductrice, soumise à l'alimentation inverse, est alimentée dans le sens de *conduction difficile*.

Analysons ce phénomène en réalisant une expérience à l'aide du montage dont la figure 2-3 reproduit le schéma. L'élément semiconducteur p (positif) de la diode à jonction est relié au pôle — (négatif) du générateur, l'élément semiconducteur n (négatif) étant connecté au pôle + (positif) du générateur.

Le pôle — du générateur attire vers lui les charges élémentaires d'électricité positive (lacunes), très mobiles, de l'élément p , les lacunes s'éloignent de la jonction. En même temps on observe, dans l'élément n , l'attraction, par le pôle + du générateur, des électrons, charges élémen-

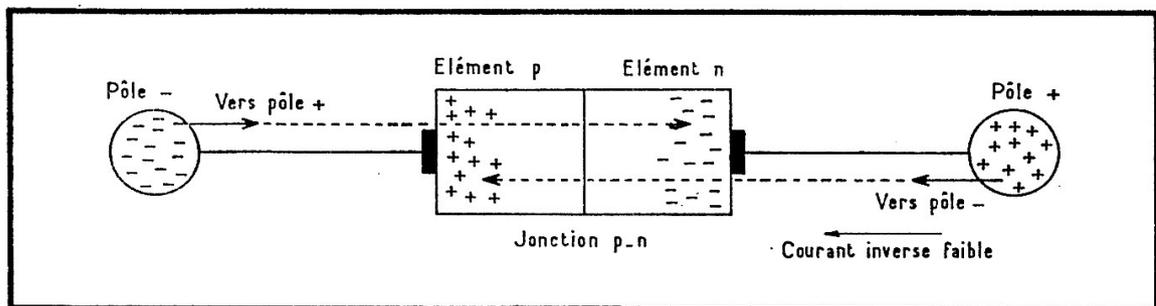


Fig. 2-7. — Lorsque la diode est alimentée inversement, les pôles + et — du générateur n'échangent que peu de lacunes et d'électrons : le courant inverse est faible.

taires d'électricité négative ; les électrons s'éloignent de la jonction (fig. 2-7).

Lacunes et électrons se sont éloignés de la jonction ; de ce fait les échanges de charges d'électricité entre les éléments semiconducteurs p et n de la diode ne sont pas facilités, aucun courant électrique ne s'établit dans le circuit, à moins que...

Si nous augmentons la tension d'alimentation inverse, nous augmentons l'influence des champs électriques sur les charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) ; quelques-unes réussissent à traverser la diode pour rejoindre le pôle du générateur qui les attire, d'où l'apparition d'un *courant électrique inverse faible* qui s'établit :

La diode semiconductrice, à jonction p-n, soumise à l'alimentation inverse, présente une conduction difficile du courant électrique inverse.

On dit encore que la diode, alimentée dans le sens de *conduction difficile*, est bloquée.

Le passage du courant électrique inverse chauffe, bien entendu, les éléments de la diode, mais le courant inverse reste néanmoins faible.

Cependant, nous prendrons garde à ne pas appliquer à la diode une tension d'alimentation inverse trop élevée car, pour une certaine valeur

de cette tension, nous provoquerions un amorçage, un arc électrique à travers la diode, comme cela s'observe dans les isolants :

Une tension inverse élevée provoque le claquage destructeur de la diode.

Nous nous souviendrons de ce sage conseil :

En aucun cas, il ne faut soumettre une diode à une tension inverse supérieure à la tension inverse maximum indiquée par le fabricant : la diode serait en ce cas irrémédiablement détruite par claquage.

Caractéristiques de la diode semiconductrice à jonction

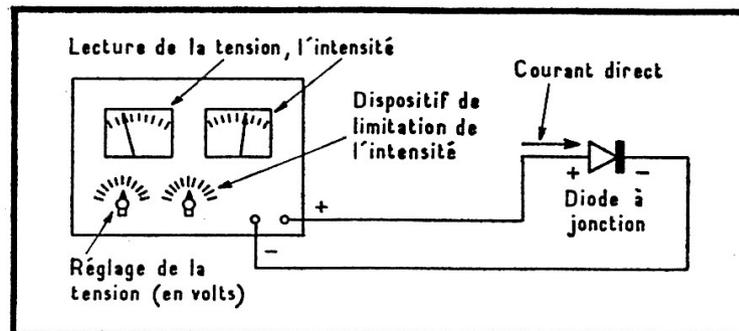
Les caractéristiques d'une diode sont les courbes représentatives de l'intensité du courant, qui traverse la diode, en fonction des variations de la tension d'alimentation à laquelle cette diode est soumise.

Pour relever, c'est-à-dire pour tracer les caractéristiques d'une diode, il suffit de l'alimenter sous différentes tensions connues (contrôlées au voltmètre), en mesurant et notant chaque fois l'intensité correspondante du courant électrique qui la traverse, puis de tracer les courbes.

Le montage, dont la figure 2-8 reproduit le schéma, est fort simple à réaliser pour le relevé des caractéristiques. Il comprend un générateur dont on peut faire varier, à volonté, la tension de sortie. Bien entendu, ce générateur doit être de faible résistance interne, afin de ne pas fausser la mesure, et l'on utilisera avec intérêt l'une des nombreuses alimentations stabilisées qui équipent actuellement la plupart des laboratoires modernes.

Mais cette alimentation devra être également pourvue d'un dispositif limiteur d'intensité. En effet, dans le sens « passant », la diode à jonction, à partir d'un certain seuil, se comporte comme un court-circuit. Or,

Fig. 2-8. — Relever les caractéristiques d'une diode n'exige qu'un petit montage très simple.



page 21, nous avons indiqué que, en aucun cas, l'intensité du courant électrique direct passant dans une diode semiconductrice ne doit dépasser la valeur maximale indiquée par le fabricant.

Nous pouvons établir deux courbes correspondant chacune à un type d'alimentation (directe et inverse) selon que nous branchons la diode dans le sens de conduction facile ou difficile ; mais il est commode de figurer les deux courbes sur le même graphique, c'est ainsi que nous avons obtenu celui de la figure 2-9.

Ce graphique se divise en deux quadrants : celui du bas, à gauche, correspond à l'alimentation inverse ; celui du haut, à droite, correspond à l'alimentation directe.

En ordonnée (axe vertical), nous avons porté les différentes valeurs de l'intensité du courant traversant la diode ; en abscisse (axe horizontal), nous avons porté les valeurs correspondantes de la tension d'alimentation.

La courbe de l'intensité du courant inverse, tracée dans le quadrant du bas, à gauche, est limitée à la valeur de 0,1 milliampère (mA), et là, également, nous avons veillé à ne pas dépasser la tension inverse critique indiquée par le fabricant pour la diode semiconductrice expérimentée.

La courbe de l'intensité du courant direct, tracée dans le quadrant du haut, à droite, a été volontairement limitée à la valeur de 20 mA, valeur maximale indiquée par le fabricant. Pour cette valeur de l'intensité du courant direct dans la diode, la tension d'alimentation directe, lue au voltmètre utilisé pour le relevé, était de 0,8 V.

Autre représentation de la caractéristique inverse

Au lieu de tracer la courbe représentative de l'intensité du courant inverse d'une diode semiconductrice en fonction de la tension d'alimentation (inverse), traçons la courbe de la tension d'alimentation en fonction de l'intensité du courant inverse : en abscisse nous portons les valeurs de la tension d'alimentation, en ordonnée les valeurs correspondantes de l'intensité du courant inverse.

L'examen de la caractéristique reproduite à la figure 2-10 nous révèle d'abord une montée brutale de la tension inverse, pour un faible accroissement de l'intensité du courant ; c'est donc que, dans cette zone, l'intensité du courant est pratiquement indépendante de la tension. Puis nous franchissons le « *coude de Zener* » (du nom du physicien) qui précède un palier, le « *palier de Zener* » : la courbe en effet demeure sensiblement horizontale pendant quelque temps ; c'est que la tension d'alimentation, cette fois, reste indépendante de l'intensité du courant inverse dans la diode. Finalement nous trouvons un accroissement simultané de

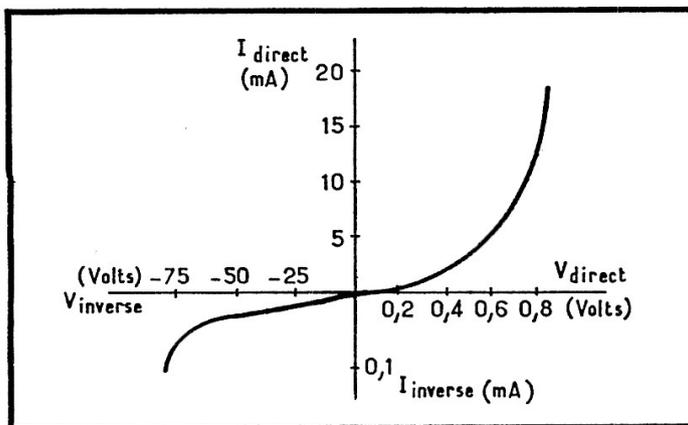


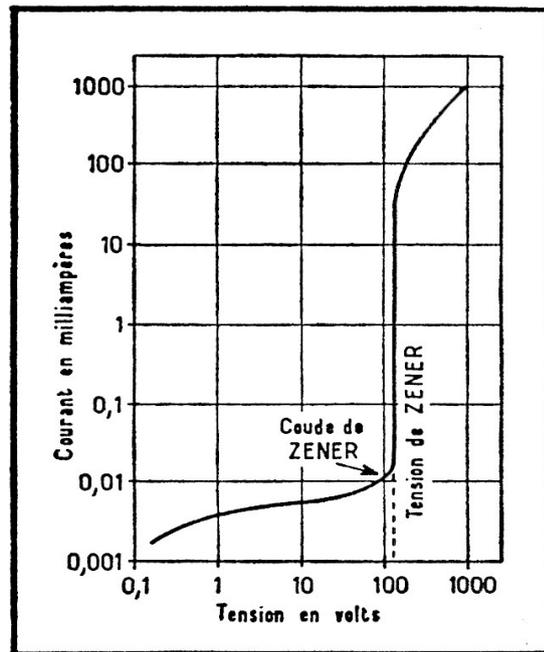
Fig. 2-9. — Il est commode de tracer les deux caractéristiques « directe » et « inverse » sur le même graphique, mais attention, les échelles ne sont pas les mêmes.

la tension et de l'intensité pour arriver au claquage de la diode qui est détruite.

Tout au long du « palier de Zener », la diode présente une propriété intéressante, à savoir qu'elle autorise le passage d'un courant électrique d'intensité variable (dans une certaine mesure, ici de 0,01 mA à 100 mA) alors que la tension entre ses électrodes reste pratiquement constante (voisine, dans notre exemple, de 100 V).

Il est facile de concevoir le rôle très appréciable que les électroniciens font jouer aux « diodes Zener » dans des *montages stabilisateurs de tension* : il est indiqué, très souvent, de réaliser, avec ces diodes Zener,

Fig. 2-10. — Intensité du courant inverse traversant une jonction en fonction de la tension inverse appliquée. Les échelles sont logarithmiques.



des systèmes générateurs capables de délivrer, sous une tension constante, donc stable, un courant d'intensité variable ; c'est ce qu'on appelle des *alimentations sous tension stabilisée*.



Ainsi nous avons fait connaissance avec les propriétés curieuses des diodes semiconductrices. Nous nous rappellerons que les diodes semiconductrices en alimentation directe sont très conductrices du courant électrique (direct) ; il est indispensable de limiter l'intensité du courant direct en dessous de la valeur maximale indiquée par le fabricant. Les diodes semiconductrices sont faiblement conductrices du courant électrique lorsqu'elles sont soumises à une alimentation inverse ; il est indispensable de ne pas leur appliquer une tension inverse supérieure à celle qu'indique le fabricant.

Les diodes semiconductrices sont utilisées dans les circuits de redressement et de détection ; nous verrons par la suite leurs applications.

LE TRANSISTOR

Nous avons étudié la conduction de l'électricité dans les semiconducteurs, nous avons découvert les remarquables propriétés de la diode semi-conductrice à jonction *p-n*.

Nous allons maintenant faire la connaissance du transistor à jonction.

Commençons par donner quelques définitions fort simples :

Le transistor à jonction est constitué par un empilage de trois éléments semiconducteurs alternativement du type *p* et du type *n*.

Le transistor *p-n-p* comporte un élément du type *n* (néгатif) en « sandwich » entre deux éléments du type *p* (positif) (fig. 3-1).

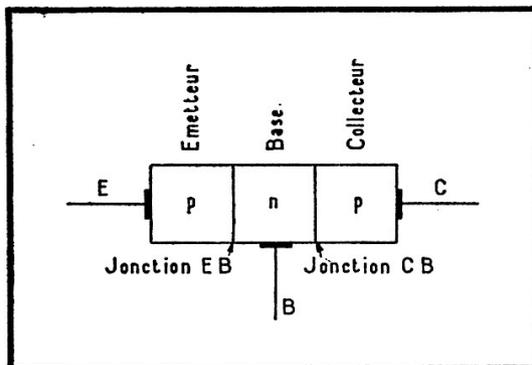


Fig. 3-1. — Transistor *p-n-p* : un élément semiconducteur *n* entre deux éléments *p*.

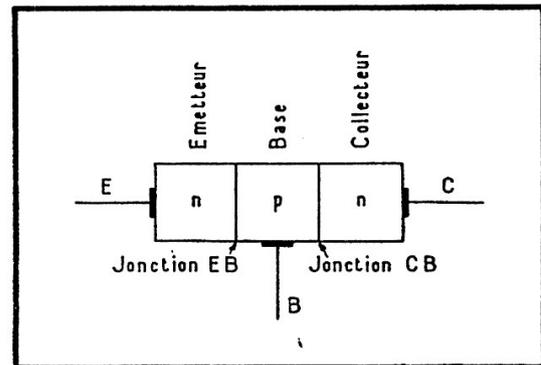


Fig. 3-2. — Transistor *n-p-n* : un élément semiconducteur *p* entre deux éléments *n*.

Le transistor *n-p-n* comporte un élément du type *p* placé entre deux éléments du type *n* (fig. 3-2).

Les trois éléments semiconducteurs d'un transistor à jonction sont appelés respectivement :

- émetteur* : E,
- base* : B,
- collecteur* : C.

Emetteur, base et collecteur sont munis de fils de connexion qui sont les trois électrodes du transistor, *triode à semiconducteurs*.

Nous précisons que :

— Toutes les variétés de semiconducteurs (au germanium, au silicium, etc.) se prêtent à l'élaboration de transistors à jonction.

— Les propriétés des transistors *p-n-p* sont les mêmes que celles des transistors *n-p-n*, aux polarités près.

Les transistors *n-p-n* sont toutefois plus répandus que les transistors *p-n-p*.

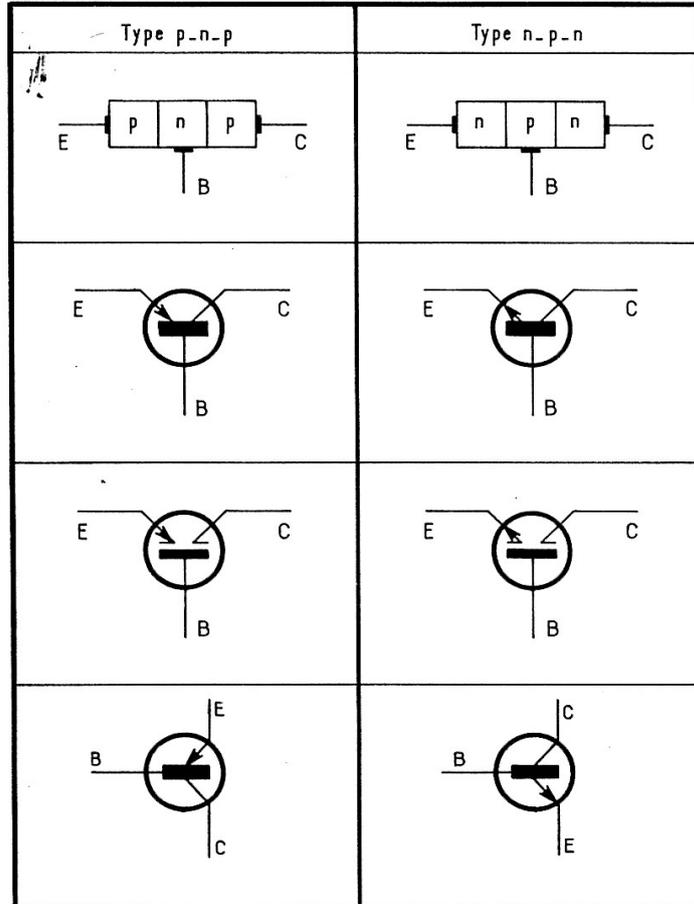


Fig. 3-3. — Les deux symboles du bas de ce tableau sont normalisés.

Un coup d'œil sur le tableau de la figure 3-3 nous suffira pour nous familiariser avec les représentations schématiques des différents types de transistors.

Voyons maintenant en quoi consiste l'effet transistor.

L'effet transistor

Un transistor, de par sa structure, comporte deux jonctions : la jonction émetteur-base et la jonction collecteur-base (fig. 3-1 et 3-2).

On peut considérer le transistor *n-p-n* qui va servir à notre expérience, ceci uniquement pour faciliter notre raisonnement, comme l'assemblage d'une « diode équivalente émetteur-base » (c'est en effet une diode à jonction) et d'une « diode équivalente collecteur-base » (c'est également une diode à jonction).

Dans les conditions normales de fonctionnement d'un transistor de type $p-n-p$, comme de type $n-p-n$, sa « diode équivalente émetteur-base » est alimentée directement, c'est-à-dire dans le sens de conduction facile, alors que sa « diode équivalente collecteur-base » est alimentée, elle, inversement, autrement dit dans le sens de conduction difficile.

Nous réaliserons un petit montage nécessitant deux générateurs de courant continu (piles), que nous brancherons comme nous l'indique la figure 3-4, afin de respecter les polarités de la source d'alimentation et celles du transistor, ici du type $n-p-n$, que nous allons soumettre à l'expérience.

L'interrupteur 1 commande la mise sous tension de la « diode émetteur-base » qui se trouve bien alimentée « directement » à partir du générateur E_1 ; l'interrupteur 2, de son côté, commande la mise sous tension de la « diode collecteur-base » qui est alimentée « inversement », à partir du générateur E_2 , dans les conditions d'alimentation que nous avons définies lors de l'étude de la diode à jonction $p-n$.

Nous préciserons que la tension aux bornes du générateur E_2 est plus élevée que la tension aux bornes du générateur E_1 , nous en verrons bientôt les conséquences.

Fermons l'interrupteur 1, en laissant ouvert l'interrupteur 2 : seule, la « diode émetteur-base » est alimentée, directement ; elle est fortement conductrice, étant alimentée dans le sens de conduction facile : le courant direct qui la traverse est important.

Si maintenant nous rouvrons l'interrupteur 1, en fermant l'interrupteur 2, seule, la « diode collecteur-base » est alimentée, inversement. Faiblement conductrice, puisque alimentée dans le sens de conduction difficile, le courant inverse qui la traverse est faible.

Fermons simultanément les interrupteurs 1 et 2, l'alimentation du transistor est assurée en totalité, mais, dans ce cas, nous assistons à un phénomène curieux connu sous le nom d'*effet transistor* : un grand nombre d'électrons arrivent dans la base, provenant du pôle « - » du générateur E_1 et se dirigeant vers le pôle « + » du même générateur (n'oublions pas que le courant électrique direct qui passe dans la diode est important). Nous savons aussi que le pôle « + » du générateur E_1 fournit autant de lacunes qui parcourent le trajet inverse des électrons. Les électrons émis par le pôle « - » arrivent en force dans la base du transistor. Or nous avons dit tout à l'heure que la tension aux bornes du générateur E_2 était plus élevée que celle aux bornes du générateur E_1 . Il se trouve donc que le collecteur du transistor, relié au pôle « + » du générateur E_2 est soumis à un champ plus puissant que celui auquel est soumise la base. Le pôle « + » du générateur E_2 attire plus énergiquement les électrons arrivés dans la base (provenant de l'émetteur) que ne le fait le pôle « + » du générateur E_1 auquel la base est elle-même reliée.

La majeure partie des électrons arrivés dans la base s'en vont rejoindre le pôle « + » du générateur E_2 , en traversant le collecteur ; les autres, de très loin moins nombreux, se rendent au pôle « + » du générateur E_1 .

Il va sans dire que les pôles « + » des générateurs E_1 et E_2 fournissent autant de lacunes qu'ils aspirent d'électrons, ces lacunes effectuent le trajet inverse parcouru par les électrons pour aller rejoindre, à travers le collecteur et la base, par l'émetteur, le pôle « - » du générateur E_1 .

Mais il apparaît que le transfert des charges d'électricité dans le collecteur est beaucoup plus important que dans la base ; en d'autres termes nous dirons que le *courant de collecteur* (c'est le courant électrique passant dans le collecteur) est *beaucoup plus important que le courant de base* (courant électrique passant dans la base).

Ainsi le passage d'un faible courant dans la base provoque le passage

Fig. 3-4. — Dans un transistor n-p-n le courant « entre » par la base et le collecteur; il « sort » par l'émetteur.

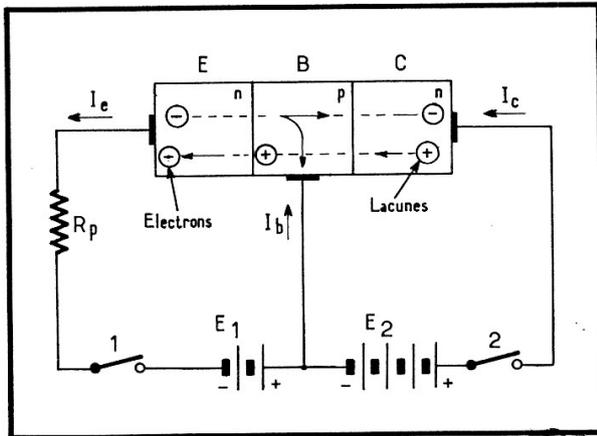
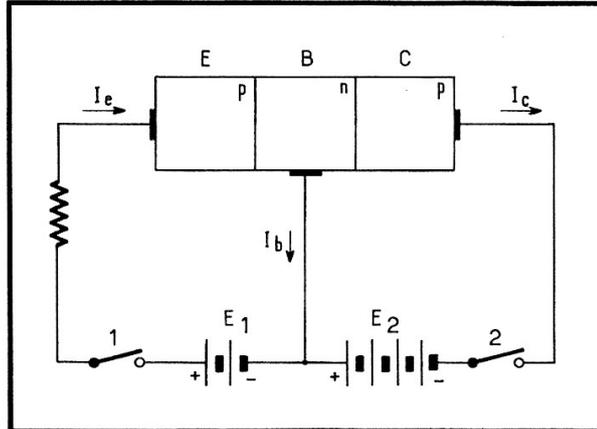


Fig. 3-5. — Dans un transistor p-n-p le courant « entre » par l'émetteur; il « sort » par la base et le collecteur.

d'un courant important dans le collecteur ; ce phénomène est l'effet transistor.

Comme la totalité des charges d'électricité passant dans le collecteur et dans la base passent également dans l'émetteur, l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur.

Nous formulerons cette particularité en désignant par :

I_e = l'intensité du courant d'émetteur

I_b = l'intensité du courant de base

I_c = l'intensité du courant de collecteur

et en écrivant :

$$I_e = I_b + I_c.$$

Nous remarquerons que le courant électrique, dans le cas du transistor *n-p-n* que nous venons d'étudier, « entre » dans le transistor par le collecteur et la base et « sort » par l'émetteur; il suffit, pour le vérifier, de suivre le trajet parcouru par les lacunes, puisque les lacunes se déplacent dans le sens conventionnel de passage du courant électrique.

En revanche, dans le cas du transistor *p-n-p*, nous constaterons que le courant électrique « entre » dans le transistor par la base et l'émetteur et en sort par le collecteur. L'examen du schéma de la figure 3-5 nous montre un transistor *p-n-p* convenablement alimenté : la « diode émetteur-base » est alimentée dans le sens direct, la « diode collecteur-base » est alimentée inversement. Le courant électrique traverse la « diode émetteur-base » dans le sens de conduction facile, il entre par l'émetteur et sort par la base; traversant la « diode collecteur-base » dans le sens de conduction difficile, il sort bien par le collecteur. Mais il est encore vrai que l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur, nous pouvons toujours écrire :

$$I_e = I_b + I_c$$



Nous avons dès à présent une idée des phénomènes de conduction du courant électrique dans les transistors à jonction; nous aurons maintenant à étudier les courbes (caractéristiques) de ces étonnantes triodes semi-conductrices...

CARACTERISTIQUES STATIQUES DES TRANSISTORS

Ayant découvert ce curieux phénomène connu sous le nom d'effet transistor, nous allons étudier les différentes caractéristiques de ces merveilleuses triodes semiconductrices que sont les transistors.

Nous définirons leurs paramètres fondamentaux, en amplification ; nous verrons comment déterminer ces paramètres à l'aide des caractéristiques.

Nous verrons encore quelles relations mathématiques (simples) lient entre eux les différents paramètres.

Caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques

Commençons par préciser ce qu'on entend par caractéristiques statiques et caractéristiques dynamiques.

Les caractéristiques sont des courbes qui représentent des fonctions mathématiques, elles sont la traduction graphique de relations qui existent entre différentes grandeurs variables telles que tensions et intensités.

Par exemple, la caractéristique de l'intensité du courant de base d'un transistor en fonction de sa tension émetteur-base, pour une tension émetteur-collecteur constante, est la courbe qui représente, graphiquement, la variation de l'intensité du courant de base selon les différentes valeurs que peut prendre la tension entre l'émetteur et la base, alors que la tension entre l'émetteur et le collecteur reste constante, maintenue à une valeur préalablement choisie, avant d'effectuer le relevé de la caractéristique (fig. 4-1).

Notions sur la fonction amplificatrice

Il faut dire que la *fonction amplificatrice* du transistor est assurément celle qu'on lui fait le plus souvent remplir. Nous verrons que le transistor

est en effet capable, il s'y prête fort bien du reste, de transformer des signaux faibles, qu'on injecte à l'entrée de l'étage amplificateur qu'il constitue, en des signaux de même forme, de même fréquence, mais d'amplitude, de grandeur, de puissance qui sont un certain nombre de fois plus grandes que celles des signaux à l'entrée. On recueille, à la sortie de l'étage amplificateur, des signaux qui sont la réplique des signaux à l'entrée, amplifiés dans un certain rapport qui est le *coefficient d'amplification*.

Le signal à l'entrée, on dit communément le *signal entrée*, est appliqué entre deux électrodes, entre les deux bornes d'entrée de l'amplificateur. Ce dernier oppose à l'injection du signal une certaine *résistance d'entrée* qui est la résistance qu'il présente, en lui, entre ses bornes d'entrée. Le signal à la sortie, ou *signal sortie*, qui correspond au signal entrée amplifié, apparaît et est prélevé entre les deux bornes dites « bornes de sortie ». Entre ces bornes, l'étage amplificateur présente, en lui, une certaine *résistance de sortie*.

Pour utiliser convenablement le résultat de l'amplification, il est nécessaire de *charger* l'étage amplificateur, en intercalant par exemple entre le pôle de la source d'alimentation (source qui fournit l'énergie électrique nécessaire pour le fonctionnement du montage) et la borne de sortie, à laquelle ce pôle est normalement relié, une résistance, une inductance qui peut être, par exemple, le primaire du transformateur de sortie qui attaque le haut-parleur servant à la reproduction acoustique du signal.

Il est bien évident que le comportement d'un transistor, comme celui de n'importe quel étage amplificateur, est absolument différent selon que son électrode de sortie n'est pas chargée (c'est-à-dire directement reliée à la borne du générateur alimentant le montage), ou qu'elle est chargée (par résistance ou inductance). Il va sans dire que les caractéristiques qui traduisent le fonctionnement sont également différentes selon le cas considéré.

Les caractéristiques statiques sont celles relevées en l'absence de charge à la sortie de l'étage, les caractéristiques dynamiques correspondent à l'état chargé.

Revenons au signal entrée.

RÉSISTANCE D'ENTRÉE D'UN AMPLIFICATEUR

L'injection d'un signal à l'entrée d'un amplificateur modifie la tension entre les bornes d'entrée de cet amplificateur, sa tension d'entrée varie. De ce fait, l'intensité du courant passant dans l'amplificateur, entre ses bornes d'entrée, varie. La *résistance d'entrée* d'un amplificateur, ou plus simplement d'un transistor monté en amplificateur, est donnée par le rapport de la variation de la tension entre les bornes d'entrée à la variation de l'intensité du courant (passant dans le transistor) entre ces mêmes bornes. Ce rapport a bien caractère de résistance, puisqu'il correspond à la division d'une variation de tension par une variation d'intensité.

La résistance d'entrée est un paramètre.

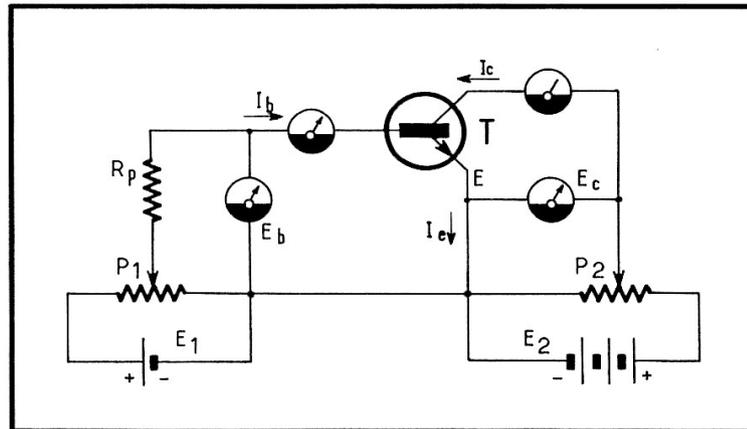
Considérons le signal sortie.

RÉSISTANCE DE SORTIE D'UN AMPLIFICATEUR

La présence d'un signal sortie modifie la tension entre les bornes de sortie de l'amplificateur (ou plus simplement du transistor monté en amplificateur). De ce fait, le courant qui passe, dans l'étage (ou mieux dans le transistor), entre les bornes de sortie, varie.

La *résistance de sortie* est donnée par le rapport de la variation de la tension entre les bornes de sortie à la variation correspondante du courant entre ces bornes, passant dans le transistor (ou l'étage). Un tel

Fig. 4-1. — La diode émetteur-base est alimentée « directement », la diode collecteur-base est alimentée « inversement ».



rapport exprime bien une résistance, puisque correspondant à la division d'une variation de tension par une variation d'intensité.

La résistance de sortie est un paramètre.

Considérons maintenant les variations des deux signaux : entrée et sortie.

COEFFICIENT D'AMPLIFICATION EN TENSION, GAIN EN COURANT, PENTE.

Une variation de la tension à l'entrée provoque une variation (amplifiée) de la tension à la sortie. Le rapport de la variation de la tension à la sortie à la variation correspondante de la tension à l'entrée exprime le *coefficient d'amplification en tension*, paramètre désigné par K .

Une variation de l'intensité du courant dans l'entrée engendre une variation correspondante, amplifiée, du courant entre les bornes de sortie de l'amplificateur, le rapport de la variation de l'intensité du courant à la sortie à la variation correspondante de l'intensité du courant à l'entrée exprime le *gain en courant*, paramètre désigné par β .

Nous pouvons encore comparer la variation de l'intensité du courant à la sortie à la variation de la tension à l'entrée qui la provoque.

Un tel rapport, qui s'exprime alors en unités d'intensité par unité de tension (par exemple en mA/V) est appelé *pente*, paramètre symbolisé par S .

Au cours du présent chapitre nous n'étudierons que le comportement du transistor non chargé, donc ses caractéristiques statiques.

Caractéristiques statiques des transistors

Nous savons que les transistors sont du type $p-n-p$ ou $n-p-n$, suivant qu'ils sont constitués par des éléments semiconducteurs n en sandwich entre des éléments p , ou par des éléments p entre des éléments n . Les propriétés des transistors $p-n-p$ et $n-p-n$ sont les mêmes ; pour leur emploi, seule diffère l'alimentation qui doit être réalisée compte tenu des polarités : *en alimentation normale la « diode émetteur-base » est polarisée dans le sens direct (conduction facile du courant électrique), la « diode collecteur-base » est polarisée dans le sens inverse (conduction difficile).*

Nous nous limiterons ici à l'étude des transistors $n-p-n$, qui sont, nous l'avons déjà dit, les plus répandus.

Relevé des caractéristiques à tension émetteur-collecteur constante

Pour effectuer les relevés des caractéristiques nous utiliserons un montage, très simple, dont nous avons reproduit le schéma à la figure 4-1.

Nous voyons qu'il s'agit d'un dispositif propre à alimenter un transistor $n-p-n$ (T sur le dessin) sous des tensions variables qui sont :

la tension entre l'émetteur et la base, désignée par E_b ;

la tension entre l'émetteur et le collecteur, désignée par E_c .

Il est à noter que ces deux tensions de référence, exprimées toutes deux à partir du potentiel de l'émetteur (tension émetteur-base et tension émetteur-collecteur) sont mesurées à l'aide des voltmètres que nous avons marqués E_b et E_c sur le dessin.

Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent de varier, de doser à volonté les tensions E_b et E_c à partir des générateurs E_1 et E_2 (la tension aux bornes du générateur E_2 est plus grande que celle aux bornes du générateur E_1).

Nous mesurerons également les intensités des deux courants qui « entrent » par le transistor $n-p-n$ expérimenté :

l'intensité du courant de base, désignée par I_b ;

l'intensité du courant de collecteur, désignée par I_c .

Le courant de base étant très faible, la mesure de son intensité s'effectuera à l'aide du *microampèremètre* I_b .

Le courant de collecteur est beaucoup plus important que le courant de base ; pour mesurer son intensité I_c , nous utiliserons le *milliampèremètre* I_c .

Et n'oublions pas que pour protéger notre transistor contre l'emballement, qui le vouerait à la destruction, nous avons intérêt à mettre en série, dans son circuit de base, une résistance de protection.

En manœuvrant le potentiomètre P_1 nous faisons bien entendu varier la tension émetteur-base E_b , ce qui a pour effet de modifier l'intensité du courant de base I_b , mais aussi l'intensité du courant de collecteur I_c .

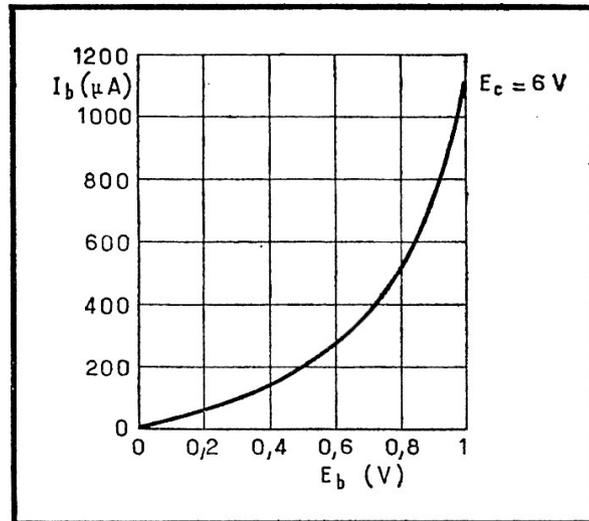
L'expérience nous montre bien que le courant de base I_b est fonction

de la tension émetteur-base E_b , mais aussi que le courant de collecteur I_c dépend du courant de base I_b , par là même ce courant est fonction de la tension émetteur-base E_b .

La tension émetteur-base E_b gouverne le courant de base I_b qui commande le courant de collecteur I_c .

Une variation du courant de collecteur modifie, c'est normal, la tension émetteur-collecteur E_c puisque perturbant le fonctionnement du système (générateur E_2 - potentiomètre P_2) qui sert à l'alimentation du transistor par son collecteur. Nous avons la possibilité de *maintenir pratiquement constante* la tension E_c , en intervenant par petites retouches

Fig. 4-2. — Le courant de base I_b croît au fur et à mesure que la tension émetteur-base augmente.



successives sur le curseur du potentiomètre P_2 , consécutivement à chaque intervention volontaire sur celui du potentiomètre P_1 , qui a provoqué une variation de la tension émetteur-base. Cette variation de la tension émetteur-base E_b , nous le savons, influe sur l'intensité du courant de base I_b qui commande le courant de collecteur I_c .

Nous commencerons par relever *la caractéristique du courant de base I_b en fonction de la tension émetteur-base E_b , en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur E_c .*

La caractéristique obtenue est la courbe représentative de la fonction :

$$I_b = f(E_b), \quad E_c \text{ constante}$$

Il est évident que pour chaque valeur de E_c , préalablement fixée, il existe une caractéristique. Elle a l'allure que nous indique la figure 4-2, elle nous montre que le courant de base I_b croît au fur et à mesure que la tension E_b augmente.

Ensuite nous relèverons *la caractéristique du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-base E_b , en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur E_c .*

Cette nouvelle caractéristique obtenue est la courbe représentative de la fonction :

$$I_c = f(E_b), \quad E_c \text{ constante}$$

Elle a l'allure que nous montre la figure 4-3. Nous remarquerons que pour de faibles valeurs de E_b , le courant I_c croît beaucoup moins vite que pour des valeurs élevées de cette même tension E_b (tension émetteur-base).

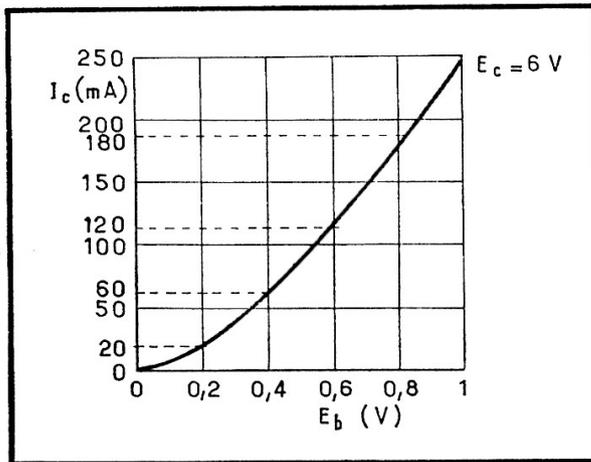


Fig. 4-3. — Le courant de collecteur croît quand la tension émetteur - base s'élève

Détermination de la pente à l'aide du graphique

Nous savons déjà que la *pente S* d'un transistor est le *rapport d'un accroissement du courant de collecteur I_c à l'accroissement correspondant de la tension émetteur-base qui l'engendre*

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b}$$

Explicitons.

Dans notre exemple (fig. 4-3), lorsque la tension E_b passe de la valeur 0,2 V à 0,4 V, la variation de la tension E_b , symbolisée par ΔE_b est, en ce cas, de $0,4 - 0,2 = 0,2$ V ; simultanément, l'intensité du courant de collecteur I_c passe de la valeur 20 mA à la valeur 60 mA : la variation de l'intensité de I_c est de $60 - 20 = 40$ mA. La pente, symbolisée par S est de $40 \text{ mA}/0,2\text{V}$, c'est-à-dire de 200 mA/V .

Lorsque la tension E_b varie de 0,6 à 0,8 V, l'intensité de I_c passe de 120 à 180 mA, la pente S est, pour cette partie de la caractéristique, de $(180 - 120) \text{ mA}/(0,8 - 0,6) \text{ V}$, soit 300 mA/V .

Nous venons de trouver deux valeurs différentes de la pente (200 mA/V dans le premier cas, 300 mA/V dans le second) : *la pente d'un transistor n'est pas constante, elle augmente lorsque la tension émetteur-base croît.*

Nous allons maintenant relever une autre caractéristique : *la caractéristique de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction de l'intensité du courant de base I_b , en maintenant constante la valeur de la tension émetteur-collecteur E_c .*

Cette caractéristique est la courbe représentative de la fonction :

$$I_c = f(I_b), \quad E_c \text{ constante}$$

Sur le graphique reproduit à la figure 4-4 nous trouverons deux caractéristiques (en trait plein) déterminées pour deux valeurs constantes, mais différentes, de la tension émetteur-collecteur ($E_c = 2 \text{ V}$ et 6 V).

Ces deux courbes nous montrent qu'en fonction de l'accroissement de l'intensité du courant de base I_b , le courant de collecteur I_c augmente

très vite pour rester ensuite sensiblement proportionnel au courant de base (remarquer les parties linéaires des caractéristiques qui sont pratiquement parallèles).

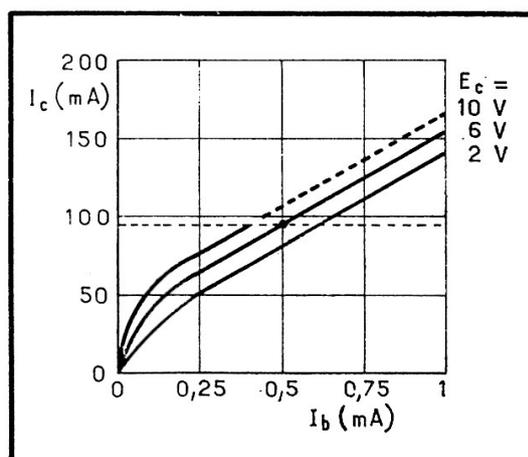
Alébriquement parlant, cela veut dire que, dans un transistor, les accroissements de l'intensité du courant de collecteur sont égaux pour des accroissements égaux de l'intensité du courant de base.

Il est facile de le vérifier.

Lorsque l'intensité du courant de base I_b passe de la valeur de 0,25 mA à la valeur 0,5 mA, ce qui correspond à un ΔI_b de $0,5 - 0,25 = 0,25$ mA, la valeur de l'intensité du courant de collecteur passe de 70 à 100 mA (caractéristique $E_c = 6$ V), ou de 60 à 90 mA (caractéristique $E_c = 2$ V). Dans les deux cas, l'accroissement ΔI_c du courant de collecteur est le même, soit 30 mA, (dans le premier cas $\Delta I_c = 100 - 70 = 30$ mA ; dans le second cas $\Delta I_c = 90 - 60 = 30$ mA).

Nous vérifierons encore que pour un autre accroissement du courant de base, de même grandeur (0,25 mA), lorsque I_b passe de la valeur de 0,75 mA à la valeur 1 mA, les accroissements de l'intensité du courant de collecteur sont encore de 30 mA ; d'après la caractéristique $E_c = 6$ V l'intensité du courant de collecteur passe de 130 mA à 160 mA ($\Delta I_c = 160 - 130 = 30$ mA) ; d'après la caractéristique $E_c = 2$ V, I_c varie de 120 à 150 mA ($\Delta I_c = 150 - 120 = 30$ mA).

Fig. 4-4. — Des accroissements égaux de l'intensité du courant de base engendrent des accroissements égaux de l'intensité du courant de collecteur.



Donc, tout au long de la partie droite de la caractéristique du transistor $I_c = f(I_b)$, E_c constante, une variation constante, donnée, du courant de base, se traduit sous la forme d'une variation beaucoup plus importante, mais constante, du courant de collecteur (en raison de l'effet transistor). Mais il faut souligner que la variation du courant de collecteur reste proportionnelle à la variation du courant de base (elle est, dans notre exemple, de 30 mA pour une variation de 0,25 mA de l'intensité du courant de base, c'est-à-dire ici $30/0,25 = 120$ fois plus importante).

Amplification et gain en courant

Cela nous montre qu'un transistor est capable d'amplifier un courant, puisque son courant de collecteur est beaucoup plus important, mais proportionnel au courant de base qu'on lui impose.

Nous énoncerons donc la définition d'un nouveau paramètre :

Le coefficient d'amplification en courant est donné par le rapport de l'accroissement ΔI_c du courant de collecteur à l'accroissement ΔI_b du courant de base correspondant ; ce coefficient est un paramètre, symbolisé par β , que l'on appelle encore gain en courant.

Il est donné par l'expression :

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Dans l'exemple que nous avons choisi, $\beta = 120$, puisqu'une variation ΔI_b du courant de base de 0,25 mA engendre une variation ΔI_c du courant de collecteur de 30 mA, c'est-à-dire 120 fois plus importante, le gain en courant est donc bien de 120.

La résistance d'entrée

Dans notre exemple les bornes d'entrée du transistor sont l'émetteur et la base, alors que les bornes de sortie sont l'émetteur et le collecteur.

La résistance d'entrée, paramètre désigné par r_e , est donnée par le rapport d'une variation de la tension émetteur-base à la variation correspondante de l'intensité du courant de base, à tension émetteur-collecteur constante

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

Divisant une variation de tension par une variation d'intensité, nous obtenons bien un résultat exprimé en ohms, qui a qualité de résistance (loi d'Ohm)

En se reportant à la figure 4-2, nous constatons que, lorsque la tension émetteur-base varie de 0,4 à 0,6 V, l'intensité du courant de base varie de 100 à 300 μA ; la variation de la tension émetteur-base est de 0,4 — 0,6 = 0,2 V, la variation correspondante de l'intensité du courant de base est de 300 — 100 = 200 μA , soit de 0,0002 A.

Nous déduisons la valeur de la résistance d'entrée de notre transistor :

$$r_e = 0,2 \text{ V} / 0,0002 \text{ A} = 1000 \Omega$$

Si nous nous rappelons que la diode « émetteur-base » d'un transistor doit, normalement, être alimentée dans le sens direct, c'est-à-dire dans le sens de conduction facile, dans le sens où elle n'oppose qu'une faible résistance au courant électrique qui la traverse, nous ne nous étonnerons pas d'entendre dire qu'un transistor amplificateur, dont la base et l'émetteur sont les électrodes d'entrée, possède une faible résistance d'entrée (comparativement au tube électronique).

Nous allons maintenant établir une relation mathématique (simple) entre trois paramètres, à savoir : la résistance d'entrée r_e , la pente S et le gain en courant β .

La résistance d'entrée r_e est donnée par le rapport $r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$

La pente est donnée par le rapport $S = \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b}$

Le gain courant est donné par le rapport $\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$

Effectuons le produit de r_e par S .

$$\text{Nous avons } r_e \times S = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b} \times \frac{\Delta I_c}{\Delta E_b} = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Le résultat $\Delta I_c / \Delta I_b$ n'est rien d'autre que l'expression du gain en courant β , puisque

$$\beta = \Delta I_c / \Delta I_b$$

L'amplification de courant (ou gain en courant) est égale au produit de la résistance d'entrée par la pente.

Nous énoncerons ainsi cette fort intéressante relation :

$$\beta = r_e \times S.$$

Le gain en courant d'un transistor est pratiquement constant, ce qui revient à dire que le produit $r_e \times S$ demeure constant.

Nous avons vu que la pente varie ; elle est d'autant plus grande que le courant de collecteur est important. Pour que le produit $r_e \times S$ demeure constant, il faut que la résistance d'entrée diminue lorsque S augmente, en d'autres termes, *la résistance d'entrée d'un transistor diminue quand son courant de collecteur augmente.*

Nous avons encore à faire une mention particulière au sujet de la caractéristique $I_c = f(I_b)$, E_c constante, tracée en pointillé à la figure 4-4.

Cette courbe est une « frontière » dangereuse : elle correspond à la limite « admissible » pour le transistor, pour ce qui est de la puissance maximale à laquelle il peut travailler (emballement entraînant sa destruction).

Les fabricants de transistors indiquent toujours, pour chaque type de transistor qu'ils mettent à notre disposition, une puissance limite qui correspond (loi de Joule) au produit d'une tension limite émetteur-collecteur E_c par une intensité limite de courant de collecteur I_c . Dans notre cas, la puissance maximale admissible par notre transistor est de 1 watt. Il est évident que le produit $E_c \times I_c$ ne doit pas excéder 1 W ; aussi, en relevant la caractéristique $I_c = f(I_b)$ pour $E_c = 10$ V, nous devons veiller à ce que le produit de I_c par E_c (ici $E_c = 10$ V) ne dépasse pas 1 W. La valeur limite de I_c étant obtenue en divisant la puissance 1 W par la tension limite $E_c = 10$ V, nous avons $1/10 = 0,1$ A, soit 100 mA, valeur à ne pas dépasser.

Nous pouvons donc, sans risque, relever la caractéristique $I_c = f(I_b)$ pour $E_c = 10$ V, en limitant à 100 mA le courant de collecteur I_c . La partie de la caractéristique tracée en pointillé est une « zone interdite » au fonctionnement du transistor.

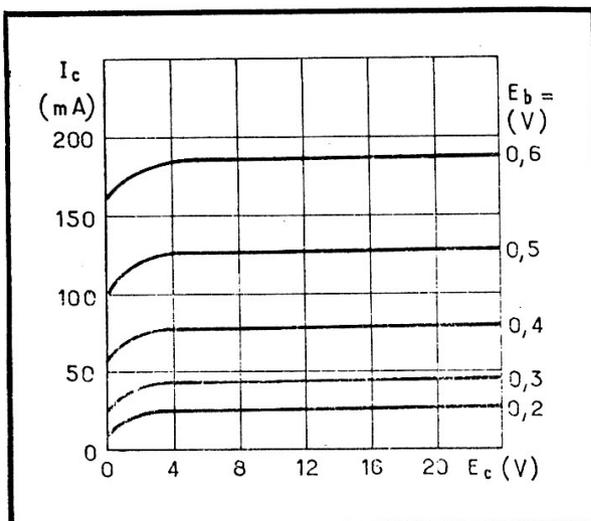


Fig. 4-5. — Au-dessus d'une certaine valeur de la tension émetteur-collecteur, l'intensité du courant de collecteur ne varie plus, c'est la saturation.

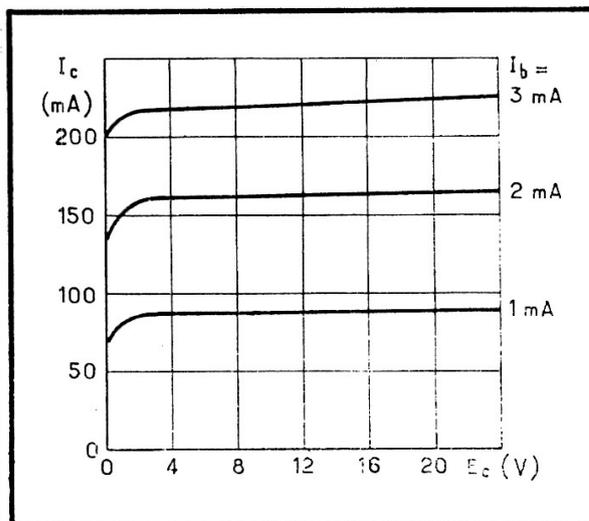


Fig. 4-6. — L'intensité du courant de collecteur reste pratiquement constante, c'est la saturation.

Relevé de caractéristiques à tension émetteur-base constante et à courant de base constant

Au lieu de nous imposer une tension émetteur-collecteur constante, comme nous l'avons fait au cours de la première partie, nous pouvons fort bien étudier les variations du courant de collecteur I_c en fonction des variations de la tension émetteur-collecteur (cette fois variable), en maintenant constante la tension émetteur-base (en jouant sur le potentiomètre P_1). C'est le même montage qui nous servira pour ce nouveau relevé.

Nous obtiendrons de nouvelles caractéristiques comme nous le montre la figure 4-5, sur laquelle ont été tracées 5 caractéristiques $I_c = f(E_c)$, pour 5 valeurs différentes de la tension émetteur-base E_b .

Nous remarquerons un curieux phénomène cette fois : le courant de collecteur, partant de zéro, atteint très vite, pour une valeur de E_c inférieure à 4 V, une certaine intensité qui ne varie guère au delà, restant pratiquement la même, quelle que soit l'augmentation de la tension émetteur-collecteur jusqu'à 24 V ; c'est un phénomène de *saturation*.

Dès l'instant où le « coude de saturation » est franchi, la tension appliquée entre l'émetteur et le collecteur est sans effet sur le nombre des charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) dont le transfert constitue le courant électrique de collecteur.

Nous pouvons encore établir un autre réseau de caractéristiques, de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c en maintenant constante l'intensité du courant de base, c'est le réseau des caractéristiques

$$I_c = f(E_c), \quad I_b \text{ constante.}$$

Les courbes ainsi relevées ont une allure qui ressemble fort à celle des courbes précédentes ; nous observons encore le même phénomène de saturation (fig. 4-6).

CARACTERISTIQUES DYNAMIQUES DES TRANSISTORS ET L'AMPLIFICATION

Au cours du chapitre précédent nous avons étudié les caractéristiques statiques, courbes qui traduisent le comportement des transistors non chargés, c'est-à-dire dont l'électrode de sortie est reliée directement à la borne convenable de la source d'alimentation du montage.

Nous allons maintenant étudier les caractéristiques dynamiques des transistors, celles qui correspondent à l'état chargé, dans lequel une résistance, ou une inductance a été intercalée dans le circuit d'alimentation de l'électrode de sortie du transistor considéré.

Nous verrons que l'inductance permet une amplification plus importante que la résistance, mais nous verrons aussi qu'une amplification trop poussée engendre une déformation du signal à amplifier, une distorsion.

Nous apprendrons comment on sépare la composante alternative de la composante continue à la sortie d'un étage amplificateur...

L'influence de la résistance de charge

L'amplification est, assurément, la principale des fonctions que l'on fait remplir aux transistors.

Nous avons appris que la tension émetteur-base gouverne le courant de base, que ce courant de base commande le courant de collecteur. L'intensité du courant de base dépend, en effet, de la tension émetteur-base ; l'intensité du courant de collecteur est un certain nombre de fois plus importante que celle du courant de base, dans un rapport de proportionnalité qui est appelé gain en courant, paramètre désigné par β .

Alimentons convenablement un transistor, en respectant ses polarités et celles des sources d'alimentation, en utilisant un montage analogue à celui qui, déjà, nous a servi pour relever les caractéristiques statiques des transistors (fig. 4 - 1). Mais, cette fois, nous n'utiliserons pas de potentiomètre pour rajuster la tension émetteur-collecteur; nous chargerons le collecteur du transistor expérimenté en intercalant entre la borne + de la source d'alimentation E_2 et le collecteur du transistor, une *résistance de charge* R . Sur la figure 5-1, qui reproduit le schéma de notre nouveau montage, nous voyons les appareils servant à la mesure des intensités I_b (du courant de base), I_c (du courant de collecteur) et à la mesure des tensions E_b (entre émetteur et base) et E_c (entre émetteur et collecteur).

En déplaçant le curseur du potentiomètre, nous modifions la tension émetteur-base E_b , en modifiant également, c'est bien évident, l'intensité du courant de base I_b . Comme l'intensité du courant de collecteur I_c est

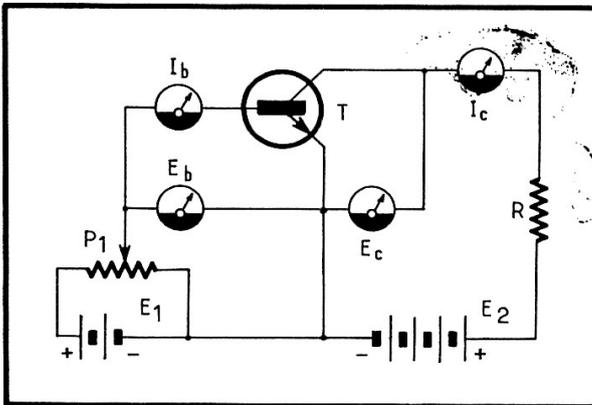


Fig. 5-1. — Le collecteur du transistor est chargé par la résistance R.

β fois plus grande que celle du courant de base (β est le gain en courant), il va sans dire que toute intervention sur le curseur du potentiomètre P amène une variation du courant de collecteur I_c qui est β fois celle de I_b .

Voyons l'influence de la résistance de charge.

Le courant de collecteur passe dans la résistance de charge R, engendrant entre les bornes de cette résistance une certaine chute de tension ($R \times I_c$). La valeur de la tension E_c , entre l'émetteur et le collecteur, est, à tout instant, égale à la différence entre la tension disponible aux bornes du générateur E_2 et la chute de tension dans la résistance ($E_c = E_2 - RI_c$). Lorsque l'intensité du courant de collecteur augmente, la chute de tension dans la résistance R croît et la tension émetteur-collecteur E_c diminue ; lorsque l'intensité du courant de collecteur diminue, la chute de tension dans la résistance R décroît et la tension émetteur-collecteur augmente.

Supposons que nous faisons croître l'intensité du courant de base I_b (en manœuvrant le curseur du potentiomètre P) : nous faisons augmenter l'intensité de collecteur I_c , puisqu'elle est proportionnelle à celle du courant de base, ce qui a pour conséquence, nous venons de le voir, de faire diminuer la tension émetteur-collecteur. Si, par contre, nous réduisons l'intensité du courant de base, nous faisons décroître l'intensité du courant de collecteur, ce qui a pour effet de faire augmenter la tension émetteur-collecteur.

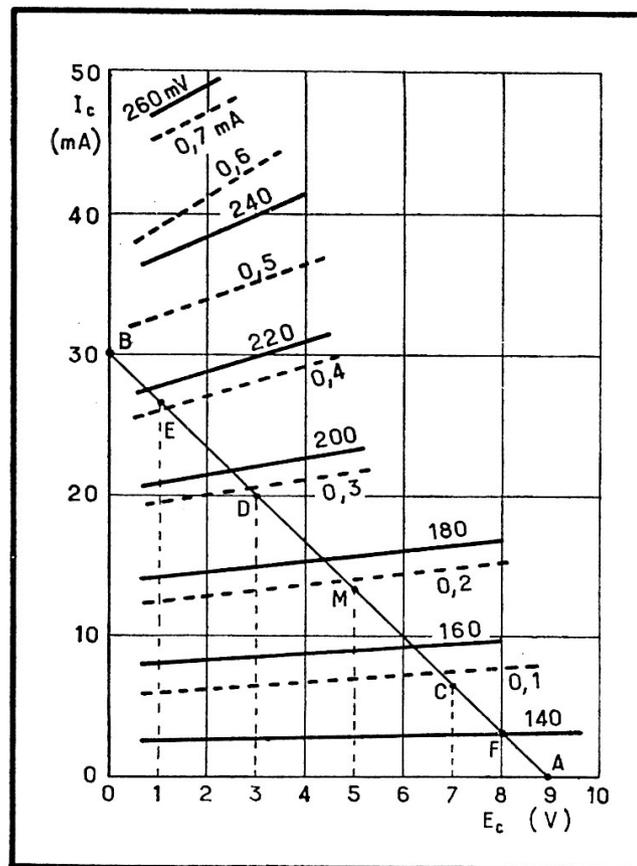
Une simple intervention sur le curseur du potentiomètre P modifie donc toutes les tensions et intensités mesurées aux différents points du montage, phénomène que nous pouvions prévoir puisque nous savions déjà que la tension émetteur-base gouverne le courant de base, lequel commande le courant de collecteur, dont dépend la tension émetteur-collecteur.

La tension émetteur-collecteur diminue donc, au fur et à mesure que l'intensité du courant de base augmente. Il arrive un moment où la tension émetteur-collecteur devient nulle, et nous pouvons fort bien, par un calcul d'une extrême simplicité, déterminer pour quelle valeur de l'intensité du courant de collecteur I_c la tension émetteur-collecteur devient nulle.

Si, par exemple, la tension aux bornes du générateur E_2 est de 9 V, et si la résistance de charge R a une valeur de 300 ohms, la tension

émetteur-collecteur sera nulle lorsque la chute de tension dans la résistance de charge sera de 9 V, puisque la valeur de la tension émetteur-collecteur est égale à la différence entre la tension aux bornes du générateur E_2 et la chute de tension dans la résistance de charge ($R \times I_c$).

Fig. 5-2. — La droite de charge est une caractéristique dynamique.



Une chute de tension de 9 V, dans une résistance R de 300 ohms, implique le passage, dans la résistance, d'un courant dont l'intensité est de :

$$9 \text{ V} / 300 \ \Omega = 0,03 \text{ A, soit } 30 \text{ milliampères.}$$

Lorsque l'intensité du courant de collecteur atteint, par valeurs croissantes, 30 mA, la tension émetteur-collecteur, qui diminue, devient nulle ($E_c = 0$). Mais si, en revanche, aucun courant ne passe dans le collecteur, il est évident qu'en ce cas la chute de tension dans la résistance de charge est nulle, ce qui fait que la tension émetteur-collecteur est égale à la tension aux bornes du générateur ($E_c = E_2 = 9 \text{ V}$).

De ce qui précède, nous déduisons que la tension émetteur-collecteur peut varier entre deux limites : d'une part être nulle, $E_c = 0$ (à ce moment-là $I_c = 30 \text{ mA}$), d'autre part être égale à la tension E_2 de 9 V, ($I_c = 0$).

A la figure 5-2 nous avons reproduit un document relatif au transistor expérimenté, procuré par le fabricant de ce transistor : il s'agit d'un relevé des caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour E_{be} constante en traits pleins (intensité du courant de collecteur I_c en fonction de la tension émetteur-collecteur E_c , pour différentes valeurs constantes de la tension émetteur-base), conjugué avec un réseau de caractéristiques $I_c = f(E_{be})$

pour I_b constante, en pointillés (mêmes caractéristiques, pour différentes valeurs constantes de l'intensité du courant de base I_b).

Portons, sur ce graphique, les points limites, qui figurent les valeurs... limites que peut prendre la tension émetteur-collecteur. Ces points sont A sur l'échelle E_c , à la valeur 9 V, pour un courant de collecteur nul ($I_c = 0$), et B sur l'échelle I_c , à la valeur de 30 mA.

En joignant les points A et B nous traçons la *droite de charge* relative à la résistance R (résistance de charge de valeur 300 Ω), droite qui est une *caractéristique dynamique* (fig. 5-2).

A chaque valeur de résistance de charge correspond une caractéristique dynamique, droite de charge particulière.

Les réseaux de caractéristiques dynamiques sont rarement fournis par les fabricants des transistors, il appartient à l'utilisateur de les tracer.

Renseignements procurés par la droite de charge

La droite de charge, *caractéristique dynamique*, traduit graphiquement la variation de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction des valeurs de la tension émetteur-collecteur E_c , pour une résistance de charge R (de 300 Ω dans notre exemple).

Si nous désirons connaître la valeur de l'intensité du courant de collecteur lorsque la valeur de la tension émetteur-collecteur est de 6 V, il nous suffit de suivre la parallèle à l'axe I_c (droite verticale), passant par le point 6 V de l'axe E_c jusqu'au point où elle rencontre la droite de charge, puis, de ce point, suivre la parallèle à l'axe E_c (droite horizontale) jusqu'au point où cette droite horizontale coupe l'axe I_c . Le point d'intersection avec l'axe I_c correspondant, sur l'échelle des intensités du courant de collecteur, à la valeur 8 mA, nous déduisons que, pour une valeur de la tension émetteur-collecteur de 6 V, l'intensité du courant de collecteur est de 8 mA. Inversement, par un « trajet » dans l'autre sens, nous pouvons déterminer quelle valeur de la tension émetteur-collecteur correspond à une valeur donnée de l'intensité du courant de collecteur. C'est ainsi que nous trouverons pour $I_c = 20$ mA, $E_c = 3$ V.

Mais nous pouvons encore déduire, à l'aide du même graphique, quelle est la valeur du courant de base qui commande une tension émetteur-collecteur de 6 V (quand le collecteur est chargé par une résistance R de 300 Ω). Le point d'intersection de la droite verticale passant par le point 6 V, sur l'échelle E_c , avec la droite de charge, se situe entre la caractéristique statique $I_c = f(E_c)$ pour $I_b = 0,1$ mA et l'autre caractéristique correspondant à $I_b = 0,2$ mA.

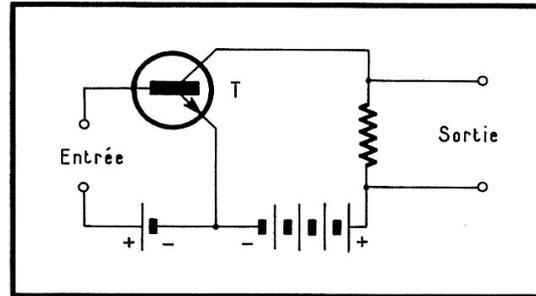
En « interpolant », nous évaluons à 0,13 mA la valeur de l'intensité du courant de base lorsque la valeur de la tension émetteur-collecteur est de 6 V.

Par le même procédé, nous pouvons déduire quelle est la valeur de la tension émetteur-base qui correspond à une tension émetteur-collecteur de 6 V. Nous trouverons $E_b = 165$ mV.

Partant d'une valeur donnée de l'intensité du courant de collecteur I_c (sur l'échelle I_c), nous pouvons aisément déduire quelles valeurs de I_b et de E_b lui correspondent. Il nous suffit d'évaluer, par rapport aux carac-

téristiques statiques tracées, comment se situe le point d'intersection de l'horizontale issue du point choisi sur l'échelle I_c avec la droite de charge. Par exemple, pour une valeur de l'intensité de collecteur I_c de 15 mA,

Fig. 5-3. — Le signal sortie est recueilli entre les extrémités de la résistance de charge.



nous déduisons que l'intensité du courant de base est de 0,22 mA, que la tension émetteur-base est de 180 mV, résultats, bien entendu, exprimés pour une résistance de charge R de 300 Ω .

Amplification d'un signal alternatif

Nous avons déjà répété, à plusieurs reprises, que l'amplification est la fonction essentielle que l'on fait remplir au transistor. Bien souvent on lui fait amplifier des signaux variables, alternatifs, signaux dont l'amplitude, en tension, varie suivant une certaine loi. Un tel signal peut être, par exemple, celui qui apparaît aux bornes de sortie d'un microphone, appareil qui traduit, sous une forme électrique, le signal sonore acoustique que l'on désire enregistrer ou transmettre.

La technique de l'amplification est relativement simple (fig. 5-3).

Les deux bornes de l'appareil qui délivre le signal électrique à amplifier sont connectées aux deux bornes d'entrée du transistor. Le fonctionnement du transistor est alors modifié, subissant la loi de variation, de déformation, en quelque sorte, du signal à amplifier. La présence d'un signal à l'entrée a pour effet de perturber la tension émetteur-base du transistor, avec pour conséquence une modification, une variation du courant de base, selon la loi de variation du signal injecté. Les petites variations de l'intensité du courant de base se répercutent, amplifiées, sur l'intensité du courant de collecteur. Les variations de l'intensité du courant de collecteur se traduisent sous la forme de variations de la tension entre les extrémités de la résistance de charge (parcourue par le courant de collecteur). La tension entre les extrémités de la résistance de charge varie au rythme de la variation du courant de base, donc suivant la variation du signal injecté ; mais les variations de cette tension entre les extrémités de la résistance de charge sont beaucoup plus importantes que celles du signal injecté à l'entrée, en leur étant proportionnelles (amplification de tension).

Supposons que notre transistor, au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal, ait son collecteur chargé par une résistance de charge R de 300 Ω , que son courant de base ait une intensité de 0,2 mA, ce qui correspond à une tension émetteur-base de 175 mV, pour un courant de collecteur d'intensité 14 mA, la tension émetteur-collecteur étant alors de 5 V. Le point figuratif du fonctionnement de notre transistor est alors marqué M, sur la droite de charge (fig. 5-2).

Injectons maintenant le signal à l'entrée du transistor. Supposons, pour l'exemple, que l'amplitude maximale de notre signal soit de 20 mV, c'est-à-dire que la tension de ce signal varie entre deux limites qui se situent à plus et moins 20 mV de part et d'autre de la valeur moyenne. De ce fait, la tension émetteur-base, au repos de 175 mV, varie maintenant entre $(175 + 20)$, soit 195 mV, et $(175 - 20)$, soit 155 mV, donc entre 195 et 155 mV.

Portons ces valeurs limites sur la droite de charge (points marqués C et D sur le graphique de la figure 5-2) ; il se trouve que les points C et D sont situés à l'intersection de la droite de charge avec les caractéristiques statiques de I_c pour $I_b = 0,1$ mA et $I_b = 0,3$ mA.

Nous pouvons déduire immédiatement que l'intensité du courant de base, lorsque le signal alternatif est injecté au transistor, varie, dans ces mêmes conditions, entre 0,1 mA et 0,3 mA.

En résumé, lorsque le signal, injecté à l'entrée, provoque une variation de la tension émetteur-base entre 155 mV et 195 mV, soit de 20 mV de part et d'autre du point de repos (175 mV), le courant de base varie de 0,1 à 0,3 mA, soit de 0,1 mA de part et d'autre du point de repos (0,2 mA) ; le point figuratif du fonctionnement du transistor, M (au repos), se déplace sur la droite de charge correspondant à la résistance (de charge) R entre les points C et D.

Nous remarquerons encore que, dans ces conditions, l'intensité du courant de collecteur varie (entre les points C et D) entre 7 mA et 21 mA (sur l'échelle I_c), c'est-à-dire de 7 mA de part et d'autre de la valeur, au repos, de 14 mA. La tension émetteur-collecteur varie, elle, entre 7 V et 3 V, soit de 4 V, donc de 2 V de part et d'autre de la valeur moyenne, au repos, de 5 V.

Il est facile de déterminer l'*amplification en tension* du transistor : une variation de la tension émetteur-base E_b , de 40 mV (20 mV de part et d'autre de 175 mV, tension émetteur-base au repos) provoque une variation de la tension émetteur-collecteur de 4 V.

L'amplification en tension, donnée par le rapport de la variation de tension émetteur-collecteur à la variation de tension émetteur-base qui l'engendre, est ici de $4 \text{ V} / 0,02 \text{ V}$, soit de 200.

Les distorsions

Nous avons vu que, le collecteur du transistor étant chargé par une résistance, sa tension émetteur-collecteur peut varier entre zéro et la tension maximale de la source d'alimentation. La variation de la tension émetteur-collecteur est gouvernée par la variation de la tension émetteur-base, qui commande le courant de base. Il est donc évident que la variation maximale de la tension émetteur-collecteur est atteinte pour une valeur « maximale » de la variation de la tension émetteur-base, laquelle dépend directement de l'amplitude du signal injecté dans l'entrée du transistor monté en amplificateur. Si l'amplitude du signal entrée dépasse cette valeur maximale, qui correspond à la variation maximale de la tension émetteur-collecteur, il est bien évident qu'une fraction seulement du signal est reproduite à la sortie du transistor, « les pointes » d'amplitude du signal « ne passent pas » dans l'étage : il y a déformation du

signal au cours de l'amplification, on dit qu'il y a *distorsion*. La figure 5-4 schématise un signal entrée et le signal sortie qui lui correspond ; la partie hachurée montre la différence entre le signal réellement reproduit et le

Fig. 5-4. — Ici, les deux alternances du signal sortie sont altérées : distorsion.

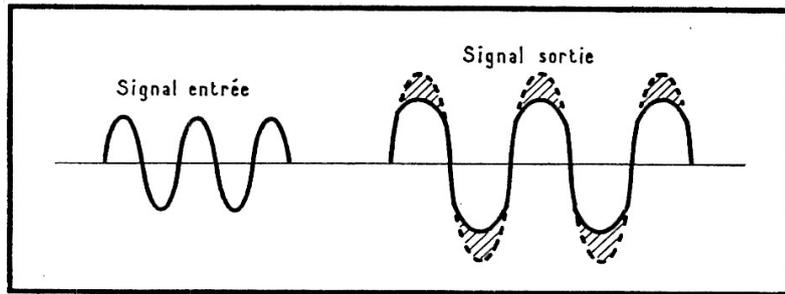
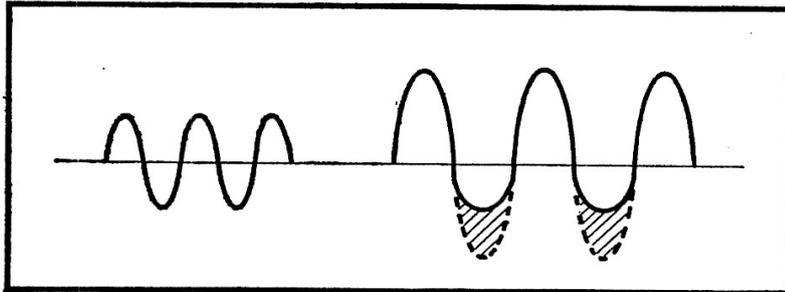


Fig. 5-5. — Dans cet exemple, les seules alternances négatives du signal sortie sont altérées : distorsion.



signal qui devrait normalement être reproduit, réplique du signal entrée convenablement amplifié, théoriquement.

Il existe de nombreuses formes de distorsions. On rencontre souvent des amplificateurs qui ne traduisent correctement que les alternances situées d'un même côté de l'axe de symétrie du signal d'entrée (alternances positives ou négatives, selon leur position (fig. 5-5). Mais, quelle que soit la nature d'une distorsion, *plus l'amplification est importante, plus la distorsion est grande*.

Pour nous en rendre compte, il nous suffit de nous reporter à la figure 5-2. En l'absence de signal, la tension émetteur-collecteur est de 5 V. Nous avons vu qu'un signal d'amplitude 40 mV (variation de la tension émetteur-base entre 155 et 195 mV) faisait varier la tension émetteur-collecteur entre 3 et 7 V, donc de 2 V de part et d'autre du point de repos. Injectons un signal d'amplitude 70 mV provoquant *une même variation* de 35 mV de part et d'autre de la tension émetteur-base au repos, qui est de 175 mV. La tension émetteur-base varie alors entre $175 + 35 = 210$ mV et $175 - 35 = 140$ mV, ce qui provoque une variation de la tension émetteur-collecteur entre 1 V et 8 V (points F et E, fig. 5-2). La variation de la tension émetteur-collecteur est, dans ces conditions, de $8 - 1 = 7$ V, mais il faut remarquer qu'elle est de $5 - 1 = 4$ V dans un sens et de $8 - 5 = 3$ V seulement dans l'autre ! Ces *variations inégales* de part et d'autre de la tension de repos ($E_c = 5$ V) sont la marque d'une distorsion dans la reproduction du signal : « pousser » l'amplification fait apparaître de la distorsion.

Composante continue et composante alternative

Le courant qui passe dans le collecteur du transistor se décompose en deux... composantes : l'une continue, l'autre alternative. En effet : le

courant de repos, celui qui passe dans le collecteur, en l'absence de signal injecté à l'entrée, est un courant continu rigoureusement constant, c'est la *composante continue*. A ce courant continu se superpose le courant alternatif qui n'est rien d'autre que la réplique du signal alternatif injecté dans l'entrée, amplifié selon le coefficient d'amplification de l'étage, c'est la *composante alternative*.

Si nous parlons courant, nous dirons que l'intensité du courant de collecteur est la résultante des deux « composantes intensités » (association du courant de collecteur au repos et du courant alternatif provenant du signal à l'entrée, après amplification) ; si nous parlons tension, nous dirons que la tension émetteur-collecteur est la résultante de deux « composantes tensions » (association de la tension émetteur-collecteur au repos et de la tension alternative provenant du signal à l'entrée, après amplification).

Séparation des composantes

Il est évident que seule la composante alternative, provenant du signal alternatif injecté dans l'entrée du transistor, nous intéresse, puisque, par l'amplification, nous désirons... amplifier un signal. Il convient donc de séparer la composante alternative de la composante continue.

L'opération est relativement simple.

Il nous suffit d'utiliser cette propriété intéressante, bien connue, du condensateur, à savoir sa perméabilité au courant alternatif. Nous savons, en effet, que le condensateur s'oppose au passage du courant continu (n'est-il pas constitué par deux armatures conductrices séparées par un diélectrique ?) alors qu'il autorise le passage du courant alternatif.

Connectons l'une des armatures du condensateur au collecteur du transistor, comme le montre la figure 5-6. Le condensateur bloque la composante continue, n'autorisant que le passage de la composante alternative (celle qui nous intéresse). Entre l'armature du condensateur, armature libre, non connectée et l'extrémité de la résistance de charge reliée au pôle + du générateur E_2 , nous disposons de la composante alternative, qui correspond au signal injecté dans l'entrée du transistor, après son amplification. Rappelons que c'est dans la résistance de charge qu'apparaît une variation de chute de tension qui est provoquée par l'injection du signal.

Charge du collecteur par inductance

Jusqu'alors nous n'avons chargé le collecteur du transistor que par une résistance, il nous reste à voir comment se comporte le transistor dont le collecteur est chargé par une *inductance* (fig. 5-7).

Une inductance se présente habituellement sous la forme d'un bobinage, c'est le cas notamment d'un enroulement de transformateur, qui offre une faible résistance au passage du courant continu, alors que sa résistance au passage d'un courant alternatif est très élevée.

L'*impédance* d'une bobine, qui s'exprime en ohms, tout comme une résistance, dépend de la fréquence du courant alternatif qui la parcourt. Si f est la *fréquence* du courant alternatif, c'est-à-dire le nombre de fois que le cycle de variation du courant alternatif en question se reproduit

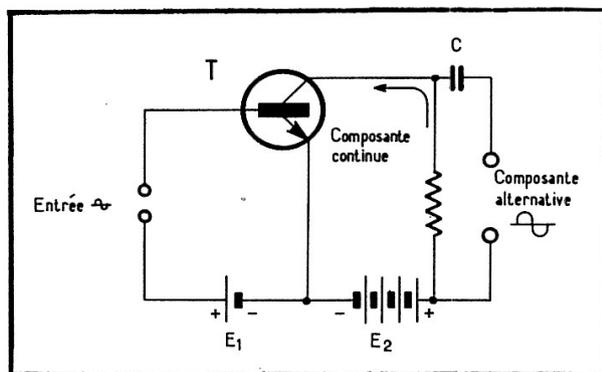


Fig. 5-6. — Le condensateur C bloque la composante continue du signal sortie, permettant le passage de la seule composante alternative du signal.

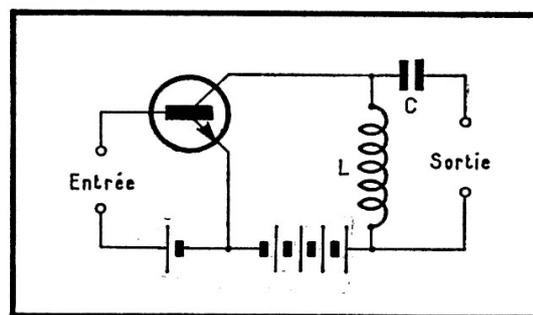


Fig. 5-7. — La charge du collecteur s'effectue aussi par inductance.

par seconde, L le coefficient de self-induction de l'inductance (bobinage), l'impédance Z de cette inductance est donnée, en ohms, par la formule

$$Z = 2 \pi f L$$

Une inductance, donc, n'offre de résistance apparente élevée qu'à un courant alternatif, alors que sa résistance « ohmique » en courant continu pur est faible. Un courant alternatif d'intensité moyenne I provoque, en passant dans une inductance d'impédance Z , une chute de tension dont la valeur est égale au produit $Z \times I$.

Chargeons notre transistor par une inductance L . En l'absence de signal à l'entrée, le courant de collecteur, au repos, courant continu, n'engendre pratiquement pas de chute de tension aux bornes de l'inductance (résistance ohmique faible). (Seule la composante alternative, provenant du signal entrée amplifié, provoque une chute de tension dans l'inductance L).

Au repos, puisque la chute de tension dans l'inductance est négligeable (en l'absence de composante alternative), il résulte que le collecteur est alors au même potentiel que le pôle + du générateur E_2 ; la tension émetteur-collecteur est, en ces conditions, autant dire égale à la tension aux bornes du générateur E_2 , $E_c = E_2$.

Si la tension d'alimentation délivrée par le générateur E_2 est de 9 V, la tension émetteur-collecteur varie entre zéro et 9 V, lorsqu'un signal est injecté dans l'entrée du transistor.

Dans le cas où la charge du collecteur s'opère à l'aide d'une résistance, la tension émetteur-collecteur varie cette fois entre zéro et une valeur inférieure à 9 V.

Lorsque la sortie du transistor est chargée par une inductance, la variation de la tension émetteur-collecteur est beaucoup plus importante que celle obtenue dans le cas où la charge est assurée par une résistance.

Bien entendu il nous faudra nous méfier des distorsions qui seront d'autant plus grandes que l'amplification sera poussée, comme nous l'avons expliqué précédemment, en étudiant la charge par résistance.

Il ne faut pas perdre de vue que la puissance dissipée dans le collecteur, exprimée par le produit de l'intensité I_c par la tension E_c doit rester inférieure à la puissance maximale admissible, indiquée par le fabricant du transistor. Aussi nous tracerons la droite de charge en dessous de l'hyperbole qui figure la puissance maximale à ne pas dépasser, au collecteur, sauf dans des conditions particulières que nous verrons par la suite.

LE MONTAGE A ELECTRODE COMMUNE

L'injection du signal à amplifier s'effectue entre les deux bornes d'entrée d'un amplificateur ; le signal amplifié est recueilli entre les deux bornes de sortie du même amplificateur.

Faisons jouer le rôle d'amplificateur à un transistor, triode à cristal : deux de ses trois électrodes sont les bornes d'entrée de l'amplificateur qu'il constitue, deux de ses trois électrodes en sont les bornes de sortie. Une des trois électrodes du transistor est donc nécessairement commune à l'entrée et à la sortie.

Nous allons comparer les trois montages fondamentaux du transistor, qui sont les montages :

Emetteur commun (E. C.) — Base commune (B. C.) Collecteur commun (C. C.). Nous verrons quelles sont les valeurs des différents paramètres du transistor, dans les trois montages fondamentaux.

Montage émetteur commun (E.C.)

Comme son nom l'indique, c'est le montage dans lequel l'émetteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur que constitue notre transistor.

Reprenons le schéma du transistor amplificateur de la figure 5-3 du chapitre V, reproduit à nouveau à la figure 6-1.

Le signal est injecté dans l'entrée, entre la base et l'émetteur, le signal sortie est recueilli entre le collecteur et l'émetteur. Nous nous rendons compte encore plus aisément de ce fait en redessinant le schéma, sans les sources d'alimentation ni la résistance de charge R, ce qui nous conduit au schéma de la figure 6-2.

Dans un tel montage, comme dans tous ceux que nous avons étudiés jusqu'alors, l'émetteur est l'électrode commune (à l'entrée et à la sortie).

Les tensions sont toutes exprimées par rapport au potentiel de l'émetteur, électrode commune (tension émetteur-collecteur E_c et tension émetteur-base E_b).

Valeur des paramètres dans le montage E.C.

Les paramètres d'un transistor ont été définis au cours du chapitre 3.

La résistance d'entrée d'un amplificateur, ou plus simplement, le cas échéant, d'un transistor, est exprimée par le rapport d'une variation de la tension d'entrée à la variation correspondante du courant dans l'entrée.

$$r_e = \frac{\text{variation } \Delta E_{\text{ent}} \text{ de la tension d'entrée}}{\text{variation } \Delta I_{\text{ent}} \text{ du courant dans l'entrée}}$$

Etant le rapport d'une variation de tension à une variation d'intensité, elle s'exprime, bien entendu, en ohms, ayant le caractère d'une résistance.

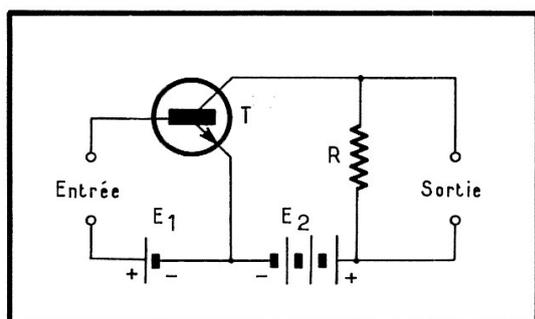


Fig. 6-1. — Montage émetteur commun : l'émetteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

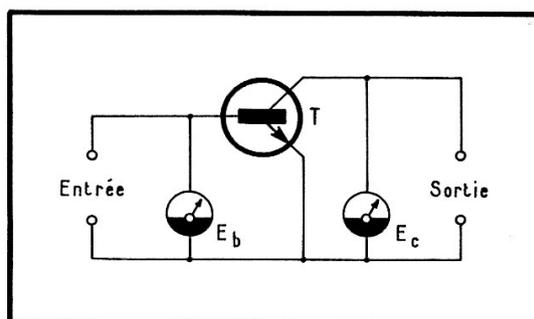


Fig. 6-2. — Montage E.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel de l'émetteur.

Dans le montage E.C. la résistance d'entrée est exprimée par le rapport d'une variation de la tension émetteur-base E_b (tension d'entrée) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'électrode d'entrée « non commune », c'est-à-dire dans la base :

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

En montage E.C., la valeur de la résistance d'entrée varie entre 200 et 2000 Ω (pour les transistors d'utilisation courante).

La résistance de sortie est exprimée par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension émetteur-collecteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans la sortie (ici : courant de collecteur) :

$$r_s = \frac{\Delta E_c}{\Delta I_c}$$

Etant le rapport d'une variation de tension à une variation d'intensité, elle s'exprime, bien entendu, en ohms, ayant le caractère d'une résistance.

En montage E. C., la valeur de la résistance de sortie varie de 10 000 à 100 000 Ω (de 10 à 100 k Ω).

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant, paramètre désigné par β , est exprimé par le rapport de la variation de l'intensité du courant dans la sortie (ici :

courant de collecteur) à la variation correspondante du courant dans l'entrée (ici : courant de base), qui l'engendre.

Rapport entre deux valeurs d'intensité, c'est une grandeur sans dimension (ni tension, ni intensité, ni résistance, etc...), c'est un nombre.

En montage E.C., la valeur du gain en courant est comprise entre 20 et 80.

AMPLIFICATION DE TENSION

Ce paramètre, désigné par K, est exprimé par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension émetteur-collecteur) à la variation correspondante de la tension d'entrée (ici : tension émetteur-base) qui l'engendre.

Rapport entre deux valeurs de tension, c'est un nombre.

En montage E.C., la valeur de l'amplification de tension, encore appelée gain en tension, est de l'ordre de plusieurs centaines.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

L'amplification de puissance est le rapport entre la puissance du signal sortie et la puissance du signal entrée.

La puissance de sortie, en valeur moyenne, est égale au produit de la tension de sortie par l'intensité du courant de sortie (ici $E_c \times I_c$).

Quant à la puissance d'entrée, en valeur moyenne, elle est égale au produit de la tension d'entrée par l'intensité du courant dans l'entrée (ici $E_b \times I_b$).

$$\text{Amplification de puissance (moyenne)} = \frac{\text{Puissance Sortie}}{\text{Puissance Entrée}} = \frac{E_c \times I_c}{E_b \times I_b}$$

Si nous remarquons que

$$\frac{E_c}{E_b} = K \quad \text{et} \quad \frac{I_c}{I_b} = \beta$$

l'amplification de puissance est égale au produit $K \cdot \beta$, elle est donc de plusieurs milliers, puisque le gain en courant β se situe de 20 à 80, alors que l'amplification de tension K est de l'ordre de plusieurs centaines.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE

Deux signaux alternatifs de même fréquence sont *en phase* lorsque leur amplitude croît ou décroît simultanément ; ils sont *en opposition de phase* quand ils varient inversement l'un par rapport à l'autre (l'un croît alors que l'autre décroît et vice versa).

Nous avons pu constater, au cours du chapitre V, quand nous avons étudié les caractéristiques dynamiques (droites de charge), que le signal injecté faisait augmenter la tension d'entrée, mais décroître la tension de collecteur, les signaux entrée et sortie étaient donc en opposition de phase (fig. 6-3).

Tous les montages étudiés jusqu'alors étant du type émetteur-commun, nous déduisons que :

En montage E.C. les signaux de sortie et d'entrée sont en opposition de phase.

Montage base commune B.C

Le montage B.C. se caractérise par le fait que, chez lui, c'est la base qui est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie de l'étage amplificateur que constitue le transistor considéré.

Dans un tel montage, donc, l'injection du signal s'effectue entre la base et l'émetteur, le signal sorti est recueilli entre la base et le collecteur.

Fig. 6-3. — En montage E.C. : les signaux entrée et sortie sont en opposition de phase.

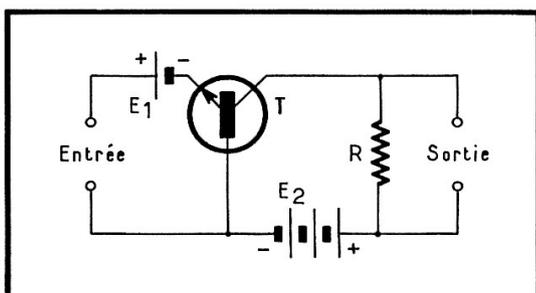
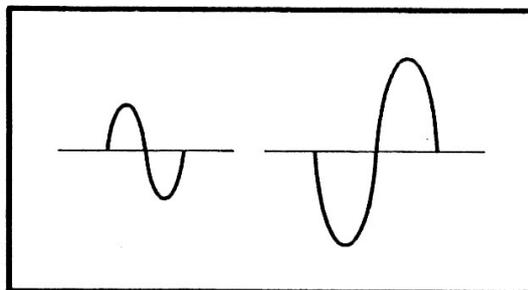


Fig. 6-4. — Montage base commune : la base est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

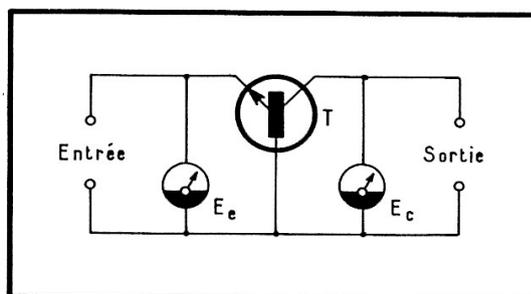


Fig. 6-5. — Montage B.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel de la base.

La figure 6-4 nous montre le schéma du montage B.C., la figure 6-5 reproduit le même schéma, après simplification du dessin en faisant disparaître, pour la commodité, les générateurs d'alimentation E_1 et E_2 , ainsi que la résistance de charge R .

Dans le montage B.C les tensions doivent être exprimées par rapport au potentiel de la base, puisque la base est l'électrode commune.

Ces tensions sont la tension base-émetteur E_e et base-collecteur E_c .

LES PARAMÈTRES DANS LE MONTAGE BASE-COMMUNE.

La résistance d'entrée est exprimée par le rapport d'une variation de la tension base-émetteur E_e à la variation de l'intensité du courant passant dans l'électrode « non commune », c'est-à-dire l'émetteur, soit I_e (I_e est le courant d'émetteur).

En montage B. C., la résistance d'entrée varie de 30 à 150 Ω , sa valeur est donc plus faible que celle rencontrée dans le montage E. C. (de 300 à 2000 Ω).

La résistance de sortie est exprimée par le rapport d'une variation de la tension de sortie, tension base-collecteur, à la variation correspondante de l'intensité du courant de sortie (ici courant de collecteur).

En montage B.C., la valeur de la résistance de sortie est comprise entre 500 000 et 2 000 000 Ω (de 0,5 à 2 $M\Omega$).

Nous voyons ici que la valeur de la résistance de sortie est beaucoup plus élevée en montage B. C. qu'en montage E. C. (0,5 à 2 M Ω contre 10 à 100 k Ω).

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant s'exprime, évidemment, par le rapport de la variation de l'intensité du courant de sortie (ici : courant de collecteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'entrée (ici courant d'émetteur).

Or, nous savons que, dans le transistor, qu'il soit de type *n-p-n* ou *p-n-p*, convenablement alimenté (c'est-à-dire en respectant les polarités de ses diodes équivalentes émetteur-base et collecteur-base, ainsi que celles des générateurs d'alimentation (chapitre III) l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur

$$I_e = I_b + I_c$$

Comme l'intensité du courant de base est très petite devant l'intensité du courant de collecteur (effet transistor) il se trouve que, pratiquement, l'intensité du courant de collecteur I_c est presque aussi grande que celle du courant d'émetteur I_e .

Le rapport de la variation ΔI_c du courant de collecteur à la variation correspondante ΔI_e du courant d'émetteur, un peu supérieure à la première, sera donc inférieur à l'unité.

Ce rapport $\Delta I_c / \Delta I_e$, exprimant le gain en courant, dans le montage B. C., sera désigné par α , afin de le différencier de β , paramètre équivalent, dans le montage émetteur-commun.

Mais nous nous souviendrons que en montage B. C. le gain en courant α est plus petit que l'unité, $\alpha < 1$.

AMPLIFICATION EN TENSION

Ce paramètre est donné par le rapport d'une variation de la tension de sortie (ici ΔE_c) à la variation correspondante ΔE_e de la tension base-émetteur.

Nous avons vu précédemment que la valeur de la résistance de sortie r_s dans le montage B. C., était relativement grande (0,5 à 2 M Ω). Il est donc naturel qu'une faible variation ΔI_c de l'intensité du courant de collecteur engendre, dans le collecteur, une variation très importante de tension, puisque la valeur de cette variation de tension est donnée par le produit $r_s \times \Delta I_c$ (loi d'Ohm).

Donc une faible variation de la tension d'entrée du transistor en montage B. C., provoquant une très faible variation du courant d'émetteur (électrode d'entrée), se traduit cependant, à la sortie, sous la forme d'une importante variation de la tension de sortie.

L'amplification de tension, en montage B. C., est très élevée, pouvant être de plusieurs milliers (alors qu'elle ne dépasse pas quelques centaines dans le montage E. C.).

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Rapport des puissances développées dans le collecteur et dans l'émetteur, l'amplification de puissance, dans le montage B. C., est inférieure à celle du montage E. C., ne dépassant pas quelques centaines, contre plusieurs milliers dans le cas du montage E. C.

Fig. 6-6. — En montage B.C., les signaux entrée et sortie sont en concordance de phase, tout comme en montage C.C.

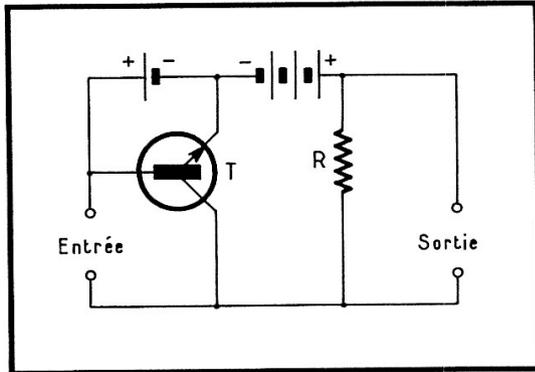
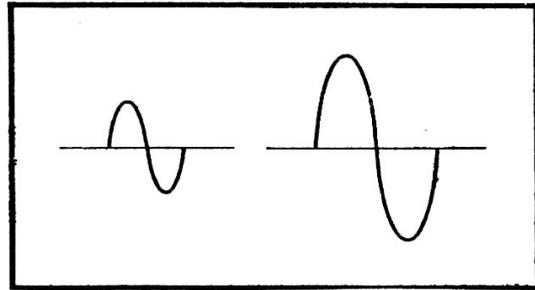


Fig. 6-7. — Montage collecteur commun : le collecteur est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

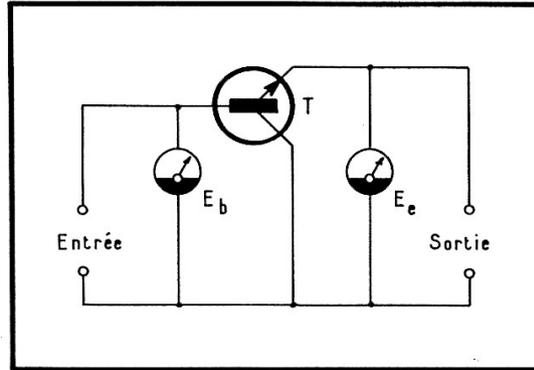


Fig. 6-8. — Montage C.C. : les tensions s'expriment à partir du potentiel du collecteur.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE

Le signal injecté dans l'entrée, entre l'émetteur et la base dans le montage B.C., impose sa loi de variation au potentiel de l'émetteur.

Supposons que le signal rende plus positif l'émetteur : le courant d'émetteur augmente ; le courant de collecteur, dont l'intensité est sensiblement égale à celle de l'émetteur, augmente de même. La chute de tension dans la résistance de charge R , dont la valeur est donnée par le produit $R \times I_c$, augmente simultanément. De ce fait le potentiel du collecteur se rapproche du potentiel du pôle — du générateur E_2 , nous voyons donc que le potentiel du collecteur devient plus négatif, tout comme le potentiel de l'émetteur.

En montage B.C., les signaux d'entrée et de sortie sont en concordance de phase (fig. 6-6).

Montage collecteur commun (C.C.)

Dans le montage collecteur commun C.C., c'est le collecteur qui est l'électrode commune à l'entrée et à la sortie.

L'injection du signal s'opère, dans ce cas, entre la base et le collecteur, le signal sortie se recueille entre l'émetteur et le collecteur.

La figure 6-7 nous montre le schéma du montage C.C., la figure 6-8 reproduit le même schéma, après simplification du dessin en faisant disparaître, pour la commodité, les générateurs E_1 et E_2 , ainsi que la résistance de charge R .

Dans le montage C.C. les tensions énoncées s'entendent à partir du potentiel de l'électrode commune, le collecteur ; ces tensions sont la tension collecteur-base E_b et la tension collecteur-émetteur E_e .

La *résistance d'entrée* est exprimée par le rapport d'une variation de la tension collecteur-base ΔE_b à la variation correspondante de l'intensité du courant passant dans l'électrode « non commune », c'est-à-dire la base, soit ΔI_b (I_b est le courant de base) :

$$r_e = \frac{\Delta E_b}{\Delta I_b}$$

En montage C. C., la valeur de la résistance d'entrée est comprise entre 0,2 à 1 M Ω .

La *résistance de sortie* est exprimée par le rapport de la variation ΔE_e de la tension collecteur-émetteur, à la variation ΔI_e de l'intensité du courant passant dans l'émetteur

$$r_s = \frac{\Delta E_e}{\Delta I_e}$$

En montage C.C., la valeur de la résistance de sortie est relativement faible, allant de 50 à 500 Ω .

AMPLIFICATION DE COURANT OU GAIN EN COURANT

Le gain en courant s'exprime par le rapport de la variation de l'intensité du courant de sortie (ici : courant d'émetteur) à la variation correspondante de l'intensité du courant dans l'entrée (ici : courant de base).

En montage C.C., montage collecteur commun, le gain en courant symbolisé par γ va de 20 à 80, tout comme le gain en courant β du montage E.C. (émetteur-commun).

AMPLIFICATION DE TENSION

Ce paramètre est défini par le rapport de la variation de la tension de sortie (ici : tension collecteur-émetteur) à la variation correspondante de la tension d'entrée (ici : tension collecteur-base).

Nous avons dit que la valeur de la résistance d'entrée du transistor, en montage C.C. est très élevée (0,2 à 1 M Ω), alors que la valeur de la résistance de sortie est relativement faible (50 à 500 Ω). L'injection d'un signal à l'entrée engendre de faibles variations de l'intensité du courant à l'entrée (puisque cette intensité est le rapport U/R d'une tension à une résistance de très forte valeur). Les variations de l'intensité du courant dans l'entrée se répercutent, amplifiées, à la sortie, mais comme la valeur de la résistance de sortie est faible (de 50 à 500 Ω), les variations de l'intensité du courant à la sortie n'engendrent que de faibles variations de tension dans cette résistance de sortie.

En montage collecteur commun, les variations de tension à l'entrée du transistor ne provoquent que des variations de la tension de sortie égales aux premières ; l'amplification de tension, qui est le rapport de ces variations, est donc voisine de l'unité.

MONTAGE	EMETTEUR COMMUN	BASE COMMUNE	COLLECTEUR COMMUN
Schéma			
Résistance d'entrée r_e	$\Delta E_b / \Delta I_b$ 200 à 2000 Ω	$\Delta E_e / \Delta I_e$ 30 à 150 Ω	$\Delta E_b / \Delta I_b$ 0,2 à 1 M Ω
Résistance de sortie r_s	$\Delta E_c / \Delta I_c$ 10 à 100 k Ω	$\Delta E_c / \Delta I_c$ 0,5 à 2 M Ω	$\Delta E_e / \Delta I_e$ 50 à 500 Ω
Amplification de courant	$\beta = \Delta I_c / \Delta I_b$ 20 à 80	$\alpha = \Delta I_c / \Delta I_e$ moins de 1	$\gamma = \Delta I_e / \Delta I_b$ 20 à 80
Amplification de tension	Plusieurs centaines	Plusieurs centaines de milliers	Environ 1
Amplification de puissance	Plusieurs milliers	Plusieurs centaines	Plusieurs dizaines
Concordance de phase entre les signaux entrée et sortie	Opposition	En phase	En phase

Fig. 6-9. — Tableau récapitulant les caractéristiques principales des trois montages fondamentaux des transistors.

AMPLIFICATION DE PUISSANCE

La valeur de l'amplification de puissance étant donnée par le produit de l'amplification de tension par l'amplification de courant, l'amplification de puissance en montage C.C. est de quelques dizaines.

DÉPHASAGE ENTRE LES SIGNAUX D'ENTRÉE ET DE SORTIE.

Tout comme dans le montage base commune, en montage collecteur commun, lorsque la tension d'entrée augmente, la tension de sortie augmente également, *les signaux d'entrée et de sortie sont en concordance de phase* (fig. 6 - 6).

Nous résumerons toutes ces caractéristiques dans le tableau de la figure 6 - 9.

Ce tableau nous indique que, dans le cas où nous cherchons un gain en courant élevé, nous ferons appel au montage émetteur commun, ou encore au montage collecteur commun, si nous n'avons toutefois pas besoin d'une amplification de tension importante.

Le montage E.C. est celui qui donne l'amplification de puissance maximale, comparativement aux deux autres montages fondamentaux ; c'est lui qui sera, le plus souvent, le montage préféré...

ALIMENTATION ET STABILISATION THERMIQUE DES TRANSISTORS

Maintenant que nous connaissons les principes du fonctionnement des transistors, nous allons voir quelles sont les précautions à prendre, dans la pratique, pour que le fonctionnement des transistors soit stable.

Nécessité de la stabilisation

Au cours du chapitre V, consacré à l'étude des caractéristiques dynamiques des transistors, nous avons fait la connaissance de la droite de charge, caractéristique dynamique, qui traduit graphiquement le fonctionnement du transistor dont le collecteur est chargé.

Rappelons que charger le collecteur d'un transistor consiste à insérer entre l'électrode en question et le pôle convenable de la source d'alimentation du montage (pôle $-$ dans le cas des transistors $p-n-p$, pôle $+$ dans

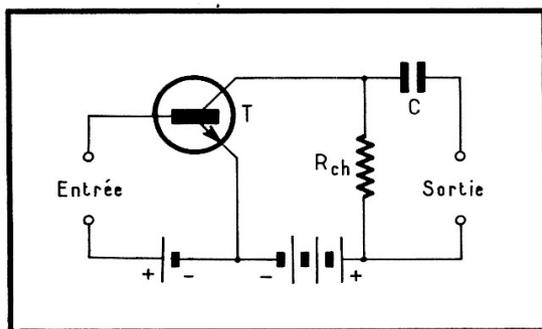


Fig. 7-1. — Dans les transistors du type $n-p-n$ le collecteur est relié au pôle $+$ de la source d'alimentation, par l'intermédiaire, sur cet exemple, de la résistance de charge.

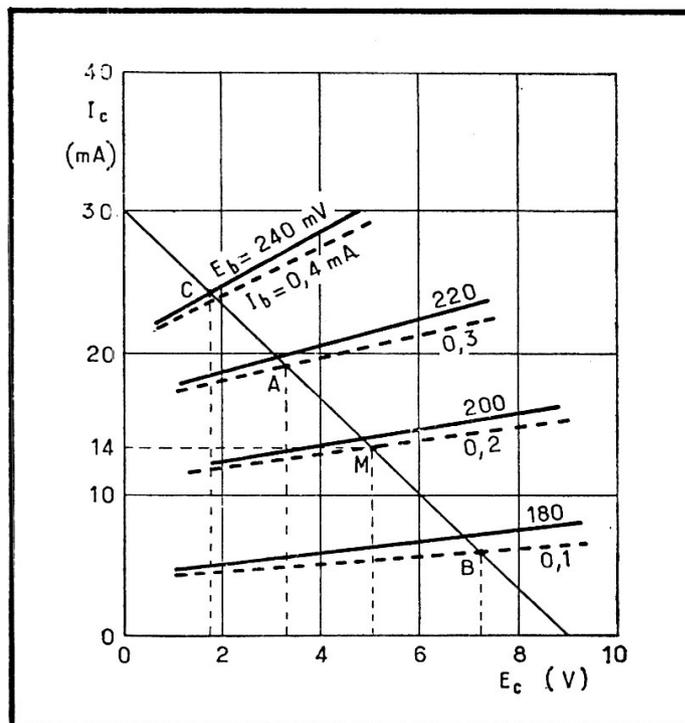
le cas des transistors $n-p-n$) une résistance ou une inductance de charge (fig. 7-1). Entre les extrémités de cette résistance (ou inductance) de charge, se recueille le signal sortie, réplique du signal injecté dans l'entrée du transistor amplificateur.

Il existe une droite de charge correspondant à chaque valeur de la résistance qui charge le collecteur (ou à chaque valeur d'impédance de l'inductance de charge). Nous avons appris à tracer la droite de charge, nous avons vu combien de renseignements sont procurés par cette

caractéristique dynamique. Nous avons montré aussi que l'amplification, lorsqu'elle est trop poussée, fait malheureusement apparaître de la distorsion dans le signal sortie, ce dernier se trouvant altéré par rapport au signal entrée.

Nous retrouvons, à la figure 7-2, un réseau de caractéristiques statiques qui nous est désormais familier, réseau des courbes $I_c = f(E_c)$ pour E_b constante et pour I_b constante. Il s'agit des courbes représentant graphiquement les variations de l'intensité I_c du courant de collecteur en

Fig. 7-2. — Le point figuratif du fonctionnement du transistor se déplace le long de la droite de charge.



fonction des valeurs prises par la tension émetteur-collecteur E_c , pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension émetteur-base E_b (traits pleins) et pour des valeurs différentes, mais constantes, de l'intensité du courant de base I_b (pointillés).

Sur ce réseau de caractéristiques statiques nous avons tracé une caractéristique dynamique, la droite de charge, qui correspond à une résistance de charge de 300Ω pour une tension d'alimentation de 9 V.

Supposons qu'au repos, c'est-à-dire en l'absence de signal à l'entrée, le fonctionnement du transistor soit figuré par le point M, qui correspond à une tension émetteur-collecteur E_c de 5 V, conjointement à une intensité du courant de collecteur I_c de 14 mA. Dans les conditions de repos le courant de base a une intensité I_b de 0,2 mA.

Injectons dans l'entrée du transistor un signal alternatif qui fasse varier l'intensité du courant de base de 0,1 mA de part et d'autre de la valeur de repos (0,2 mA) ; l'intensité du courant de base varie alors entre deux valeurs limites qui sont $0,2 - 0,1 = 0,1$ mA et $0,2 + 0,1 = 0,3$ mA. Il en résulte une variation de la tension émetteur-collecteur E_c entre 3 et 7 V, soit de 2 V de part et d'autre de la valeur, au repos, de 5 V. Le phénomène est traduit, graphiquement, par le déplacement du point figuratif de fonctionnement du transistor, sur la droite de charge, le long du segment limité par les points A et B. Les variations symétriques de l'inten-

sité du courant de base se traduisant sous la forme de variations symétriques de la tension émetteur-collecteur, il n'y a pas de distorsion au cours de l'amplification.

Supposons maintenant qu'au repos, en l'absence de signal à l'entrée, le point figuratif du fonctionnement du transistor ne soit plus en M mais en A, ce qui correspond à $E_c = 3 \text{ V}$. L'intensité du courant de base, au repos, est alors de 0,3 mA. Imaginons que le signal injecté dans l'entrée fasse maintenant varier le courant de base, comme tout à l'heure, de 0,1 mA de part et d'autre de la valeur au repos. L'intensité du courant de base varie, dans de telles conditions, de $(0,3 - 0,1) = 0,2 \text{ mA}$ à $(0,3 + 0,1) = 0,4 \text{ mA}$ (points M et C sur la droite de charge).

La tension émetteur-collecteur varie maintenant entre 5 et 1,5 V, c'est-à-dire d'une part à $5 - 3 = 2 \text{ V}$ et d'autre part $3 - 1,5 = 1,5 \text{ V}$ par rapport à la valeur, au repos, de 3 V. Il y a donc distorsion, cette fois.

Un déplacement du point figuratif M de fonctionnement, au repos, entraîne donc des perturbations fâcheuses du fonctionnement, *il est indispensable de stabiliser les montages transistorisés.*

En raisonnant tension émetteur-base et non plus intensité du courant de base, nous aurions abouti à la même conclusion : il faut stabiliser les montages transistorisés, pour que le point figuratif M de fonctionnement au repos reste au même endroit sur la droite de charge.

L'effet de température

En étudiant la diode à jonction (chapitre II), nous avons appris que la chaleur influe fâcheusement sur le comportement des semiconducteurs, en général.

Une élévation de la température active l'agitation des électrons, au sein d'un conducteur, la résistance de ce dernier varie donc suivant sa température.

Les semiconducteurs, parcourus par un courant électrique, sont le siège d'un dégagement de chaleur (effet Joule) ; leur conductibilité augmente s'ils sont maintenus en circuit. Plus grande est leur conductibilité, meilleurs conducteurs ils deviennent et plus ils s'échauffent : il faut limiter l'intensité du courant direct, dans une diode semiconductrice, pour éviter l'emballement destructeur.

Il va sans dire que, dans un transistor, la diode équivalente émetteur-base étant normalement alimentée dans le sens direct, de conduction facile du courant électrique, son fonctionnement sera perturbé par l'échauffement qu'elle subit. De ce fait le courant de base, au repos, a tendance à augmenter, ce qui se traduit par un déplacement du point figuratif M de fonctionnement au repos, sur la droite de charge, source de perturbation qu'il convient d'éliminer, ou tout au moins de minimiser quant aux effets, nous l'avons montré précédemment.

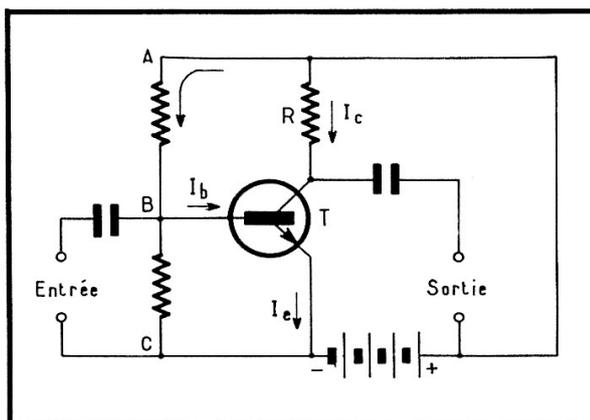
Nous allons voir comment, dans la pratique, on s'y prend pour compenser les effets de la température.

Alimentation et stabilisation

Tous les montages que nous avons rencontrés, jusqu'alors, faisaient appel à deux générateurs distincts pour assurer l'alimentation des deux diodes équivalentes émetteur-base (alimentée directement, dans le sens de conduction facile) et collecteur-base (alimentée inversement, dans le sens de conduction difficile).

Nous allons voir qu'il est très possible, mais aussi fort commode, de n'utiliser qu'un seul générateur, comme nous le montre le schéma de la figure 7-3. La base du transistor *n-p-n* de ce montage est alimentée à partir d'un

Fig. 7-3. — La stabilisation est assurée par pont diviseur entre le + et le - de la source d'alimentation.



pont diviseur constitué par deux résistances (fixes) en série, les extrémités du pont sont branchées aux bornes du générateur qui alimente, normalement, le collecteur.

La base est reliée au point B du pont diviseur, elle se trouve donc portée à un potentiel intermédiaire entre ceux des pôles du générateur, elle est « plus positive que l'émetteur » et « moins positive que le collecteur ». Les conditions sont donc remplies pour que l'effet transistor puisse se manifester.

Le courant de base I_b entre dans le transistor par la base (il s'agit ici d'un transistor *n-p-n* en direction du point C du pont diviseur, porté à un potentiel plus positif que celui de la base (le point C n'est-il pas relié directement au pôle + du générateur d'alimentation?).

Plus la diode émetteur-base s'échauffe, plus elle est conductrice et plus le courant de base est intense. Mais plus le courant de base est intense, plus la chute de tension dans la résistance située en A B est importante, plus le point B devient négatif, ou moins il devient positif, c'est la même chose.

Plus le point B devient négatif, plus son potentiel se rapproche de celui du point C qui est au potentiel du pôle - du générateur et moins le courant de base est intense.

Le système a donc pour effet de réduire l'accroissement de l'intensité du courant de base, c'est un *système compensateur* de l'effet de température, c'est un *système stabilisateur*.

Evidemment un reproche peut être fait au pont diviseur : étant constamment sous tension, il est parcouru par un courant qui le traverse en permanence, allant de C vers A. Dans la pratique on est obligé de

faire passer dans le pont diviseur un courant qui est beaucoup plus important que le courant de base seul, au détriment de la longévité des piles qui alimentent généralement les montages portatifs (postes récepteurs radio). Les avantages de la stabilisation par pont diviseur éclipsent, à notre avis, les reproches quant à la consommation.

Une petite remarque est à formuler au sujet du condensateur dit *condensateur de liaison*, à l'entrée de l'étage. Ce condensateur a pour rôle de « bloquer » tout courant continu qui pourrait « sortir » de l'étage vers l'étage précédent, de même il s'oppose au passage de toute composante continue, provenant de l'étage précédent, en direction de la base du transistor.

Découplage

Nous savons que l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur ($I_e = I_b + I_c$). Comme le courant de base est très faible devant les autres, il se trouve que, pratiquement, l'intensité du courant de collecteur est sensiblement égale à l'intensité du courant d'émetteur.

Nous disposons donc d'une autre méthode pour assurer la stabilisation du montage ; le schéma est celui de la figure 7-4.

Une résistance R_e a été insérée dans le circuit d'émetteur et elle est parcourue par le courant I_e . Ainsi, on fixe le potentiel d'émetteur par rapport à celui de la base, car il se produit une chute de tension aux bornes de R_e .

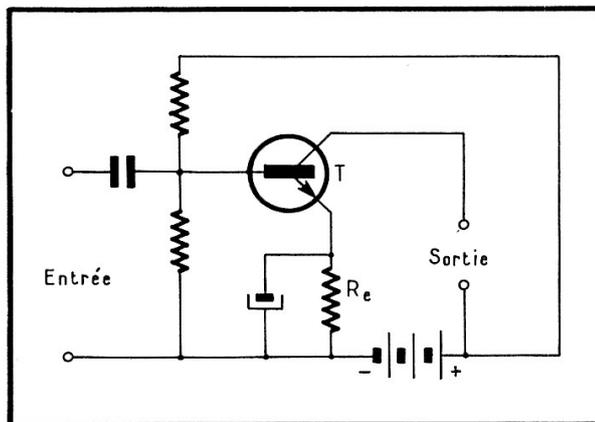


Fig. 7-4. — Le condensateur de découplage, en parallèle avec la résistance d'émetteur, laisse passer la composante alternative du signal.

La valeur de cette chute de tension est donnée par le produit de l'intensité du courant d'émetteur (égale à l'intensité du courant de collecteur) par la valeur de cette résistance de charge (R_e). Le potentiel de l'émetteur n'est plus fixe, variant selon la loi de variation du signal injecté à l'entrée. La tension émetteur-base varie donc suivant cette même loi, mais il est très facile de la stabiliser en *découplant* la résistance intercalée, dans le circuit d'émetteur, en lui adjoignant, en parallèle, un condensateur qui est perméable au passage de la composante alternative du signal. Dans ces conditions la composante alternative est sans influence sur le potentiel de l'émetteur, qui reste fixe : La résistance d'émetteur est parcourue par le seul

courant continu (composante continue) qui n'est rien d'autre que le courant d'émetteur au repos, courant d'intensité constante. La chute de tension dans la résistance est par conséquent constante, ce qui fait que le potentiel de l'émetteur ne varie pas, il reste fixe.

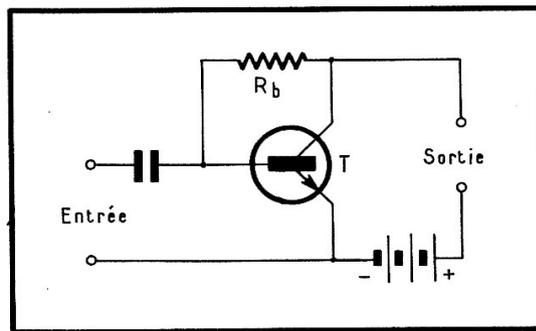
Dans un tel montage le signal sortie apparaît directement entre la borne « + » du générateur et le collecteur lui-même, mais il faut bien préciser que ce montage est un montage à émetteur commun.

Contre-réaction

Faire de la contre-réaction dans un amplificateur, c'est ramener à l'entrée une fraction de la tension (ou de l'intensité) du signal sortie.

Considérons le schéma de la figure 7-5. Ce montage ne fait appel

Fig. 7-5. — Le potentiel de la base est commandé par celui du collecteur, qui lui impose sa loi de variation



qu'à un seul générateur pour l'alimentation générale. Mais le courant de base est commandé, à partir du potentiel du collecteur, plus positif que celui de la base, à l'aide d'une résistance R_b qui garantit le potentiel de base (E_b) en laissant passer, dans la base, le courant moyen de repos dont l'intensité a été déterminée. Lorsque le potentiel du collecteur devient plus négatif, le potentiel de la base devient, lui aussi, plus négatif et vice versa. Nous sommes donc en présence d'un système compensateur par contre-réaction, puisque c'est la tension de sortie qui est répercutée sur l'entrée.

Stabilisation par thermistance

L'échauffement fait augmenter l'intensité du courant dans les semi-conducteurs, la résistance de ceux-ci diminue quand monte leur température. On peut donc fabriquer des résistances composées de semi-conducteurs, du type p ou du type n , dont la résistance décroît très vite avec l'augmentation de la température.

Ces résistances sont appelées *thermistances*, ou résistances C.T.N., (à coefficient de température négatif).

A la figure 7-6 nous reproduisons la courbe de variation d'une thermistance en fonction de la température, en pourcentage par rapport à la valeur initiale qu'elle présente à la température ambiante de 20°C .

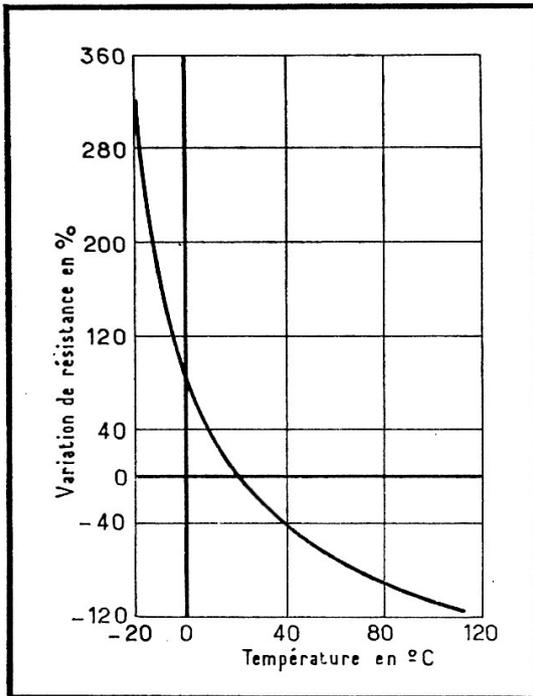
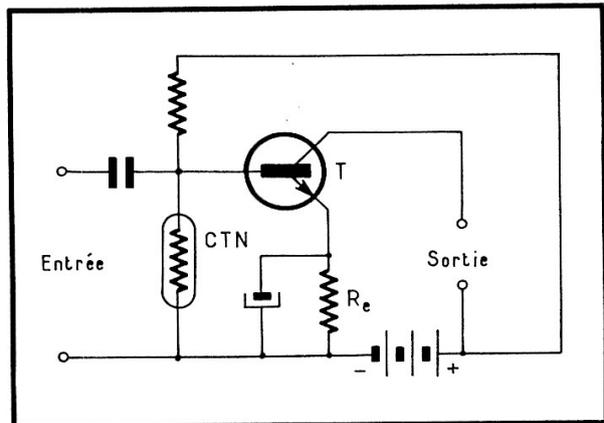


Fig. 7-6. — Variation (en %) de la résistance d'une thermistance en fonction de la température ambiante.

Fig. 7-7. — La stabilisation est assurée ici par une thermistance.



Les propriétés des thermistances sont utilisées avec succès dans les ponts diviseurs qui alimentent les bases des transistors. Lorsque la thermistance s'échauffe (fig. 7-7) sa résistance diminue, le potentiel de la base devient moins positif (ou plus négatif), ce qui provoque une réduction de l'intensité du courant de base.



Ainsi nous aurons fait un tour d'horizon de cette question de stabilisation dont l'importance n'échappe à personne ; nous ne nous étonnerons pas de voir, sur certains schémas, des résistances de charge placées dans les circuits des émetteurs ; nous rencontrerons, très souvent, des ponts diviseurs assurant l'alimentation des bases.

LES LIAISONS ENTRE ETAGES

Nous avons appris que les transistors sont de petites merveilles capables d'amplifier jusqu'à plusieurs milliers de fois les signaux injectés dans leur entrée.

Malheureusement nous nous trouvons, dans la pratique, devant la nécessité d'amplifier, dans bien des cas, certains signaux jusqu'à plusieurs millions de fois : il faut donc, autant dire toujours, disposer plusieurs étages amplificateurs en série, chacun amplifiant, à son tour, le signal sortant de l'étage précédent.

Il va sans dire que tout doit être mis en œuvre pour ne pas perdre d'énergie au cours du transfert du signal sortant d'un étage à l'étage suivant, il faut prendre certaines dispositions pour assurer au mieux les liaisons entre les étages successifs d'une chaîne amplificatrice.

L'adaptation des impédances

Considérons un générateur de courant (pile, accumulateur, dynamo, alternateur...), qui débite sur un récepteur (résistance, moteur...) Nous avons en présence, en liaison, une source (le générateur) qui débite sur une charge (le récepteur) (fig. 8-1).

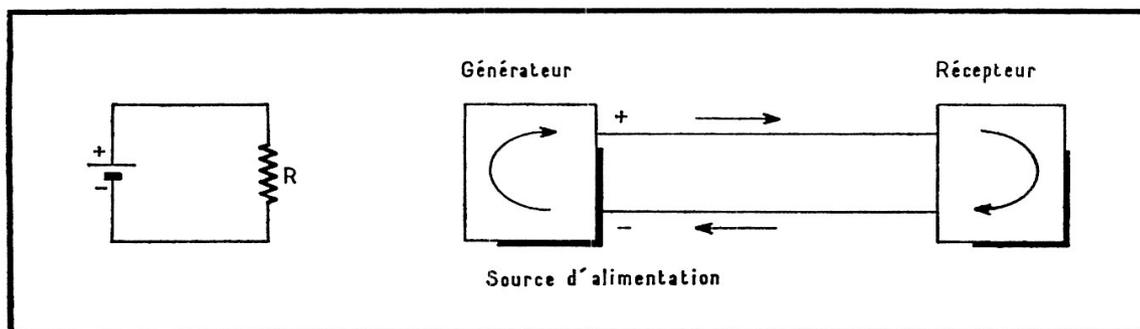


Fig. 8-1. — La pile est le générateur, la résistance R le récepteur.

Lorsqu'il ne débite pas, tout générateur possède une *force électromotrice à vide* U qui peut être *continue ou alternative*. Mais, lorsque le générateur débite sur un récepteur, cette force électromotrice U crée un courant d'intensité I parcourant le circuit électrique, se rendant du pôle $+$ vers le pôle $-$ du générateur, par l'extérieur de la source, en traversant le récepteur qui présente une certaine *résistance* R (ou, plus généralement, une impédance). Par l'intérieur du récepteur, le courant va du pôle « $+$ » au pôle « $-$ » du générateur. Le générateur présente, en lui, une certaine *résistance interne* r (ou, plus généralement, une impédance interne) qui est donc parcourue par le courant dans le circuit, courant dont l'intensité est la même en tous les points de ce circuit (fig. 8-2).

Nous supposons, ceci uniquement pour simplifier notre raisonnement, que les circuits internes des générateurs et récepteurs sont purement résistifs, non inductifs. Il va sans dire que, dans la pratique, nous ne rencontrerons jamais de circuits idéalement résistifs, mais ce fait ne saurait, en rien, altérer notre raisonnement. Il nous suffira de remplacer résistance par impédance, pour nous placer devant le cas général...

Revenons maintenant à notre montage théorique de la figure 8-2.

La valeur de l'intensité I du courant dans le circuit est donnée par la relation

$$I = \frac{U}{r + R}$$

puisque la source de force électromotrice U débite sur un circuit dont la résistance est $r + R$.

Le courant détermine, dans la résistance interne r du générateur, une chute de tension

$$e = rI = r \frac{U}{r + R}$$

La chute de tension E , dans la résistance R du récepteur, a pour valeur

$$E = RI = R \frac{U}{r + R}$$

En additionnant les valeurs de e et E nous obtenons

$$e + E = U$$

GÉNÉRATEUR EN SORTIE OUVERTE

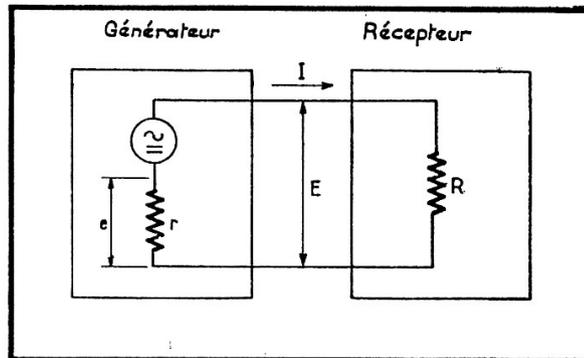
Lorsque la résistance interne r du générateur est très faible devant la résistance R du récepteur, on dit que la sortie du générateur est *ouverte*.

Il est facile de concevoir que, dans le cas limite où la valeur de la résistance R du récepteur est infiniment grande, l'intensité du courant passant dans le circuit est infiniment petite, négligeable, comme si le générateur ne débitait pas, comme s'il n'était pas chargé, tout comme si le circuit était ouvert, d'où le terme de *fonctionnement en sortie ouverte* (du générateur).

Dans ces conditions de fonctionnement du générateur en sortie ouverte, la chute de tension e déterminée par le passage du courant I (d'intensité très faible) dans la résistance interne r du générateur est insignifiante. De

ce fait, la relation $e + E = U$ nous montre que E est alors égale à U (puisque la valeur de e est négligeable). Il se trouve donc qu'en sortie ouverte, la chute de tension e dans la résistance r du récepteur est pratiquement égale à la force électromotrice U , à vide, de ce générateur.

Fig. 8-2. — Sortie du générateur ouverte : R est beaucoup plus importante que r . Sortie du générateur fermée : R est beaucoup plus petite que r .



Dans le cas où le générateur fonctionne en sortie ouverte, nous dirons que nous sommes en présence d'une *commande par tension du récepteur*.

GÉNÉRATEUR EN SORTIE FERMÉE

Voyons maintenant ce qui se passe lorsque la résistance R du récepteur est très faible devant la résistance interne r du générateur.

Il est bien évident que, cette fois, l'intensité I du courant, dans le circuit ne sera plus négligeable, au contraire, puisque la valeur de la résistance R est très faible ; dans ce cas, la sortie du générateur est dite *fermée*, le courant dans le circuit est important. A la limite extrême, la valeur de la résistance R étant infiniment petite, négligeable, la sortie du générateur est fermée en *court-circuit*.

Lorsqu'un générateur fonctionne en sortie fermée, la chute de tension e dans sa résistance interne r n'est plus négligeable, puisque l'intensité I est importante. La formule $e + E = U$ nous montre que, cette fois, E est beaucoup plus faible, puisque e n'est plus négligeable.

En sortie fermée, la chute de tension E dans la résistance R du récepteur est inférieure à la force électromotrice U , à vide, du générateur.

Dans le cas où le générateur fonctionne en sortie fermée, nous dirons que nous sommes en présence d'une *commande par courant du récepteur*.

ADAPTATION DES IMPÉDANCES

Toutes nos conclusions précédentes restent valables dans la pratique où les générateurs et les récepteurs présentent des impédances internes au lieu de résistances (pures) internes.

Le générateur est une source d'énergie destinée à alimenter un récepteur consommateur d'énergie. Pour que l'énergie produite par le générateur soit utilisée au mieux par le récepteur, aux moindres pertes, il faut que l'impédance propre du récepteur soit adaptée selon l'impédance du générateur.

La transmission de l'énergie du générateur au récepteur s'effectue dans les meilleures conditions lorsque la valeur de l'impédance (interne) du récepteur est égale à celle de l'impédance (interne) du générateur.

Dans le cas général il faut, disposant d'un générateur d'impédance (interne) donnée, utiliser un récepteur dont l'impédance (interne) ait

la même valeur que celle du générateur : une pile de résistance interne 20Ω convient parfaitement à l'alimentation d'une lampe d'éclairage portatif dont la résistance du filament, à chaud, offre une résistance de 20Ω .

Revenons à nos transistors !

Injectons un signal dans l'entrée d'un premier transistor. Ce transistor constitue, devant le second transistor de la chaîne amplificatrice, un générateur ; le second transistor est un récepteur, vis-à-vis du premier. Pour que la liaison soit assurée dans les meilleures conditions de transfert d'énergie du premier vers le second, il serait souhaitable que la résistance d'entrée du second transistor soit égale, en valeur, à la résistance de sortie du premier.

Malheureusement les transistors présentent des résistances d'entrée et des résistances de sortie qui ont des valeurs nettement différentes, il faut donc faire appel à des techniques particulières pour *adapter les impédances* de sortie et d'entrée des transistors montés en série dans les chaînes amplificatrices. Nous allons voir ce qui se pratique habituellement, en matière de liaison entre étages.

Liaison par transformateur

La première solution au problème, qui vient à l'esprit, réside en l'utilisation d'un transformateur de couplage entre deux étages consécutifs (fig. 8-3).

Le transformateur est un adjuvant précieux pour résoudre le problème des adaptations d'impédances.

Constitué par un enroulement primaire qui permet la transmission de l'énergie à un enroulement secondaire, par l'intermédiaire d'un noyau ou circuit magnétique, il offre une solution de choix à notre problème de liaison entre générateur et récepteur.

Si l'impédance du primaire du transformateur est parfaitement adaptée à l'impédance de sortie du générateur (c'est-à-dire si la valeur de l'impédance du primaire du transformateur est égale à la valeur de l'impédance (interne) de sortie du générateur), le transfert de l'énergie du générateur au bobinage primaire du transformateur sera assuré d'une façon idéale, comme nous l'avons montré.

Il ne faut pas perdre de vue que, de l'autre côté, l'impédance du secondaire du transformateur, enroulement auquel est transmise, au rendement près du transformateur (rendement excellent, cela soit dit en passant), l'énergie développée dans le primaire, doit être égale, en valeur, à l'impédance (interne) d'entrée du récepteur suivant.

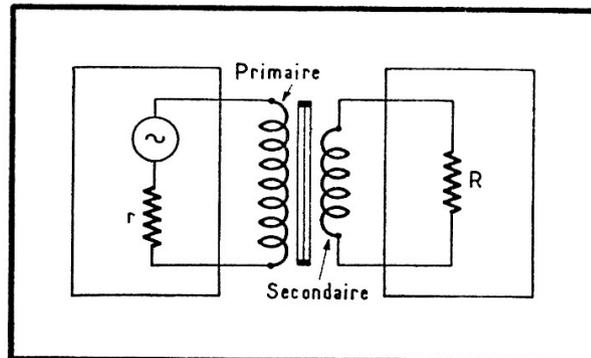
Les impédances propres du primaire et du secondaire d'un transformateur doivent être réalisées telles que leurs valeurs correspondent respectivement aux impédances de sortie et d'entrée des deux étages à relier ensemble.

Les tensions alternatives présentes aux bornes du primaire et du secondaire d'un transformateur sont, entre elles, comme le rapport des nombres de spires qui constituent les bobinages du primaire et du secondaire, ce rapport est appelé *rapport de transformation*.

Imaginons un transformateur dont le primaire comporte 100 spires et le secondaire 10 spires. Le rapport de transformation est $100/10 = 10$. Les tensions alternatives aux bornes du secondaire seront 10 fois moins élevées que celles présentes aux bornes du primaire.

Mais les impédances des bobinages primaire et secondaire sont entre elles comme le carré du rapport des nombres de spires, ce rapport est appelé *rapport d'adaptation*. Dans notre exemple, le rapport d'adaptation des

Fig. 8-3. — Le transformateur apporte une solution très efficace au problème de l'adaptation des impédances.



impédances est $10 \times 10 = 100$.

Il nous suffit, dans la pratique, de connaître le rapport des impédances respectives pour que nous soyons en mesure de calculer un transformateur capable d'assurer, c'est un exemple, la liaison entre un étage générateur dont l'impédance de sortie a une valeur de 500Ω et l'étage récepteur, en aval, dont l'impédance d'entrée a une valeur de 5Ω .

Le rapport d'adaptation des impédances est ici de $500/5 = 100$. Le rapport de transformation, rapport des nombre de spires du primaire et du secondaire, aura pour valeur la racine carrée de la valeur du rapport d'adaptation, c'est-à-dire $\sqrt{100} = 10$. Le bobinage du primaire comportera, dans l'exemple choisi, 10 fois plus de spires que le bobinage du secondaire.

S'il nous faut, en pareil cas, réaliser un transformateur dont le primaire possède 1000 spires, pour que l'impédance de cet enroulement primaire ait une valeur de 500Ω , égale à l'impédance de sortie du premier étage (ou transistor), l'enroulement du secondaire du transformateur devra comporter 10 fois moins de spires que le primaire, c'est-à-dire 100 spires.

Les catalogues des fabricants stipulent toujours les valeurs des impédances du primaire et du secondaire des transformateurs offerts à la clientèle, ce qui facilite grandement le choix du modèle à adopter.

SCHÉMA DE REALISATION PRATIQUE DE LIAISON PAR TRANSFORMATEUR

Reportons-nous à la figure 8-4, qui nous montre le schéma de deux étages consécutifs d'une chaîne amplificatrice.

Le collecteur du transistor T1, qui constitue le premier étage, est chargé par l'impédance du primaire du transformateur. Il va sans dire que la valeur de l'impédance du primaire du transformateur doit correspondre au

mieux, suivant les caractéristiques des modèles du catalogue du fabricant, à la résistance de sortie du premier transistor. Le secondaire du transformateur sera adapté (nous en avons vu le procédé) à la résistance d'entrée du second transistor T2.

La base du second transistor est alimentée par un pont diviseur stabilisateur branché entre les bornes + et - du générateur d'alimentation générale du montage. Dans le circuit d'émetteur de ce transistor T2, nous remarquerons la résistance R_e qui sert à la compensation en température du montage.

L'injection du signal, disponible entre les deux extrémités du secondaire du transformateur de liaison, s'effectuant entre la base et l'émetteur (il s'agit ici du montage émetteur-commun), une extrémité du bobinage secondaire du transformateur est directement reliée à la base de T2, l'autre extrémité à l'émetteur du même transistor, mais obligatoirement par

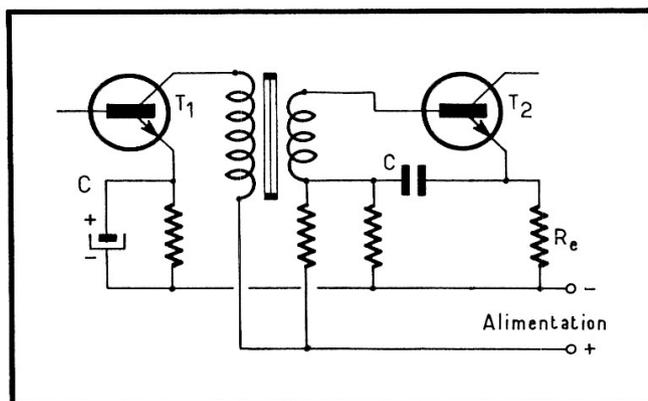


Fig. 8-4. — Le condensateur C bloque la composante continue du signal à transmettre.

l'intermédiaire d'un condensateur de liaison, afin d'éviter le passage de toute composante continue (courant électrique continu) de la base vers l'émetteur : la base serait alors soumise au même potentiel que l'émetteur, ce qui est incompatible, le courant continu passerait alors très facilement par le bobinage secondaire du transformateur de liaison pour rejoindre la base.

Il y a des inconvénients à toute chose :

Malgré les progrès de la miniaturisation, le transformateur de liaison demeure un composant volumineux, son prix est élevé, par rapport aux résistances et condensateurs qui sont des organes si simples et si peu coûteux ! Le transformateur est, en outre, sensible aux parasites.

Si, dans le domaine de la H. F. (haute fréquence), nulle autre liaison ne lui dispute sa place, partout ailleurs on lui préfère, entre étages, la liaison par résistance-capacité.

Liaison par résistance - capacité

Après tout ce que nous avons dit au sujet de l'adaptation des impédances, après avoir vu comment le transformateur se prêtait si bien à résoudre ce délicat problème d'adaptation de l'impédance de sortie et de

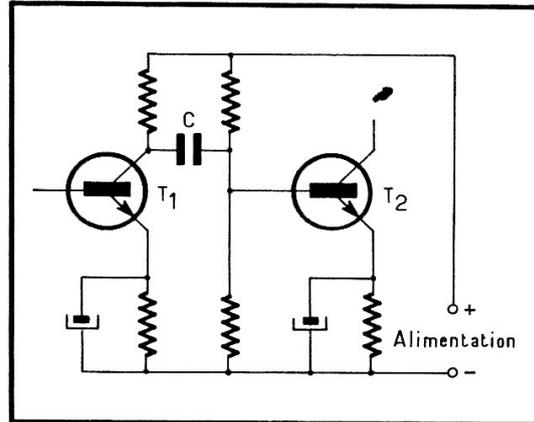
l'impédance d'entrée du transistor (ou de l'étage) suivant, nous pouvons d'ores et déjà dire que l'adaptation, dans le cas de la liaison par résistance-capacité, sera moins heureuse que dans le cas de liaison par transformateur.

Il est connu que le gain d'un étage à liaison par résistance-capacité comportant trois transistors en série est à peine supérieur au gain du même montage, avec seulement deux transistors, liés par transformateur.

Voyons comment s'effectue la liaison RC (par résistance-capacité).

Reportons-nous à la figure 8-5, qui nous montre le schéma d'une très classique liaison RC entre deux transistors amplificateurs.

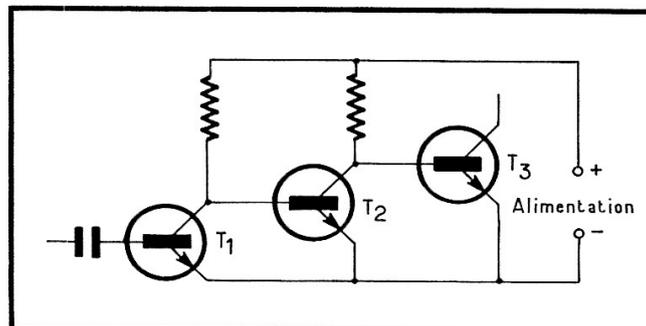
Fig. 8-5. — La liaison R-C est fort simple, mais elle permet une moins bonne adaptation des impédances que la liaison par transformateur.



Le signal sortie du premier transistor T1 est transmis à la base du second transistor T2 par le condensateur C ; seule la composante alternative du courant de collecteur passe à travers le condensateur C qui s'oppose, nous le savons, au passage de toute composante continue.

Le potentiel auquel se trouve soumise la base du transistor T2 est perturbé suivant la loi de variation du signal sortie du transistor T1, le courant de collecteur du transistor T2 varie en fonction de la variation du potentiel de sa base, le signal transmis à T2 se trouve donc amplifié.

Fig. 8-6. — Plus de condensateur de liaison : nous sommes en présence de la liaison directe.



Liaison directe

Relions directement le collecteur du premier transistor T1 d'une chaîne à la base du second transistor T2 (fig. 8-6).

La résistance de charge placée dans le circuit du collecteur du premier transistor assure l'alimentation, bien entendu, du collecteur du premier

transistor, mais laisse passer, vers la base du second, le courant de base de repos.

Les variations du potentiel du collecteur du premier sont directement répercutées sur le potentiel de la base du second transistor, nous concevons le reste quant à l'amplification...



Ainsi, nous aurons vu l'essentiel de ce problème des liaisons entre divers étages transistorisés successifs. Nous nous rappellerons que la liaison par transformateur est tout indiquée chaque fois qu'il est indispensable d'adapter parfaitement l'impédance de sortie d'un étage à l'impédance d'entrée de l'étage suivant. Sinon, nous effectuerons la liaison par résistance-capacité...

LES CLASSES D'AMPLIFICATION

Jusqu'alors nous avons négligé le rendement de nos montages.

Si nous voulons utiliser au mieux l'énergie électrique que réclame le fonctionnement de nos appareils, si nous voulons ménager la durée de vie des piles qui alimentent généralement nos montages portatifs, nous devons prendre certaines précautions pour tirer le maximum de puissance des étages transistorisés en consommant le moins possible d'énergie électrique. Nous aurons donc recours à des montages et à des régimes de fonctionnement particuliers que nous allons étudier.

Les amplificateurs de puissance

L'électro-acoustique est la technique de la reproduction et de l'amplification de signaux acoustiques (parole, musique ou, plus simplement bruits). Ces signaux sonores sont des signaux de basse fréquence (B. F.) qui sont perceptibles par l'oreille et se transmettent à distance par les couches d'air lorsque celles-ci sont suffisamment mises en vibration. Le *microphone* est l'appareil qui traduit, sous forme de signal électrique, le signal sonore audible. L'enregistrement du signal électrique s'effectue communément, sur des disques ou des bandes magnétiques. Dans le premier cas le signal électrique, réplique électrique du signal sonore, est transformé mécaniquement en « gravure », c'est-à-dire en « rugosité » du sillon d'un disque ; dans le second cas, le signal électrique est transformé, magnétiquement, en plages magnétisées sur la bande des magnétophones. Pour reproduire électriquement le signal enregistré on utilise un *lecteur*, soit une cellule de pick-up, soit une tête de lecture de magnétophone.

Pour la restitution sonore du signal initial il est fait usage de chaînes amplificatrices de puissance, amplificateurs B.F., qui commencent par amplifier convenablement le signal électrique délivré par le microphone ou le lecteur et transforment finalement en signal acoustique le signal électrique amplifié.

Le *haut-parleur* et, à une échelle réduite, l'*écouteur* sont les organes qui transforment acoustiquement le signal électrique. Le haut-parleur est

un puissant écouteur ; il est constitué essentiellement par une membrane solidaire d'une *bobine mobile* (fig. 9-1). Cette bobine mobile est un solénoïde, bobinage parcouru par le signal électrique amplifié extrait à la sortie de la chaîne électro-acoustique. Siège d'un champ électromagnétique variant au rythme du signal électrique, mais soumise à l'action du champ magnétique intense d'un aimant permanent, la bobine mobile effectue des déplacements qui sont, bien entendu, la traduction mécanique du signal. Elle impose ses déplacements à la membrane qui, lui étant solidaire, met en branle les couches d'air environnantes : l'énergie mécanique de l'équipage mobile bobine-membrane est transformée en énergie acoustique ; c'est ainsi que s'effectue la reproduction sonore du signal.

Pour une audition confortable, il faut dépenser, dans l'étage final, étage de sortie d'une chaîne électro-acoustique, une puissance considérable qui va de quelques dizaines de milliwatts (prothèse auditive) à quelques dizaines de watts (sonorisation de salles ou d'espaces).

Il va sans dire qu'il y a intérêt à tout mettre en œuvre pour consommer le minimum d'énergie électrique dans de tels amplificateurs, en s'efforçant de tirer le maximum possible de puissance, en d'autres termes chercher à atteindre le rendement le meilleur de la chaîne, ou encore, si vous préférez, économiser au mieux l'énergie électrique.

Nous allons passer maintenant à l'étude des principales classes d'amplification.

Reportons-nous à la figure 9-2 qui représente un réseau bien connu de caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour E_b constante, réseau des courbes représentatives des valeurs de l'intensité du courant de collecteur I_c en fonction des valeurs correspondantes de la tension émetteur-collecteur, pour des valeurs constantes, mais différentes, de la tension émetteur-base E_b .

La zone d'utilisation du transistor, en amplificateur, est délimitée par l'hyperbole qui correspond à la puissance maximum admissible au niveau du collecteur. Cette puissance est exprimée, rappelons-le, par le produit de la valeur d'intensité du courant de collecteur par la valeur correspondante de la tension émetteur-collecteur.

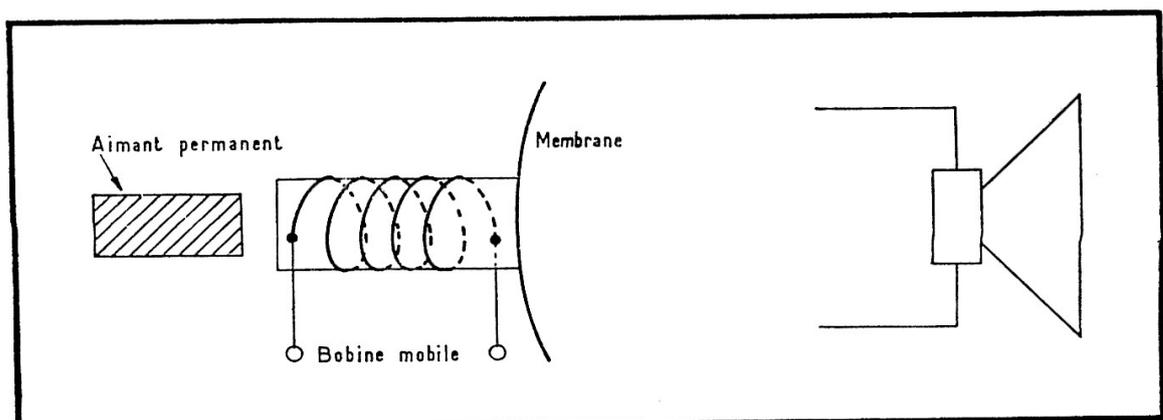


Fig. 9-1. — La bobine est solidaire de la membrane du haut-parleur. A droite, symbole de schématisation du haut-parleur.

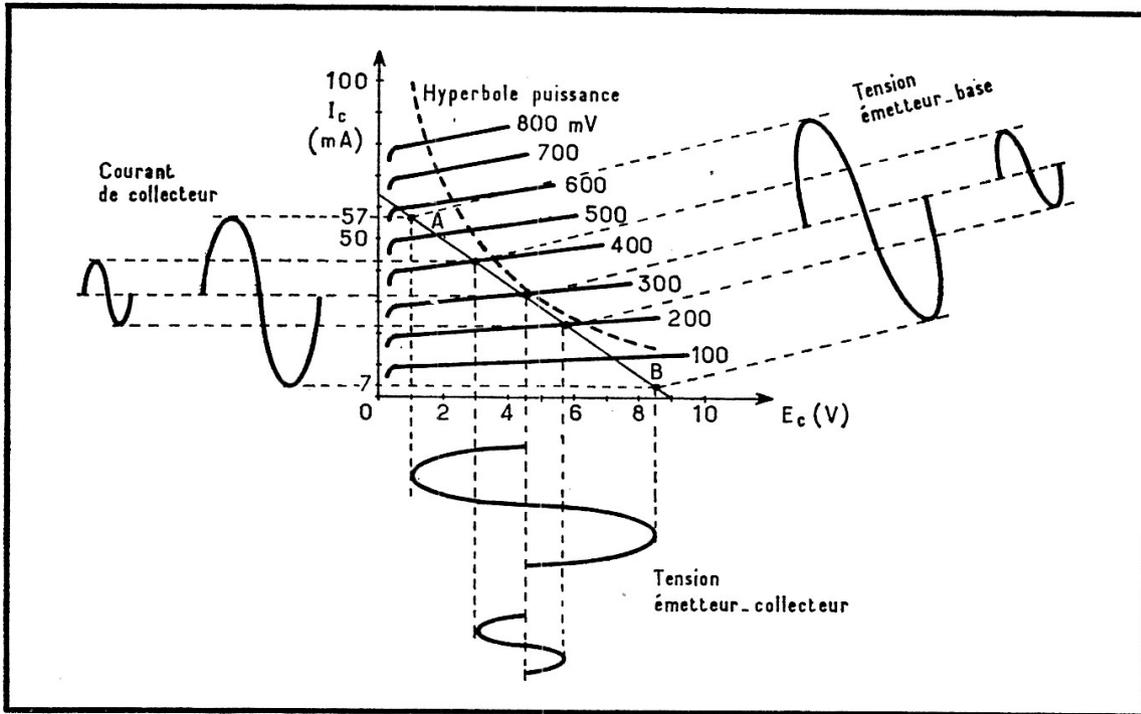


Fig. 9-2. — La classe A n'est pas économique pour l'amplification des signaux faibles. Le point P est situé à mi-distance entre A et B.

La droite de charge, nous le savons, doit être construite en dessous de cette hyperbole, car au delà de l'hyperbole se trouve la zone dangereuse pour le transistor, la puissance dissipée serait trop importante, ce qui entraînerait sa destruction.

Le point figuratif de fonctionnement du transistor se déplace sur la droite de charge. Pour une amplification acceptable il faut limiter son déplacement au segment AB (fig. 9-2), car si le point figuratif dépasse les points limites A et B une fâcheuse distorsion apparaîtra dans le signal sortie.

Le point figuratif M, au repos, peut occuper, sur le segment AB, des positions différentes, qui dépendent de la tension émetteur-base E_b au repos, tension qu'on s'impose au préalable, et qui porte le nom de *tension de polarisation*.

Nous savons que le fonctionnement du transistor est différent suivant la position du point figuratif M, au repos ; c'est donc la position du point M qui commande le fonctionnement du transistor, nous pouvons en conséquence déterminer plusieurs régimes de fonctionnement, appelés *classes d'amplification*.

Amplification en classe A

La classe A correspond à la situation du point de repos M au milieu du segment de la droite de charge, M est situé à égale distance entre les points A et B qui marquent les limites de déplacement du point figuratif de fonctionnement.

Dans ces conditions nous pouvons injecter, dans l'entrée du transistor, des signaux dont l'amplitude maximum est P_A ou P_B , ou plus exactement, la différence entre les valeurs correspondantes de E_b (tension émetteur-base) ou I_b (intensité du courant de base) (fig. 9 - 2). Les signaux entrée, dans cet exemple, font varier l'intensité du courant de collecteur entre 7 et 57 mA, soit de 25 mA de part et d'autre de l'intensité moyenne, intensité au repos, de 32 mA.

Si l'amplitude des signaux injectés dans l'entrée est moindre, provoquant seulement des variations de la tension émetteur-base entre 200 et 400 mV, l'intensité du courant de collecteur, au repos, restera néanmoins la même, sa valeur étant de 32 mA.

On peut se demander s'il n'y a pas intérêt, lorsque l'amplitude des signaux à amplifier est réduite, à choisir pour le point figuratif P, au repos, une autre position, ce qui nous conduit à considérer la classe B.

Amplification en classe B

La classe B correspond à la situation du point de repos M, sur le segment de la droite de charge, plus bas, du côté de l'axe des valeurs de la tension émetteur-collecteur (fig. 9 - 3).

L'amplitude des signaux injectés dans l'entrée, en classe B, est considérable, puisqu'elle peut atteindre P_A , ou, plus exactement la différence entre les valeurs correspondantes de E_b (tension émetteur-base) ou I_b (intensité du courant de base).

Malheureusement la distorsion du signal sortie est, elle aussi, considérable. Les alternances du signal injecté qui accroissent positivement la tension émetteur-base produisent une très forte augmentation de l'intensité du courant de collecteur, alors que celles allant dans le sens opposé ne le modifient qu'à peine. Nous voyons par là que la distorsion est, pour le moins, horrible : seules les alternances positives du signal sont amplifiées.

Notons au passage que la droite de charge peut fort bien couper l'hyperbole qui simule la puissance maximum de sortie, autrement dit nous pouvons faire pénétrer, par intermittences, le point figuratif de fonctionnement du transistor à l'intérieur de la zone dangereuse, car son séjour dans cette zone n'est que passager : *la puissance moyenne développée* dans le collecteur du transistor restant inférieure à *la puissance maximale indiquée* par le fabricant des semiconducteurs.

Nous admettrons sans peine que les « pointes » de l'intensité du courant de collecteur sont très élevées, la puissance développée ($E_c \cdot I_c$) est considérable.

La classe B est la classe de l'amplification de puissance.

Voilà, peut-on dire, l'avantage extraordinaire de la classe B. Malheureusement, la distorsion spectaculaire qui la caractérise est inadmissible, certainement, dans tous les cas de reproduction de signaux sonores, la classe B n'est pas la classe de la haute fidélité !

Nous allons voir qu'il est cependant facile de pallier cet inconvénient, de réduire considérablement la distorsion, en gardant le bénéfice de l'amplification puissante de la classe B.

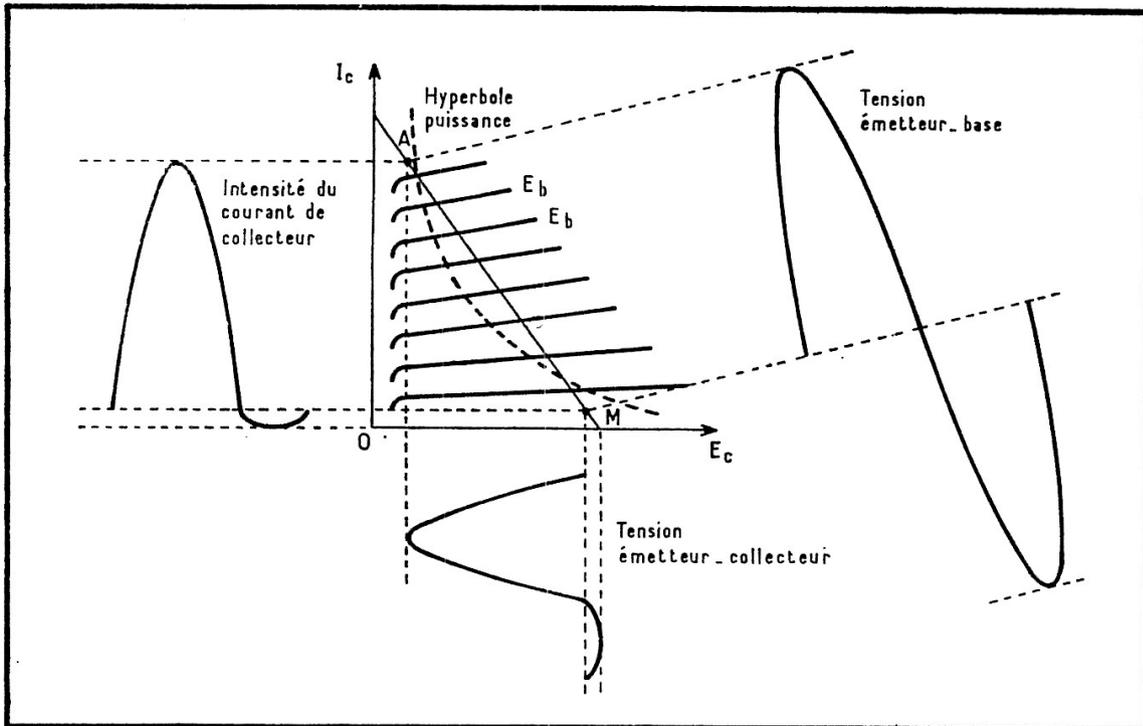
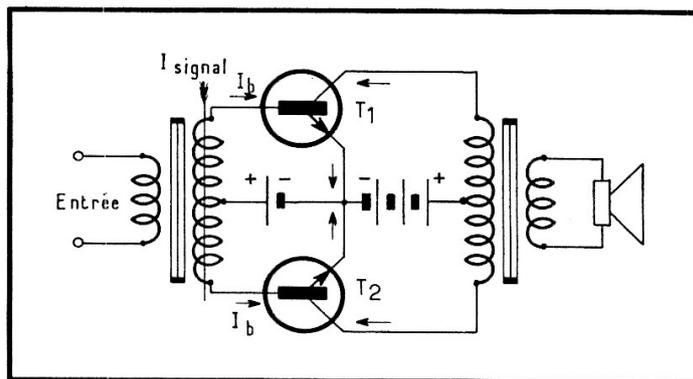


Fig. 9-3. — La puissance développée en classe B est considérable, malheureusement la distorsion est importante.

Le montage push-pull

Nous avons vu (fig. 9 - 3) que seules les alternances qui accroissent la tension émetteur-base produisent une augmentation (énorme) de l'intensité du courant de collecteur, alors que les autres, allant dans le sens opposé, ne le modifient qu'à peine.

Fig. 9-4. — Le transformateur d'entrée est un transformateur déphaseur, dans le montage symétrique push-pull.



Or il est possible, par un artifice de montage, à l'aide d'un second transistor fonctionnant en classe B, d'amplifier les alternances négatives des signaux qui sont délaissées par le premier transistor, lequel amplifie les alternances positives, c'est le *montage push-pull* qui apporte une très élégante solution au problème.

Reportons-nous au schéma de la figure 9 - 4. Nous trouvons un transformateur de liaison dont l'enroulement primaire chargera l'électrode de

sortie du transistor amont de la chaîne. Le bobinage secondaire du transformateur possède un point milieu qui est relié au pôle + du générateur commun alimentant les diodes émetteur-base des deux transistors associés en push-pull. Les collecteurs des deux transistors sont chargés par l'enroulement primaire du transformateur de sortie, dont le secondaire excite la bobine mobile du haut-parleur. Le primaire du transformateur de sortie possède un point milieu qui est connecté au pôle + du générateur alimentant les diodes collecteur-base des transistors associés.

Les signaux à transmettre sont du type alternatif, ce qui fait que le courant passe alternativement dans un sens puis dans l'autre dans le bobinage du secondaire du transformateur de liaison (à l'entrée du push-pull).

Imaginons que le courant, dans le secondaire, à l'instant considéré, passe dans le sens qu'indique la flèche (fig. 9-4). Le courant s'oppose au courant de base du transistor T1, mais renforce le courant de base du transistor T2 (se rappeler que le courant entre par la base et par le collecteur, mais sort par l'émetteur des transistors *n-p-n*).

Dans ces conditions le transistor T1, est bloqué alors que le transistor T2 amplifie, le phénomène s'inverse lorsque le signal change de sens de passage dans le bobinage secondaire du transformateur de liaison, à l'entrée du montage. Ce transformateur porte le nom de transformateur déphaseur (les signaux élémentaires qui apparaissent aux bornes du bobinage secondaire sont en opposition de phase).

Dans un tel montage il apparaît que, lorsqu'un transistor accepte (pull) l'amplification des alternances qui l'intéressent, l'autre transistor les refuse (push), (push-pull signifie « pousse-tire », en anglais).

Le transformateur de sortie du montage push-pull possède, lui aussi, un bobinage primaire symétrique, à point milieu. Chaque moitié du bobinage charge alternativement les électrodes de sortie des transistors lorsque ceux-ci amplifient, à leur tour. La somme des alternances amplifiées est donc recueillie dans le primaire du transformateur de sortie symétrique, lequel transformateur permet, grâce à l'adaptation des impédances qu'il assure fort bien, comme nous l'avons vu au cours du chapitre 8, l'excitation convenable de la bobine du haut-parleur, reproducteur sonore des signaux.

RÉDUCTION DE LA DISTORSION

La symétrie du montage push-pull contribue très efficacement à la réduction voire la disparition de toute distorsion entachant les signaux de sortie des montages fonctionnant en classe B.

Chacun des transistors, nous venons de le voir, a pour tâche d'amplifier seulement une partie des alternances des signaux. La symétrie du montage fait que les déformations introduites par l'un des transistors sont neutralisées par celles de l'autre. Si nous faisons fonctionner les transistors du push-pull en classe B, nous recueillerons, avec nos montages, des signaux très corrects eu égard à la fidélité, en bénéficiant des avantages considérables que nous offre la classe B, pour ce qui est de l'amplification de puissance.

Tous les appareils de conception soignée sont le plus souvent équipés de montages push-pull...

OSCILLATEURS A TRANSISTORS

La fonction amplificatrice est assurément l'une des plus importantes que l'on fasse remplir aux transistors. Mais la fonction oscillatrice ne l'est pas moins. Nous allons donc l'étudier.

Oscillations amorties et oscillations entretenues

Connectons un condensateur aux bornes d'un générateur de courant continu. Constitué par deux armatures métalliques, conductrices de l'électricité, séparées par une lame de matière isolante, non conductrice, le condensateur emmagasine une certaine quantité d'électricité qu'il est facile de lui faire restituer, si nous relions ensuite ses armatures aux bornes d'un circuit de charge (fig. 10-1).

Au cours de la première phase de l'opération, des quantités élémentaires d'électricité positive (lacunes) se sont fixées dans l'armature qui était reliée à la borne + du générateur de courant continu, alors que

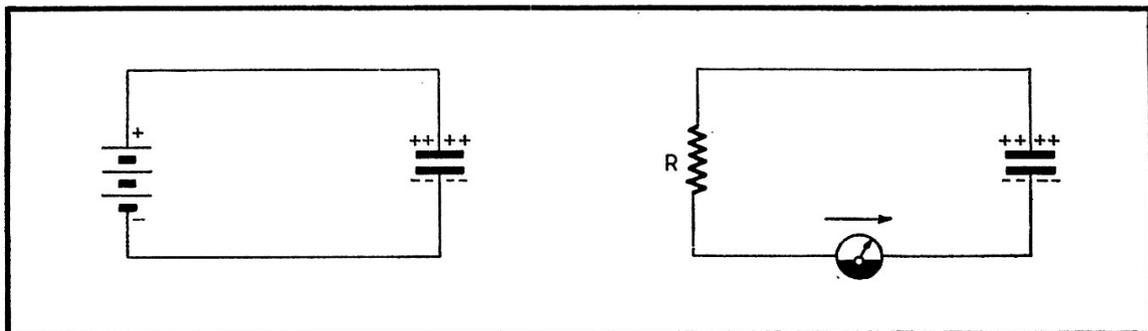


Fig. 10-1. — Le condensateur emmagasine des charges d'électricité pour les restituer ensuite.

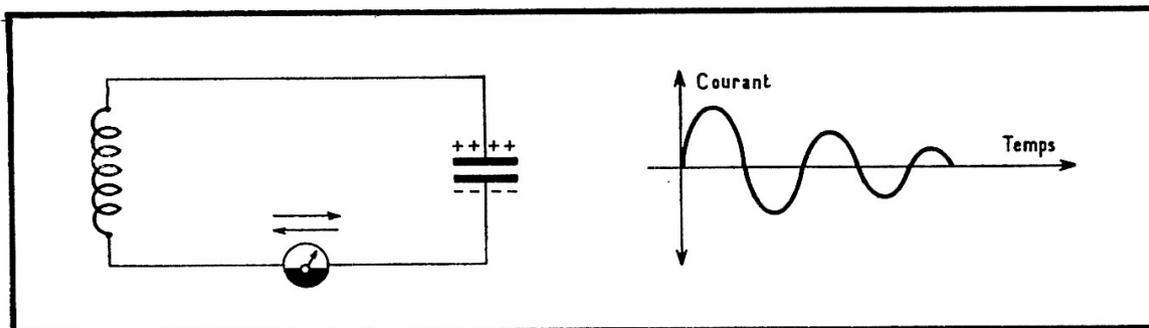


Fig. 10-2. — Lorsque le condensateur chargé est connecté aux bornes d'une inductance, il apparaît, dans le système, des oscillations électriques qui s'amortissent vite.

l'autre armature, branchée au pôle —, s'est enrichie en électrons (charges élémentaires d'électricité négative).

Relions maintenant les armatures du condensateur chargé, par l'intermédiaire d'une résistance, en série avec un ampèremètre (fig. 10-1). Nous observons une déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure, ce qui nous indique le passage d'un courant électrique se rendant de l'armature chargée positivement vers l'autre armature (négativement chargée) à travers la résistance et l'ampèremètre, c'est la décharge du condensateur.

Chargeons à nouveau notre condensateur, mais branchons-le ensuite, cette fois, aux bornes d'une inductance, en intercalant dans le circuit un ampèremètre à zéro central (fig. 10-2). Nous observons un *phénomène d'oscillation*, en ce sens que l'appareil de mesure nous indique le passage du courant dans un sens, puis dans l'autre, un certain nombre de fois. Il faut remarquer, c'est très important, que l'amplitude des impulsions décroît très vite, il s'agit d'*oscillations amorties*.

Lorsque le condensateur se vide, c'est-à-dire lorsque les charges d'électricité positive, lacunes, massées dans l'armature qui était précédemment reliée au pôle + du générateur de courant continu, se rendent vers l'autre armature, laquelle s'est enrichie en électrons (de signe —) fournis par le pôle — du générateur, le courant électrique continu naissant dans l'inductance provoque, dans cette inductance, une sorte de réaction : la bobine semble s'opposer au passage du courant initial. Il apparaît, en elle, un courant dit de *self-induction*, circulant en sens inverse du courant de décharge initial. On observe alors un renversement du courant initial, rapidement suivi par un second renversement et ainsi de suite, jusqu'à ce qu'il n'y ait plus de charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) à échanger entre les armatures du condensateur.

Le système condensateur-inductance est donc le siège d'un train d'oscillations électriques amorties.

Il est aisé de concevoir que, si nous avons la possibilité de recharger convenablement le condensateur, au cours de l'amortissement, en lui apportant les quantités voulues de charges élémentaires d'électricité (lacunes et électrons) pour compenser l'amortissement, nous entretiendrons, dans le circuit condensateur-inductance, les oscillations qui y avaient pris naissance. Si nous y parvenons, nous disposerons d'un ensemble producteur d'*oscillations entretenues*.

Ces conditions remplies, le système inductance-condensateur, appelé communément circuit L-C (L = inductance, C = condensateur), est parcouru par un courant alternatif dont la fréquence, qui est celle d'accord, ou de résonance du circuit L-C, est donnée par la formule de Thomson :

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

f = fréquence de résonance, exprimée en hertz
 L = coefficient de self-induction de la bobine, en henrys
 C = capacité du condensateur, en farads.

Oscillateurs L-C à transistors

Montons un transistor en amplificateur, montage émetteur commun, en chargeant son collecteur par un circuit L-C (fig. 10-3).

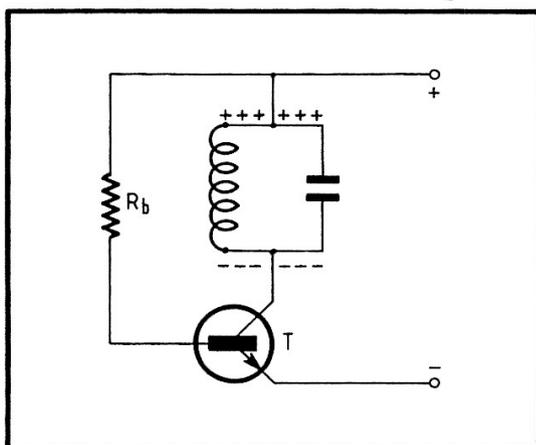
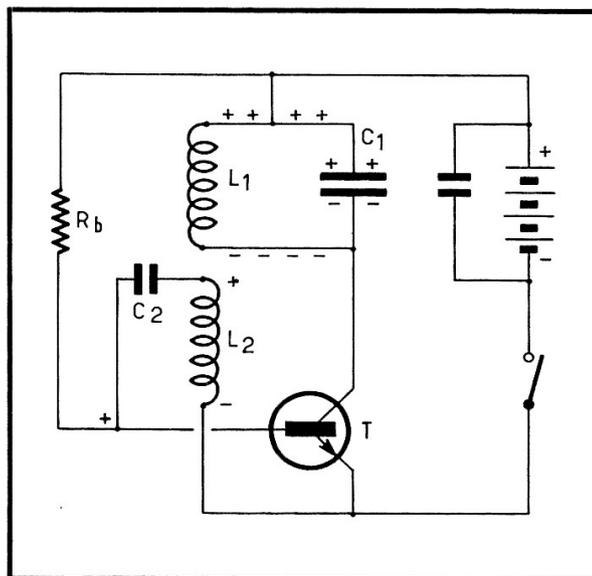


Fig. 10-4. — Le transistor a pour tâche d'amplifier le signal auxiliaire de réaction, les oscillations électriques sont alors entretenues.

Fig. 10-3. — Le problème est d'entretenir les oscillations qui apparaissent dans le circuit L-C qui charge le collecteur.



Supposons que le condensateur C soit déjà chargé au moment où nous faisons la mise sous tension : il apparaît, dans le circuit L-C de charge du collecteur, des oscillations qui ne tardent pas à s'amortir.

Mais nous allons voir qu'il est très facile d'imposer au transistor la tâche d'entretenir les oscillations, sans charger préalablement le condensateur.

Reportons-nous au schéma de la figure 10-4.

Nous n'avons aucune peine à y reconnaître un transistor *n-p-n* monté en amplificateur, montage émetteur-commun, dont la base est alimentée,

à partir du pôle + de la source d'alimentation, à travers une résistance de polarisation R_b . Le circuit $L_1 C_1$, placé en série dans le circuit du collecteur, assure la charge de cette électrode. L'inductance L_1 est couplée avec une autre inductance L_2 , ce qui fait que dans cette inductance L_2 apparaît un signal oscillant auxiliaire proportionnel au signal oscillant qui prend naissance dans le circuit $L_1 C_1$, lequel charge le collecteur.

Remarquons que l'inductance L_2 permet l'injection, dans la base du transistor, du signal oscillant auxiliaire. Un condensateur C_2 , disposé en série avec l'inductance L_2 , assure le transfert, vers la base, de ce signal oscillant (alternatif) auxiliaire, en s'opposant au passage, vers l'émetteur, de toute composante continue venant du pôle + de la source d'alimentation.

Si le montage ne comportait pas ce condensateur C_2 , il est bien évident que la base serait alors soumise, par l'intermédiaire de l'inductance L_2 , au même potentiel que l'émetteur, lequel est directement relié au pôle - de la source d'alimentation. En de telles conditions le transistor, bien entendu, ne fonctionnerait pas : la base ne doit-elle pas être polarisée positivement par rapport à l'émetteur, en l'étant moins toutefois que le collecteur?

Mettons sous tension le montage, en fermant l'interrupteur de commande. Le courant de collecteur I_c (nul avant la mise sous tension) prend naissance et voit donc son intensité croître. Il en résulte l'apparition, entre les bornes de l'inductance L_1 , d'une certaine tension dont les polarités sont indiquées sur la figure 10-4, le potentiel du collecteur devient moins positif qu'il l'était.

Est-il besoin d'explicitier en disant que le passage du courant de collecteur dans l'inductance L_1 engendre, dans cette inductance, une chute de tension dont la valeur est exprimée par le produit $I_c \times Z$, Z étant la valeur de l'impédance de la bobine L_1 ? Du fait de l'apparition de cette chute de tension dans l'inductance, le potentiel du collecteur se trouve donc situé entre le potentiel du pôle + et le potentiel du pôle - de la source d'alimentation. Plus l'intensité du courant de collecteur I_c augmente, plus la chute de tension dans l'inductance augmente et plus le potentiel du collecteur s'éloigne du potentiel du pôle +, pour se rapprocher du potentiel du pôle - de la source d'alimentation.

En termes simples, nous dirons que l'accroissement de l'intensité du courant de collecteur rend plus « négatif » le potentiel du collecteur.

Le couplage entre les inductances L_1 et L_2 est réalisé de telle sorte que ce phénomène d'accroissement positif du potentiel du collecteur provoque l'apparition, entre les bornes de l'inductance L_2 , d'une certaine chute de tension qui vient augmenter la polarisation de la base, autrement dit qui porte la base à un potentiel encore plus positif (par rapport au potentiel de l'émetteur) que son potentiel initial. Par conséquent, la base devenant plus positive, l'intensité du courant de base I_b augmente; ce qui provoque, nous l'avons dit à maintes reprises, un accroissement correspondant de l'intensité du courant de collecteur. L'intensité du courant de base ne gouverne-t-elle pas l'intensité du courant de collecteur?

Il se trouve donc que la mise sous tension du montage a provoqué l'apparition du courant de collecteur (nul avant la mise sous tension), mais

ce courant de collecteur se fait amplifier lui-même, par lui-même, grâce au système des inductances couplées L_1 et L_2 .

Cette amplification, naturellement, ne sera pas infinie : elle va s'arrêter dès l'instant où le potentiel du collecteur, qui devient de plus en plus négatif, atteindra le potentiel de la base. La base ne doit-elle pas être soumise à un potentiel moins positif (ou plus négatif) que celui du collecteur, pour que l'effet transistor se manifeste? A ce moment-là, donc, plus d'amplification, l'intensité du courant de collecteur n'augmente plus.

Mais le condensateur C_1 , associé à la bobine L_2 du circuit oscillant, s'est, entre temps, chargé d'électricité. Il va maintenant se décharger dans l'inductance L_1 , ce qui engendre, dans l'inductance, un courant passant dans le même sens que précédemment, mais, cette fois, l'intensité du courant de collecteur décroît...

Pareil phénomène, toujours par le jeu du couplage des inductances L_1 et L_2 , provoque maintenant une « baisse » du potentiel de la base, laquelle devient de moins en moins « positive » par rapport à l'émetteur, ce qui entraîne, nous le savons, une réduction de l'intensité du courant de collecteur.

Après le renversement de la polarisation de la base, nous observons alors une diminution de l'intensité du courant de collecteur, qui s'accélère elle-même, par elle-même, grâce au système des inductances couplées L_1 et L_2 .

Il est bien évident que le phénomène cessera lorsque le potentiel de la base, qui devient de plus en plus négatif, atteindra le potentiel de l'émetteur, ce qui entraînera la disparition de l'effet transistor!

Simultanément donc, la réduction correspondante de l'intensité du courant de collecteur a pour conséquence de rendre plus positif le collecteur, de ramener le potentiel du collecteur à la valeur du potentiel du pôle + de la source d'alimentation, nous observerons à nouveau le renversement du phénomène oscillatoire et nous nous retrouvons dans les conditions initiales, tout recommence...

De ce que nous venons de constater, il nous apparaît que le transistor se prête volontiers à l'entretien d'oscillations dans le circuit oscillant qui charge son collecteur, à la condition que le signal auxiliaire de réaction, ramené dans la base, provoque l'accroissement du courant de collecteur quand celui-ci augmente, et le fasse décroître quand son intensité diminue, c'est ce qu'on appelle la *condition d'entretien des oscillations* :

Pour faire osciller un étage amplificateur il suffit de ramener, à l'entrée de cet étage, une certaine fraction du signal sortie convenablement mise en phase, pour que toute variation du signal sortie soit accentuée dans le sens de cette variation.

CONDENSATEUR DE DÉRIVATION

Nous nous devons d'ajouter une précision au sujet du condensateur connecté aux bornes de la source d'alimentation. Ce condensateur, appelé *condensateur de dérivation*, a pour rôle d'éviter de soumettre le générateur d'alimentation à l'influence du courant alternatif qui est engendré dans l'oscillateur. Le « bouclage en alternatif » s'effectue donc à l'extérieur de

la source d'alimentation, laquelle n'a pour fonction, comme son nom l'indique, que de fournir l'énergie électrique (courant continu) requise pour le fonctionnement du montage (fig. 10-4).

Il nous faut dire qu'en H. F. et T. H. F. (haute fréquence et très haute fréquence), les générateurs d'alimentation seraient difficilement traversés par les courants alternatifs produits. Le condensateur de dérivation, perméable aux courants alternatifs, shunte la source d'alimentation du point de vue « alternatif ».

Aussi mettrons-nous toujours des condensateurs de dérivation dans les montages oscillateurs H. F...

Types d'oscillateurs L-C à transistors

Nous savons maintenant qu'un oscillateur L-C à transistor est essentiellement constitué par un transistor amplificateur chargé d'amplifier une fraction du signal développé dans le circuit oscillant qui lui est associé.

Nous avons appris (chapitre VI) qu'il existe trois montages fondamentaux possibles du transistor en amplificateur : montage émetteur commun, montage base commune et montage collecteur commun.

Il est donc facile d'imaginer de très nombreux schémas et réalisations d'oscillateurs L-C à transistors, qui seront tous construits à partir de

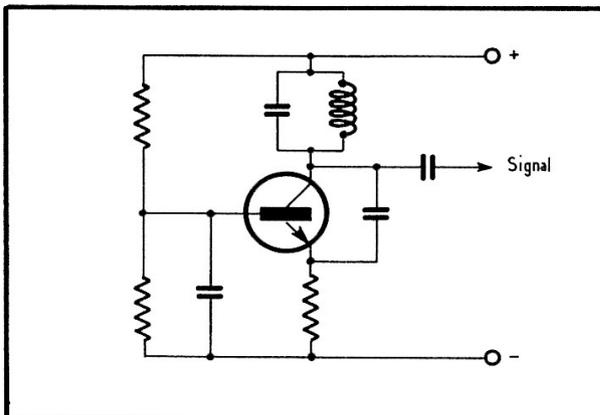


Fig. 10-5. — L'oscillateur Hartley comporte un transistor monté en amplificateur « base commune ».

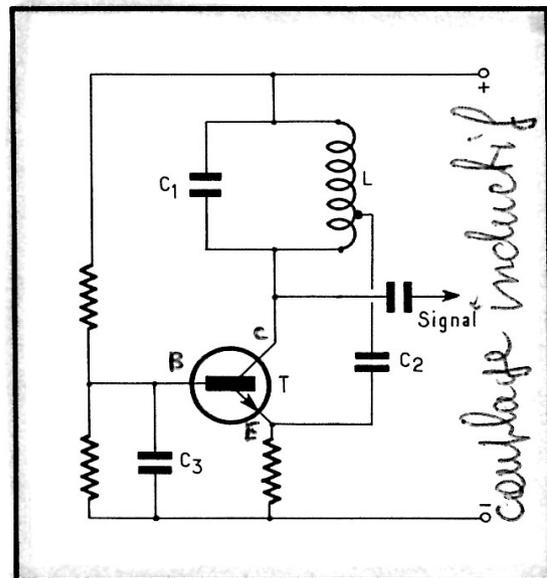


Fig. 10-6. — Le condensateur C_1 assure le transfert, vers l'émetteur, du signal auxiliaire de réaction.

l'un ou l'autre des montages fondamentaux d'amplificateurs ; seule différera la façon dont sera prélevé et réinjecté le signal auxiliaire de réaction nécessaire pour l'entretien des oscillations.

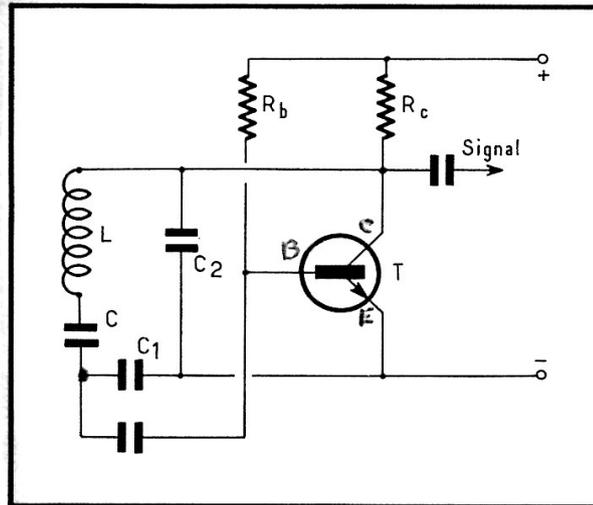
C'est ainsi que l'oscillateur *Hartley* est constitué par un transistor amplificateur en montage base commune (fig. 10-5). Le signal auxiliaire

est prélevé à partir d'une prise intermédiaire du bobinage L du circuit résonnant L-C qui charge le collecteur. L'injection du signal auxiliaire s'effectue dans l'émetteur du transistor par le condensateur C_2 . Nous sommes ici en présence d'un *couplage inductif* (prise sur l'inductance).

Lorsque le couplage s'effectue directement du collecteur à l'émetteur par un condensateur (fig. 10-6), il s'agit cette fois d'un *couplage capacitif*.

Nous ajouterons que le montage en base commune autorise le fonctionnement en oscillateur du transistor à des fréquences très supérieures à sa *fréquence de coupure*, fréquence à laquelle le gain en courant du transistor, qui décroît avec l'élévation de la fréquence, devient égal à l'unité. A la fréquence de coupure, le gain étant de 1, il n'y a plus d'am-

Fig. 10-7. — Dans l'oscillateur Clapp le couplage est capacitif.



plification : le gain étant exprimé par le rapport de la variation du courant de collecteur à la variation correspondante du courant de base qui l'engendrent, lesquelles sont égales, le gain devient alors égal à 1, on dit qu'il est nul !

Par contre, dans l'oscillateur *Clapp*, réputé pour sa stabilité en fréquence, fréquence qui dépend principalement de l'association de l'inductance L en série avec le condensateur C (résonance série), le signal est prélevé (fig. 10-7) au point intermédiaire du diviseur capacitif constitué par l'assemblage des condensateurs C_1 et C_2 en série, il s'agit ici d'un *couplage capacitif*.

Oscillateurs R-C

Pour des fréquences relativement basses, précisons : inférieures à quelques dizaines de kilohertz, il est avantageux de réaliser des oscillateurs à résistances-condensateurs (oscillateurs R-C), ne comportant pas d'inductance.

Reportons-nous au schéma représenté à la figure 10-8.

Nous y trouvons un transistor amplificateur monté en émetteur commun.

Nous avons vu, au cours du chapitre VI, que dans un tel amplificateur en émetteur commun, le signal entrée est en opposition de phase avec le signal sortie. Pour qu'il y ait entretien d'oscillations, il suffit de ramener,

à l'entrée, c'est-à-dire sur la base, une fraction du signal sortie qui soit en phase avec le signal à l'entrée, afin de provoquer l'accroissement du courant de collecteur, par l'intermédiaire du courant de base : un accroissement du courant de collecteur doit faire croître le courant de base, lequel fait augmenter le courant de collecteur.

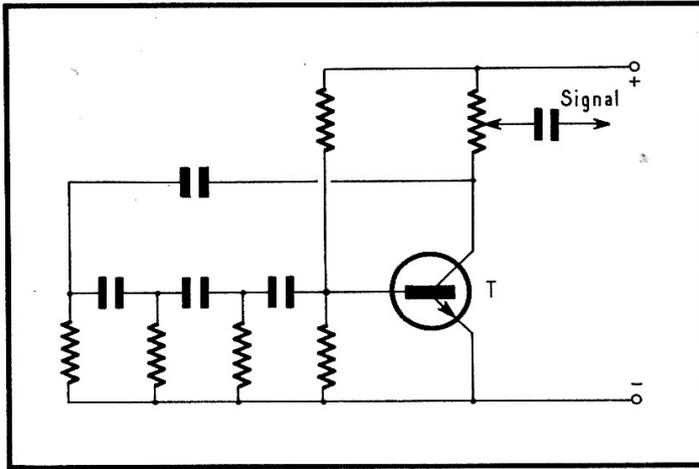


Fig. 10-8. — La mise en phase du signal auxiliaire est assurée par des cellules R-C.

A cet effet nous utiliserons un assemblage de cellules constituées par des résistances et des condensateurs, cellules qui conditionnent la fréquence d'oscillation du système en assurant le déphasage nécessaire du signal auxiliaire d'entretien des oscillations.

Oscillateurs pilotés par quartz

Le quartz possède des propriétés piézo-électriques qui sont admirablement bien utilisées dans les oscillateurs pilotés par quartz.

Une lamelle de quartz, convenablement taillée, résonne électriquement sur une fréquence remarquablement stable, fréquence étalon. Cette lamelle de quartz se comporte comme un circuit série L-C (inductance et condensateur en série).

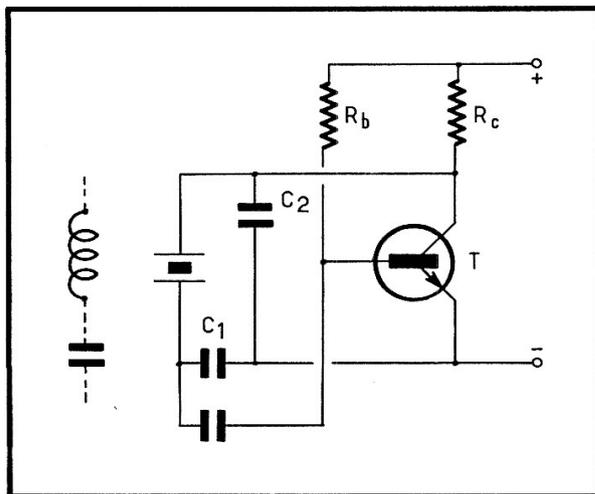


Fig. 10-9. — Le cristal de quartz se comporte comme un circuit résonnant série L-C.

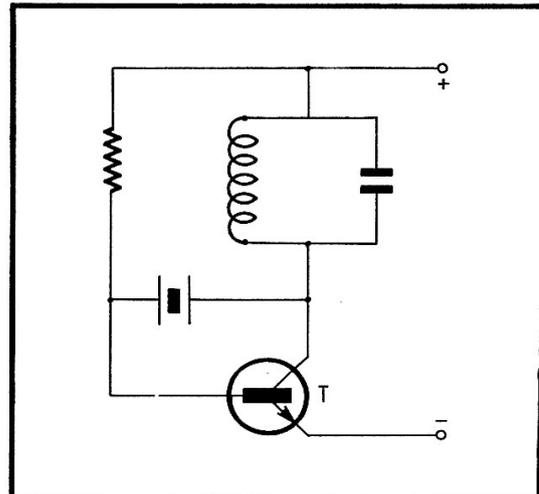


Fig. 10-10. — Le circuit L-C qui charge le collecteur est généralement accordé sur la fréquence moitié de celle de résonance du cristal de quartz.

De ce fait il est facile de remplacer, dans un oscillateur Clapp, le circuit oscillant série L-C par un cristal de quartz pour obtenir un oscillateur de stabilité « quartz » (fig. 10-9).

Si l'on dispose un quartz entre collecteur et base d'un transistor, dont le collecteur est chargé par un circuit L-C, accordé sur la fréquence du cristal de quartz, on obtient un oscillateur de bonne qualité. Dans un tel montage, c'est évidemment le cristal qui assure le transfert du signal auxiliaire du collecteur vers la base (fig. 10-10).

Lorsque le circuit L-C qui charge le collecteur est accordé pour résonner sur une fréquence inférieure à celle du cristal de quartz (en pratique fréquence moitié de celle de résonance du cristal), on obtient une production énorme d'harmoniques de la fréquence nominale du quartz. Cette particularité est avantageusement utilisée dans les *standards de fréquence*, appareils de laboratoire destinés à produire un signal sur la fréquence nominale, fréquence étalon du quartz, mais aussi une très grande quantité de signaux sur des fréquences multiples (harmoniques) de la fréquence de base.



Nous aurons ainsi fait un tour d'horizon, rapide il est vrai, de cette très importante fonction oscillatrice du transistor...

Qu'il s'agisse de l'étage changeur de fréquence d'un récepteur radio, du pilotage d'un émetteur, d'un détecteur de métaux, d'un générateur de Basse Fréquence ou d'un générateur Haute Fréquence, d'un instrument de musique électronique, d'un avertisseur d'approche, tout comme une quantité invraisemblable d'appareils divers que chaque jour le technicien utilise, tous comportent des oscillateurs des types que nous avons vus.

GENERATEURS DE SIGNAUX A TRANSISTORS

Jusqu'à présent, au cours de l'étude des montages transistorisés que nous avons vus, il n'a été question que de signaux alternatifs ordinaires... Pourtant d'autres signaux sont utilisés en électronique : parmi eux, il nous faut citer les signaux rectangulaires, assurément les plus répandus, qui sont, en particulier, à la base du fonctionnement des circuits logiques et des calculateurs numériques des machines à calculer d'aujourd'hui.

Après avoir jeté un coup d'œil sur les signaux non sinusoïdaux, nous verrons comment produire ces signaux à l'aide de montages transistorisés.

Signaux rectangulaires

Ces signaux peuvent être *symétriques* ou *dissymétriques*.

Un signal rectangulaire est un signal dont la tension varie, dans le temps, comme indiqué à la figure 11-1. La tension du signal occupe deux valeurs limites a et b , en restant constante, sur la valeur a ou la valeur b , pendant certains intervalles de temps, mais elle passe brutalement, pratiquement sans transition, de la valeur a à la valeur b et inversement, au *basculement*.

SIGNAL RECTANGULAIRE SYMÉTRIQUE.

Ce qui caractérise un signal rectangulaire symétrique, c'est l'égalité des temps pendant lesquels la tension du signal se maintient constante, sur la valeur a comme sur la valeur b .

Dans l'exemple schématisé à la figure 11-1, la tension du signal bascule, toutes les deux secondes, en restant constante sur les deux valeurs a (2 V) et b (3 V) pendant des temps de 2 secondes. Nous sommes donc ici en présence d'un signal rectangulaire symétrique. Le phénomène est évidemment cyclique : sa période est ici de 4 secondes, puisque toutes les 4 secondes la tension reprend la même valeur.

SIGNAL RECTANGULAIRE DISSYMMÉTRIQUE

Par opposition au signal rectangulaire symétrique, le signal rectangulaire dissymétrique est un signal (rectangulaire) dont la tension, variant également entre deux valeurs limites a et b , reste toujours constante sur la valeur a ou sur la valeur b , pendant des temps réguliers mais cette fois différents, inégaux (fig. 11-2). C'est donc l'inégalité de ces intervalles de temps, pendant lesquels la tension se maintient constante sur l'une de ses deux valeurs a et b , qui caractérise les signaux rectangulaires dissymétriques.

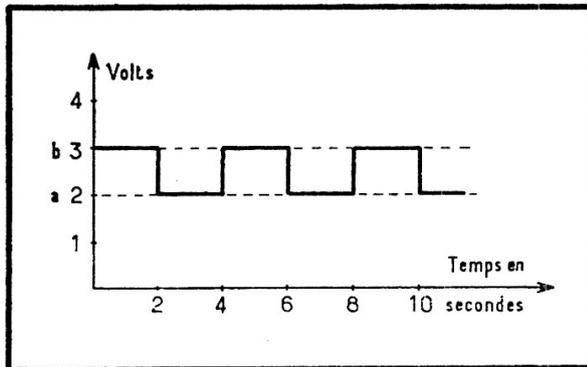
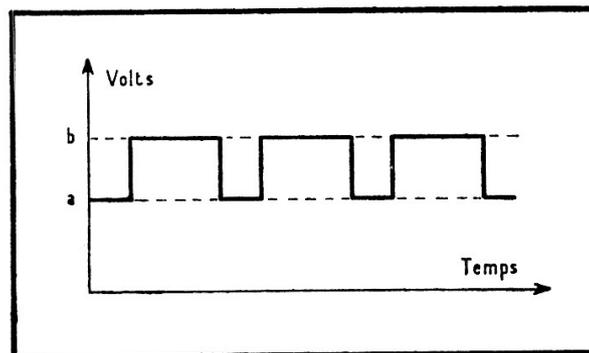


Fig. 11-1. — La tension d'un signal rectangulaire symétrique se maintient constante sur les valeurs a et b pendant des temps égaux.

Fig. 11-2. — Un signal rectangulaire dissymétrique est caractérisé par des durées différentes, mais constantes, du maintien de sa tension sur les valeurs limites a et b .



Dans l'exemple schématisé à la figure 11-2, la tension du signal bascule périodiquement, passant de la valeur a (2 V) à la valeur b (3 V) et inversement, mais elle se maintient constante sur la valeur a , à chaque cycle, beaucoup moins longtemps que sur la valeur b .

Il s'agit ici d'un signal rectangulaire dissymétrique. Le phénomène est, bien entendu, périodique.

RAPPORT CYCLIQUE

Comme il s'agit, dans les deux cas, d'une succession cyclique de changements d'état entre les deux valeurs a et b de la tension des signaux, on définit le rapport cyclique comme étant le rapport de la durée de maintien de la tension du signal sur la valeur a , à la durée de maintien de la tension sur la valeur b , pendant un cycle complet.

Dans le cas d'un signal rectangulaire symétrique, le rapport cyclique est forcément égal à l'unité, puisque les durées de maintien de la tension du signal sur les valeurs a et b sont égales. Par contre, dans le cas d'un signal rectangulaire dissymétrique, le rapport cyclique est, de par la définition même de dissymétrique, obligatoirement différent

de l'unité (maintien de la tension du signal sur les valeurs a et b pendant des temps réguliers mais inégaux entre eux).

Autres signaux

Après les signaux rectangulaires, ce sont les *tops brefs* qui sont le plus employés en électronique. Le top bref idéal est, en vérité, un signal rectangulaire dissymétrique dont les *flancs* sont suffisamment rapprochés pour être confondus (fig. 11-3). Les accroissements soudains de la tension, presque aussitôt suivis de chutes brutales, font du signal une série d'impulsions très brèves (tops).

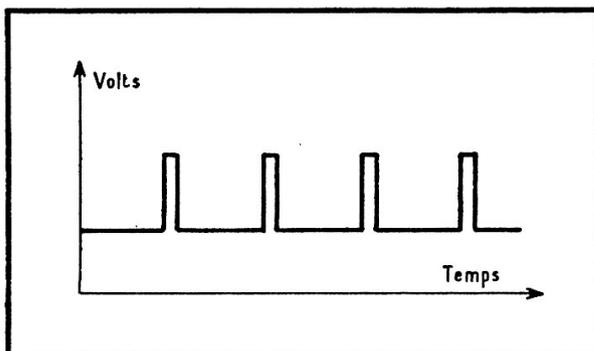
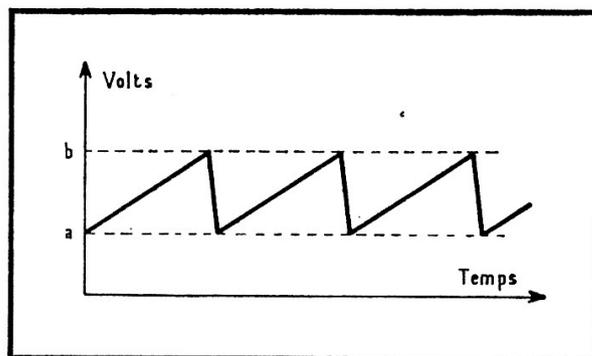


Fig. 11-4. — La tension du signal varie linéairement de a à b , pour revenir brusquement de b à a : il s'agit d'un signal en dents de scie.

Fig. 11-3. — Une série de tops constitue un signal rectangulaire dissymétrique.



Les tops sont utilisés, par exemple, en télévision, pour la synchronisation des récepteurs à partir de l'émetteur. L'émetteur fournit, avec chaque image qu'il envoie par la voie des ondes, un top qui est « extrait » par le récepteur, pour provoquer volontairement le déclenchement synchronisé du système de reproduction de l'image. L'émetteur commande, en quelque sorte, tous les récepteurs en fonctionnement, leur imposant de reproduire les images en synchronisation avec lui, grâce aux tops.

Nous mentionnerons encore les *signaux en dents de scie* (fig. 11-4) qui sont caractérisés par une variation progressive et linéaire de leur tension entre les deux valeurs limites a et b , mais par un retour brusque, instantané, de la valeur b à la valeur a . Nous verrons comment produire de tels signaux à l'aide des tubes électroniques thyratrons, au cours du chapitre 20.

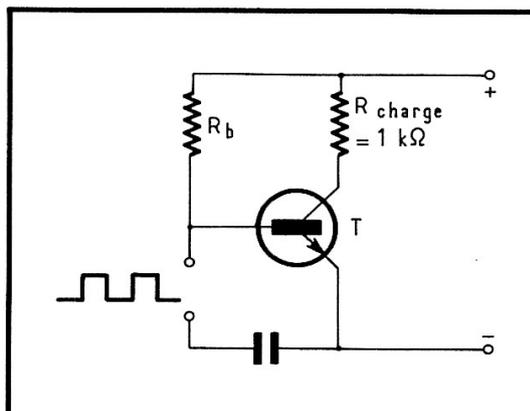
De tels signaux sont également fort employés en télévision, radar, dans les appareils de mesure équipés de tubes cathodiques (oscilloscopes) pour le balayage de l'écran (lignes).

Avant d'aborder l'étude des systèmes producteurs de signaux rectangulaires, nous allons voir ce qu'on entend par le fonctionnement en tout ou rien.

Fonctionnement du transistor en tout ou rien

A cet effet, prenons un transistor $n-p-n$, monté en émetteur commun, dont le collecteur est chargé par une résistance de 1000Ω (fig. 11-5). Possédant le réseau de caractéristiques statiques $I_c = f(E_c)$ pour différentes valeurs de I_b , c'est-à-dire réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité I_c du courant de collecteur, en fonction de la tension E_c d'alimentation du collecteur, pour des valeurs différentes mais constantes de l'intensité I_b du courant de base, il nous est facile de tracer la *droite de charge* correspondant à l'insertion, dans le circuit de

Fig. 11-5. — Il est permis de faire fonctionner un transistor, en tout ou rien, très au-delà de sa puissance nominale.



collecteur, de la résistance de charge de 1000Ω (fig.11-5 bis), ainsi que nous l'avons appris au cours du chapitre V.

La tension aux bornes de la source d'alimentation étant, par exemple, de 10 V , notre droite de charge passe alors par le point A, sur l'axe E_c , à la valeur $A = 10 \text{ V}$ et par le point B, sur l'axe I_c , à la valeur $B = 10 \text{ V} / 1000 \Omega = 0,01 \text{ A}$, soit 10 mA .

Injectons maintenant, entre la base et l'émetteur de notre transistor, un signal rectangulaire qui vienne *moduler* son courant de base, lui imposant sa loi de variation.

Le signal rectangulaire de modulation réduit et augmente cycliquement le courant de base, à la cadence des basculements qui le caractérisent. Lorsque le courant perturbateur, apporté par la modulation, passe dans le même sens que le courant de base, c'est-à-dire entre dans le transistor par la base (puisqu'il s'agit ici d'un transistor $n-p-n$), le courant de base est renforcé. Par contre, lorsque le courant modulant passe dans le sens inverse du courant de base, le courant de base est alors réduit d'autant.

L'intensité du courant de base résultant présente donc une forme rectangulaire, puisqu'elle occupe, cycliquement, deux valeurs qui découlent de la forme rectangulaire du signal modulant injecté, à l'exclusion de toute autre valeur.

Supposons que l'amplitude du signal rectangulaire modulant soit importante, telle que l'intensité du courant de base résultant n'occupe que deux valeurs extrêmes, par exemple $10 \mu\text{A}$ et $250 \mu\text{A}$. Nous pouvons facilement marquer les points figuratifs de fonctionnement du transistor,

sur la droite de charge, correspondant aux intensités de courant de base de 10 et 250 μ A. Ces points figuratifs M et N sont d'ailleurs situés à l'intersection de la droite de charge, que nous avons tracée tout à l'heure, avec les courbes I_b (intensité du courant de base) du réseau de caractéristiques, correspondant aux intensités de 10 et 250 μ A (fig. 11-5 bis).

Ainsi les points M et N figurent les deux états de fonctionnement possible de notre transistor soumis au signal rectangulaire modulant.

Pour ce qui est du point N, nous voyons, sur le graphique, qu'il traduit, pour sa zone, l'existence d'un courant de base maximal, lequel engendre un courant de collecteur naturellement maximal, ce qui correspond à l'état saturé du transistor. Nous dirons de ce dernier qu'il « *fonctionne en tout* », ou encore qu'il est simplement *conducteur*.

Remarquons que, dans ces conditions, *la base du transistor est soumise à un potentiel nettement plus positif que l'émetteur*; c'est au cours du chapitre III, en étudiant l'effet transistor, que nous avons expliqué le phénomène. Nous avons appris que le courant de base, lorsqu'il gouverne un important courant de collecteur, est également important. Or, l'intensité du courant de base est d'autant plus grande que le potentiel de la base est plus positif que celui de l'émetteur.

Mais pour ce qui est du point M, il traduit, pour sa zone, l'existence d'un très faible courant de base et par conséquent d'un très faible courant de collecteur, autant dire nul (un milliampère) ce qui correspond à l'état bloqué du transistor. Nous dirons de ce dernier qu'il « *fonctionne en rien* ».

Remarquons que, dans ces nouvelles conditions, le potentiel de la base est très faiblement positif par rapport à celui de l'émetteur. Puisque le courant de base est très faible, cela pour les raisons qui font que, contrairement à tout à l'heure, dans le cas du transistor conducteur, le courant de base est maintenant très réduit, le courant de collecteur est presque inexistant.

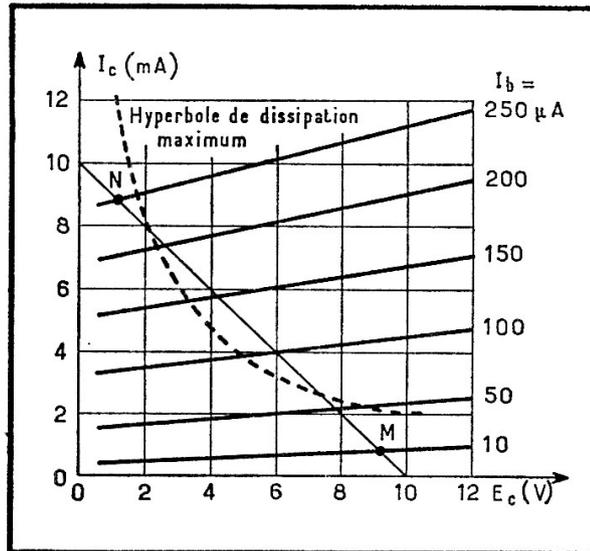
Par là, nous venons de voir que, si l'amplitude du signal rectangulaire modulant est suffisamment grande, le *transistor fonctionne en tout ou rien*.

FORME DES SIGNAUX RECUEILLIS SUR LE COLLECTEUR D'UN TRANSISTOR FONCTIONNANT EN TOUT OU RIEN.

Dans de telles conditions de fonctionnement d'un transistor, son courant de collecteur est, ou bien nul, ou bien maximum. Ainsi la chute de tension au long de la résistance qui charge son collecteur est obligatoirement nulle ou importante (maximale). De ce fait, le potentiel auquel est soumis le collecteur ne peut occuper que deux valeurs. La première de ces valeurs sera pratiquement celle du potentiel du pôle plus de la source d'alimentation, lorsque l'intensité du courant de collecteur, lequel courant parcourt la résistance de charge, sera nulle : aucune chute de tension n'étant alors développée dans la résistance de charge, le potentiel du collecteur est alors le même que celui du pôle plus de la source d'alimentation. Par contre, lorsque le courant de collecteur est maximal, ce qui correspond à l'état conducteur du transistor, il apparaîtra alors dans la résistance de charge du collecteur une chute de

tension importante due au passage du courant maximal de collecteur. Le potentiel de cette électrode est donc, cette fois, différent de celui du pôle plus de la source d'alimentation; situé, en valeur, entre le potentiel du pôle plus et le potentiel du pôle moins de la source d'alimentation, il est alors plus positif (relativement) que le pôle moins de la source d'alimentation.

Fig. 11-5 bis. — Le transistor fonctionne, ici, très au-dessus de la puissance nominale



Or, le potentiel du collecteur du transistor ne peut, si celui-ci fonctionne en tout ou rien, occuper que ces deux valeurs possibles. C'est donc que le signal sortie prélevé sur le collecteur a une forme rectangulaire, symétrique ou dissymétrique, caractérisée par les durées des paliers, des temps pendant lesquels le potentiel du collecteur se maintient sur l'une ou l'autre des deux valeurs qu'il peut prendre, à l'exclusion de toute autre...

PUISSANCE ADMISSIBLE POUR UN TRANSISTOR FONCTIONNANT EN TOUT OU RIEN.

En remarquant que les points figuratifs M et N sont situés en dehors de la zone délimitée par l'hyperbole qui traduit graphiquement la puissance maximale admissible (se reporter au chapitre V), nous voyons qu'un transistor peut fonctionner, en tout ou rien, au delà de sa puissance nominale : il est en effet permis de développer, dans ces conditions, des puissances de plusieurs watts, avec des transistors qui admettent une dissipation nominale limitée à 0,1 W sans danger pour eux.

Multivibrateur astable

Le générateur de signaux rectangulaires, que nous allons d'abord étudier, est appelé *astable* parce qu'il bascule sans cesse, *chacun des deux transistors qui l'équipent passant, pratiquement sans transition, de l'état bloqué à l'état conducteur, pour revenir ensuite, instantanément, à l'état initial, et cela indéfiniment.*

Précisons qu'il est le seul générateur qui puisse produire des signaux rectangulaires à partir d'une source d'alimentation en courant continu.

Reportons-nous à la figure 11-6.

Nous y reconnâtrons sans peine deux transistors amplificateurs, dont le signal sortie de l'un (prélevé sur son collecteur) est injecté dans la base de l'autre et inversement ; il s'agit d'un montage symétrique, chaque transistor ayant ici pour tâche d'amplifier le signal sortie de l'autre.

Supposons, ceci pour faciliter notre raisonnement, que le transistor T1, dans les conditions initiales, soit bloqué. Son courant de collecteur est pratiquement inexistant, autant dire nul ; le potentiel de sa base est alors faiblement positif par rapport à celui de son émetteur, ou, ce qui revient au même, *la base de T1, bloqué, est négative.*

Le transistor T1 étant bloqué, l'autre transistor, T2, est, lui, conducteur : son courant de collecteur est important, *la base de T2, conducteur, est positive* (par rapport à son émetteur).

Imaginons que le transistor T1 bloqué (courant de collecteur nul) devienne conducteur à un instant considéré. Devenant conducteur, son courant de collecteur n'est plus nul. La présence d'un courant de collecteur occasionnant une chute de tension au long de la résistance qui charge cette électrode, le potentiel du collecteur de T1 devient ainsi, brutalement, moins positif, ou, ce qui revient au même, devient plus négatif qu'il l'était. La variation négative du potentiel du collecteur de T1 est répercutée sur la base du transistor T2, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C1. La base de T2, qui était initialement positive (par rapport à l'émetteur de T2), en raison de l'impulsion négative reçue, se polarise négativement, ce qui provoque le *blocage du transistor T2*, lequel ne saurait « conduire » puisque sa base n'est plus polarisée positivement par rapport à son émetteur. Mais le condensateur C1, qui a, entre temps, emmagasiné de l'énergie électrique, se décharge maintenant à travers la résistance R_{b2} qui assure l'alimentation de la base du transistor T2. De ce fait la tension « négative » à laquelle était soumise la base de T2 commence à croître, devenant plus « positive »... Il arrive un moment où la base de T2 est suffisamment « positive » pour que le *transistor T2 se débloque* : de débloqué qu'il était, *le transistor T2 devient conducteur.*

Pour des raisons de symétrie bien évidentes, nous allons assister à un nouveau basculement du système : le courant de collecteur du transistor T2, nul pendant la période de blocage, existe maintenant que T2 est conducteur... Il s'ensuit une variation négative du potentiel de collecteur de T2, répercutée sur la base du *transistor T1* qui, évidemment, *se bloque* à son tour. Mais le condensateur C2, qui vient de se charger, se vide à travers la résistance R_{b1}, laquelle alimente la base du transistor T1. *Ce transistor T1 se débloque* aussitôt que sa base n'est plus négative... T1 deviendra conducteur à nouveau, en même temps que T2 *se bloque.*

Chaque transistor passe donc de l'état bloqué à l'état conducteur, ce basculement étant suivi d'un nouveau basculement ramenant aux conditions initiales et cela indéfiniment...

Les résistances de charge des collecteurs sont bien entendu le siège du développement de signaux en « tout ou rien », puisque les tran-

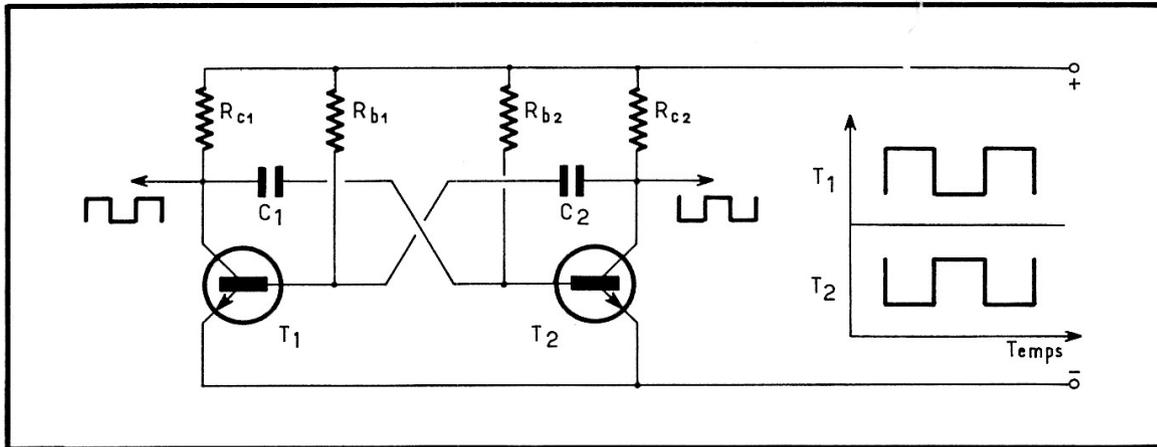


Fig. 11-6. — Le multivibrateur astable est le seul qui permette de produire des signaux rectangulaires à partir d'une source d'alimentation en courant continu.

sistors sont cycliquement bloqués ou conducteurs, mais il faut remarquer qu'à un « toit » positif du potentiel de collecteur de l'un des transistors, correspond un « toit » négatif de potentiel du collecteur de l'autre transistor, comme indiqué à la figure 11-6, puisque lorsqu'un transistor est bloqué, l'autre conduit et inversement. Nous préciserons enfin que toute dissymétrie dans les caractéristiques des composants du montage astable (transistors, résistances, condensateurs) se traduira par une dissymétrie des signaux rectangulaires recueillis sur les collecteurs des transistors en fonction.

Multivibrateur bistable

Le multivibrateur bistable diffère du premier en ce qu'il est nécessaire de lui donner une impulsion pour le faire basculer. Il est stable, en l'un ou l'autre des états possibles, c'est-à-dire lorsque l'un des transistors est bloqué, alors que le second est conducteur, ou inversement : *le basculement du multivibrateur bistable doit être provoqué par une cause extérieure.*

Reportons-nous à la figure 11-7 qui reproduit le schéma du multivibrateur bistable.

L'ensemble est parfaitement symétrique.

Nous y retrouvons deux transistors accouplés comme précédemment, mais notons que les condensateurs de liaison entre les collecteurs et les bases sont, cette fois, associés, en parallèle, à des résistances. L'alimentation des bases est donc assurée à partir de ponts diviseurs de tension entre le potentiel du pôle plus de la source d'alimentation et le potentiel du collecteur du transistor opposé.

Supposons que le transistor T1 conduise. Le second transistor T2, en ces conditions, est normalement bloqué, ce qui fait que son collecteur est pratiquement porté au même potentiel que celui du pôle plus de la source d'alimentation : puisque son courant de collecteur est autant dire

nul, il n'y a donc pas de chute de tension due à la présence d'un courant de collecteur dans la résistance R_{c2} , qui charge son collecteur. Le potentiel auquel est alors porté le collecteur de T2 est donc très positif.

Ce même potentiel de collecteur est appliqué, par l'intermédiaire de l'ensemble résistance-condensateur RC, sur la base du premier transistor T1, laquelle est donc polarisée positivement par rapport à l'émetteur. De plus, il passe, dans la résistance R_{b1} , un peu de courant venant du pôle plus de la source d'alimentation, passant dans le pont diviseur qui alimente la base du transistor T1 : voilà qui contribue à renforcer le potentiel déjà positif de la base de T1, ce qui a pour effet de maintenir un intense courant de collecteur dans le transistor T1 qui est saturé.

Le courant de collecteur de T1 étant maximal, le chute de tension dans la résistance R_{c1} qui charge cette électrode est maximale, le collecteur de T1 est donc soumis à un potentiel relativement très négatif par rapport à celui du pôle plus de la source d'alimentation.

La résistance R qui joint le collecteur du transistor T1 à la base du transistor T2 répercute ce potentiel « négatif » sur la base du transistor T2, lequel se trouve bloqué d'autant plus énergiquement que sa base est, en outre, reliée au pôle « moins » de la source d'alimentation par la résistance R_{b1} .

Nous voyons donc que si l'un des transistors du montage conduit, l'autre transistor se trouve bloqué, mais il nous faut remarquer encore que plus le premier transistor conduit (il est alors saturé), plus le blocage du second est énergétique : les effets réciproques des transistors étant cumulatifs, l'ensemble est donc automatiquement très stable, dans l'un ou l'autre des *deux états possibles du multivibrateur bistable* (correspondant au blocage de l'un des transistors quand l'autre conduit et inversement).

Le basculement du multivibrateur bistable ne peut s'effectuer sans le concours d'une intervention extérieure, c'est-à-dire qu'il est nécessaire d'envoyer une impulsion négative sur les bases des transistors pour provoquer le passage d'un état stable à l'autre.

Envoyons simultanément une forte impulsion négative sur les deux bases des transistors, à travers les diodes semiconductrices qui s'opposent à tout passage de courant d'une base vers l'autre, évitant la mise en parallèle des bases.

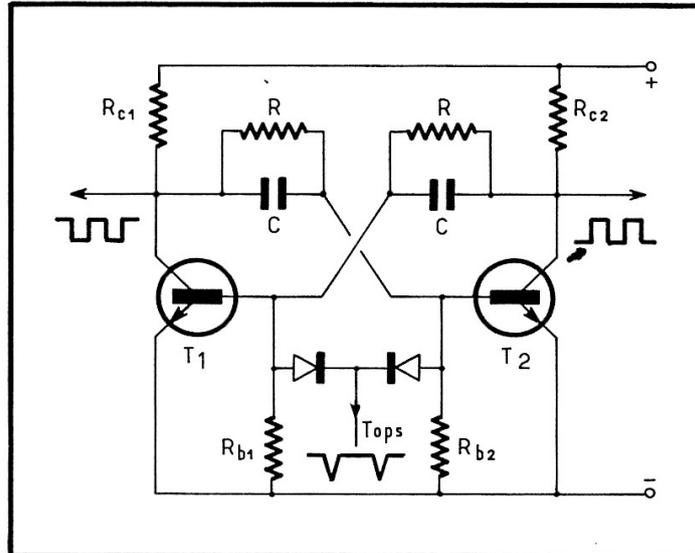
L'impulsion négative est évidemment, sans effet sur le transistor T2 qui était déjà bloqué, sa base étant largement négativement polarisée. Par contre, l'impulsion vient contrebalancer la polarisation positive de la base de T1, provoquant une réduction de l'intensité du courant de collecteur, de ce transistor T1 (sa base étant moins positive, son courant de collecteur est moins important)... En conséquence, le potentiel du collecteur de T1 devient plus positif, cette variation de potentiel est répercutée sur la base du transistor T2 qui devient plus positive (elle était fortement négative, ce qui bloquait T2), voilà qui provoque le déblocage de T2 lequel se met à « conduire ».

L'apparition d'un courant de collecteur dans le transistor T2 entraîne une variation négative du potentiel du collecteur de ce transistor T2, réper-

cutée en une impulsion négative sur la base du transistor T1, par l'intermédiaire du condensateur de liaison C (entre le collecteur de T2 et la base de T1).

Ainsi, l'impulsion négative appliquée simultanément sur les deux bases a pour effet de désaturer le transistor T1 et de débloquent le transistor T2 qui se met à conduire. Comme le transistor T2 apporte une impulsion négative sur la base du transistor T1 qui lui est associé, les effets sont cumulatifs, le transistor T2 passe de l'état saturé à l'état bloqué, alors que le

Fig. 11-7. — Il faut envoyer deux impulsions négatives successives au multivibrateur bistable pour qu'il bascule deux fois, revenant ainsi à son état initial.



transistor T2, initialement bloqué, passe à l'état conducteur. Il s'agit du deuxième état stable.

Il faudra en effet envoyer une deuxième impulsion négative sur les deux bases, par l'intermédiaire des diodes, pour ramener le système au premier état stable.

Comme le montage est rigoureusement symétrique quant aux caractéristiques (transistors, résistances et condensateurs), en envoyant deux impulsions négatives consécutives nous provoquerons deux basculements successifs, ce qui correspond à un cycle complet du multivibrateur bistable. Sur le collecteur de l'un des transistors nous recueillons un signal rectangulaire, réplique de celui qui serait prélevé sur le collecteur de l'autre transistor, mais ces deux signaux rectangulaires sont opposés, puisque correspondant aux deux états stables pris par le montage : il s'agit donc de signaux rectangulaires identiques, mais opposés (nous devrions dire *symétriques* !)

En remarquant encore que deux impulsions ne provoquent qu'une fois le passage d'un transistor par le même état (conducteur ou bloqué), nous n'aurons aucune peine à imaginer pourquoi le multivibrateur bistable est utilisé dans les machines à calculer électroniques pour effectuer la division par 2 ; en envoyant un nombre n d'impulsions sur les bases, chacun des deux transistors passe $n/2$ fois par le même état, le multivibrateur bistable se prête à la division par 2 d'un nombre n d'impulsions.

Si l'un des deux transistors du premier multivibrateur bistable, à son tour, envoie les $n/2$ impulsions sur un montage similaire, il est bien évident que chacun des deux transistors du second multivibrateur, com-

mandé par le précédent, passera $\frac{n/2}{2}$ fois par le même état, donnant à son tour $n/4$ impulsions, le nombre d'impulsions est ainsi divisé par 4...

★★

Nous allons maintenant passer à l'étude d'un autre type de multivibrateur qui diffère des deux premiers que nous avons vus, en étant toutefois une combinaison de ceux-là : il s'agit du multivibrateur monostable.

Multivibrateur monostable

Le multivibrateur monostable ne possède qu'un seul état stable, l'un des deux transistors qui le composent ne peut rester que bloqué, l'autre transistor demeurant conducteur. Un basculement est suivi, immédiatement, par un second basculement qui ramène le multivibrateur dans son état initial stable.

Le schéma du multivibrateur monostable à transistors est reproduit à la figure 11-8. En nous reportant à ce schéma, nous remarquerons sans peine que le montage en question comporte deux transistors $p-n-p$ montés en émetteur commun, mais que le transistor T1, à gauche sur la figure, fonctionne en multivibrateur astable, alors que l'autre transistor T2, à droite sur la figure, fonctionne, lui, en multivibrateur bistable. Nous voyons par là que ce nouveau montage est l'assemblage d'un demi-multivibrateur bistable et d'un demi-multivibrateur astable.

Supposons que le transistor T1 conduise au maximum. La chute de tension dans la résistance de charge de son collecteur est alors maximale, puisque cette résistance de charge est parcourue par le courant de collecteur qui est maximal. Le potentiel du collecteur de T1 est alors nettement négatif, par rapport au potentiel du pôle plus de la source d'alimentation.

Comme la base du transistor T2 est alimentée à partir d'un pont diviseur de tension, entre le collecteur de T1 (soumis à un potentiel relativement négatif) et le pôle moins de la source d'alimentation, le potentiel de la base du transistor T2 est donc relativement négatif, ce qui implique l'existence d'un très faible courant de base dans le transistor T2, lequel est donc bloqué.

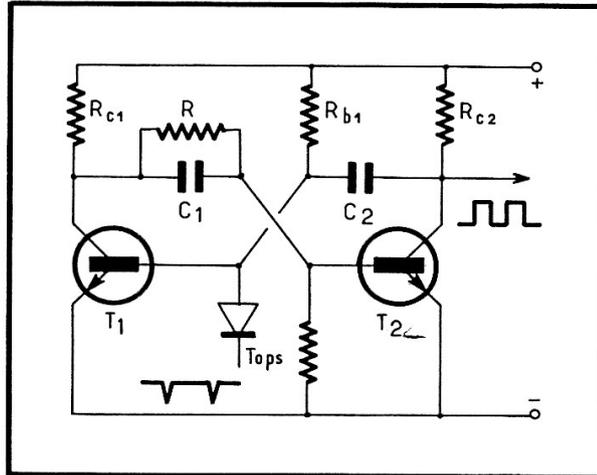
Nous voyons par là que, si le transistor T1, fonctionnant en multivibrateur astable, est conducteur, le transistor T2, fonctionnant en multivibrateur bistable, est, lui, bloqué.

Envoyons une impulsion négative sur la base du transistor T1, par l'intermédiaire de la diode, de l'unique diode que comporte le montage (comparativement au multivibrateur bistable). L'impulsion négative a pour effet de rendre plus négatif le potentiel de la base du transistor T1, il en résulte une diminution du courant de base de ce transistor, par conséquent une réduction correspondante de l'intensité de son courant de collecteur. Une diminution du courant de collecteur amène automatiquement une réduction de la chute de tension au long de la résistance de charge R_{c1} , qui charge le collecteur de T1 et qui est parcourue par le courant de

collecteur. De ce fait, le potentiel de collecteur de T1, qui était nettement négatif par rapport au potentiel du pôle plus de la source d'alimentation, devient plus positif qu'il l'était initialement, conséquence de l'envoi de l'impulsion négative sur la base de T1.

Ainsi, le potentiel du collecteur du transistor T1 devient plus positif. Il est bien évident que cette variation positive de potentiel est répercutée sur la base du transistor T2, par l'intermédiaire du pont diviseur qui alimente la base de T2 : le potentiel de la base de T2 devient plus positif.

Fig. 11-8. — Une impulsion négative fait basculer le multi-vibrateur monostable, lequel revient très vite à son état initial.



Initialement, le transistor T2 était bloqué, puisque sa base était soumise à un potentiel relativement négatif. Voici que ce potentiel de base devient plus positif : le transistor T2 se débloque, se met à conduire, un courant de collecteur prend naissance en lui.

Quelle va être l'incidence de cette apparition de courant de collecteur dans T2?

La chute de tension, dans la résistance de charge du collecteur du transistor T2 était nulle, tant que ce transistor T2 était bloqué.

Voici qu'existe maintenant un courant de collecteur dans T2, la chute de tension au long de la résistance de charge qui alimente son collecteur n'est plus nulle, le potentiel du collecteur de T2 devient alors plus négatif qu'il ne l'était.

Cette variation négative de potentiel du collecteur de T2 est répercutée sur la base de l'autre transistor T1, laquelle a reçu tout à l'heure l'impulsion négative ayant pour effet de réduire l'intensité du courant de collecteur du transistor T1, initialement conducteur au maximum. La variation négative répercutée sur la base du transistor T1, provenant du déblocage de T2, vient ajouter son effet à celui de l'impulsion négative de commande du système (envoyée par la diode sur la base de T1).

La base du transistor T1 devenant de plus en plus négative, voilà qui accentue rapidement la diminution du courant de base du transistor T1, lequel passe de l'état conducteur initial à l'état de blocage, alors que le transistor T2, de son côté, passe très vite de l'état bloqué à l'état conducteur.

Mais ce nouvel état n'est qu'éphémère, car le condensateur, qui relie le collecteur de T2 à la base de T1, s'est chargé d'électricité; mais il va

maintenant restituer cette quantité d'électricité à travers la résistance d'alimentation de la base de T1, tout comme dans le cas du multivibrateur astable. Il apparaît alors, dans cette résistance de base de T1, un courant électrique de décharge qui engendre une chute de tension ayant pour effet de ramener la base de T1 à un potentiel plus positif que celui qui correspondait à l'état bloqué du transistor T1, lequel se remet à conduire... ce qui provoque l'apparition d'un courant de collecteur dans T1, donc une variation négative du potentiel de son collecteur, répercutée sur la base du transistor T2. La base de T2 devenant plus négative, les effets sont, là encore, cumulatifs, le transistor T2 va se bloquer alors que le transistor T1 va reprendre son état conducteur.

Le multivibrateur monostable présente donc cette particularité de basculer lorsqu'une impulsion négative lui est envoyée, mais il revient très vite à son état initial stable (T1 conducteur, T2 bloqué) jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion vienne provoquer de nouveau le même phénomène.

Multivibrateur bistable et multivibrateur monostable

De ce que nous venons de voir, au sujet de ces deux multivibrateurs, nous pouvons très facilement dresser un petit parallèle entre eux.

Le multivibrateur bistable bascule, mais reste stable dans le nouvel état qu'il prend, lorsqu'une impulsion positive est appliquée simultanément sur les bases des deux transistors qui le constituent.

En revanche, le multivibrateur monostable bascule pour revenir très vite dans son état initial.

Chez l'un comme chez l'autre de ces deux multivibrateurs, les signaux sortie, que nous prélevons sur le collecteur de l'un des deux transistors qui composent les multivibrateurs, sont évidemment des signaux rectangulaires, puisque les transistors passent de l'état bloqué à l'état conducteur et inversement.

Dans le multivibrateur bistable, une série de tops, succession d'impulsions très brèves, fait apparaître sur les collecteurs des transistors des signaux rectangulaires symétriques, lorsque les caractéristiques des composants (transistors, résistances et condensateurs) sont, bien entendu, symétriques. Le cycle des signaux rectangulaires produits est déterminé par les intervalles de temps qui séparent deux impulsions consécutives, phénomène qui est graphiquement schématisé à la figure 11-9.

Si la série de tops est parfaitement régulière, nous obtiendrons des signaux rectangulaires symétriques au niveau des collecteurs des transistors. Ces signaux sont, de plus, symétriques entre eux, puisque lorsque l'un des deux transistors du montage conduit, l'autre se trouve alors bloqué.

Pour ce qui est du multivibrateur monostable, lequel revient à son état initial très vite après le basculement provoqué par l'envoi d'une impulsion, nous imaginons sans peine qu'une série de tops va engendrer l'apparition, au niveau du collecteur du transistor T2 (fig. 11-10), d'une série d'impulsions de forme rectangulaire, laquelle constitue un signal rectangulaire. Mais nous ne pourrions dire de ce signal qu'il sera simple-

Fig. 11-9. — Les signaux recueillis sur les collecteurs des transistors qui constituent le multivibrateur bistable sont des signaux rectangulaires dissymétriques, mais symétriques entre eux.

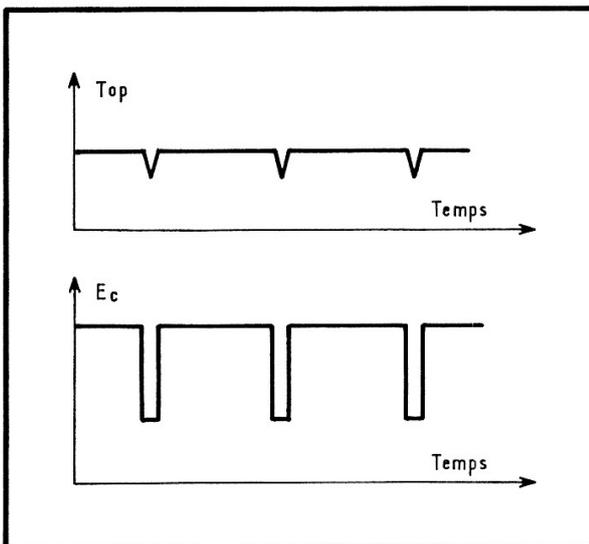
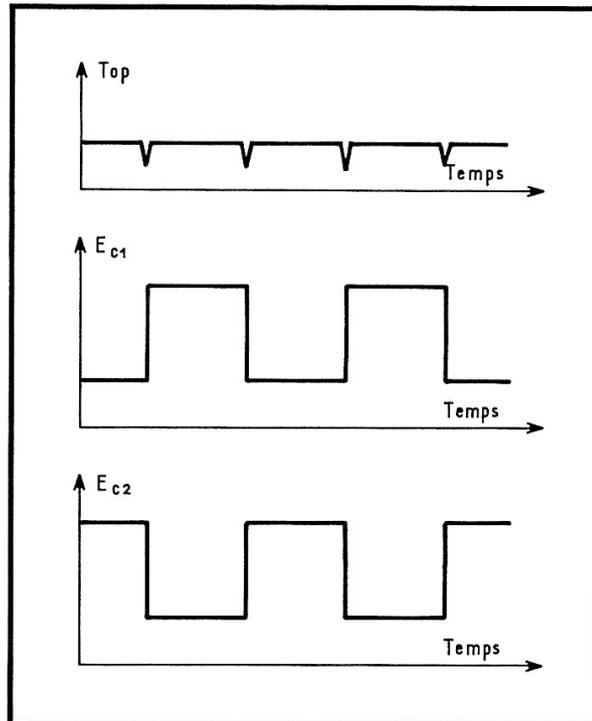
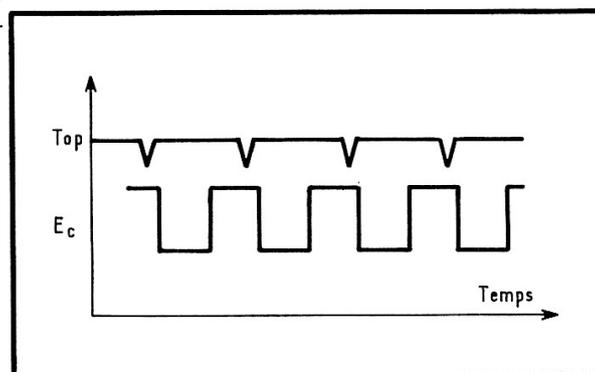


Fig. 11-10. — Le multivibrateur monostable transforme en signal rectangulaire dissymétrique une série de tops.

Fig. 11-11. — Le multivibrateur monostable peut transformer en signal rectangulaire symétrique une série de tops, si la cadence de ces tops coïncide avec le cycle du multivibrateur.



ment dissymétrique, dans la plupart des cas, car les impulsions de forme rectangulaire apparaissant au niveau du collecteur du transistor T2 étant commandées par la cadence des tops envoyés sur la base du transistor T1, le cycle, c'est-à-dire la période de temps qui sépare deux impulsions rectangulaires consécutives, est imposé, gouverné par le cycle des tops (fig. 11-11). Pour que le signal rectangulaire recueilli au niveau du collecteur de T2 soit symétrique, il est nécessaire que le temps qui sépare deux tops successifs soit exactement le double du temps pendant lequel le transistor T2 reste ou bloqué, ou conducteur. A ce moment-là, entre deux tops consécutifs, s'écoule un temps qui correspond à la durée d'un état bloqué et d'un état conducteur du transistor T2. Comme la durée de ces états est alors la même, le signal rectangulaire naissant au niveau du collecteur du transistor T2 est, en ce cas, nécessairement symétrique (définition exposée au début de ce chapitre).

★★

Nous allons maintenant passer au dernier des montages multivibrateurs que nous étudierons, dans le cadre de cet ouvrage, il s'agit du trigger.

Trigger

Le trigger fait appel à deux transistors du type $p-n-p$ montés en émetteur commun, comme les précédents multivibrateurs. Mais le trigger possède cette propriété très particulière de basculer pour occuper l'un ou l'autre des deux états stables (correspondant à l'état bloqué d'un transistor, l'autre étant conducteur, ou inversement) lorsque la tension d'un signal injecté dans la base du transistor de commande atteint, ou dépasse, deux valeurs fixées, supérieure et inférieure. *Le trigger reste stable quelle que soit la valeur de la tension du signal injecté, mais bascule uniquement lorsque cette tension atteint, ou franchit, les deux valeurs particulières, supérieure et inférieure, qui sont les tensions-seuils de basculement.*

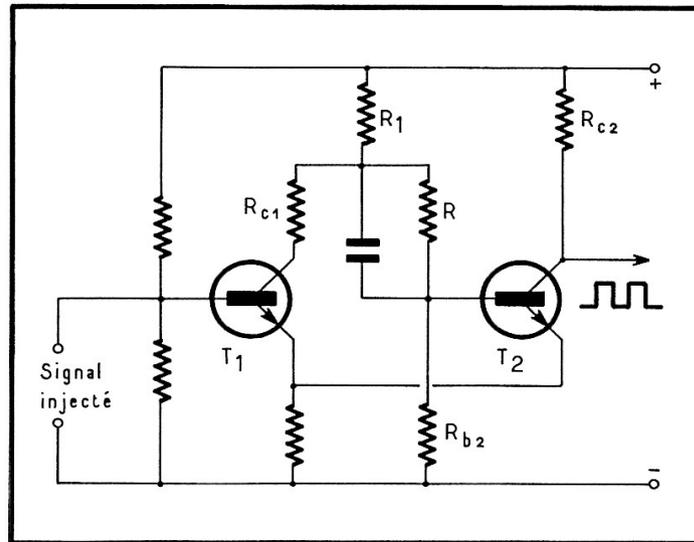
Autrement dit, lorsque le système est initialement stable, dès que la tension du signal injecté, tension variable, atteint et franchit la valeur particulière supérieure, il y a basculement. Le nouvel état occupé, stable, restera stable jusqu'à ce que la tension du signal injecté atteigne et franchisse la valeur particulière inférieure, il y aura alors un nouveau basculement. Mais le nouvel état est également stable, ce n'est que lorsque la tension variable du signal injecté atteindra et franchira la valeur particulière supérieure, qu'un nouveau basculement s'effectuera...

Reportons-nous au schéma de la figure 11-12. Nous y rencontrerons deux transistors $n-p-n$ montés en émetteur commun. Nous remarquerons que l'alimentation de la base du transistor T1 est effectuée à partir d'un pont diviseur entre les pôles plus et moins de la source d'alimentation. Quant à la base du transistor T2, elle est effectuée également à partir d'un pont diviseur, mais il faut noter que la résistance R1 de ce pont diviseur est commune pour l'alimentation de la base du transistor T2 et celle du collecteur de l'autre transistor (T1).

Les émetteurs des deux transistors sont connectés, réunis au pôle moins de la source d'alimentation par une résistance commune.

Supposons que le transistor T1 soit initialement bloqué, que sa base ne soit pas alors suffisamment positive par rapport à son émetteur pour qu'il soit conducteur : son courant de collecteur est nul, dans ces conditions. Mais que le signal injecté entre sa base et son émetteur vienne rendre sa

Fig. 11-12. — Les émetteurs des transistors n-p-n du trigger sont alimentés par une résistance commune.



base suffisamment positive pour le débloquent, immédiatement un courant de collecteur prend naissance en lui occasionnant une variation négative du potentiel de son collecteur. Cette variation négative est répercutée sur la base du transistor T2, lequel transistor était initialement conducteur (puisque T1 était, de son côté, bloqué). Voilà qui provoque une réduction du courant de collecteur de T2, par là même une réduction de courant de son émetteur. (L'intensité du courant d'émetteur d'un transistor n'est-elle pas la somme des intensités des courants de base et de collecteur?) La réduction du courant d'émetteur du transistor T2 provoque, c'est bien évident, une diminution de la chute de tension dans la résistance commune des deux émetteurs, parcourue par les courants des émetteurs, ce qui a pour effet de rendre ces derniers plus négatifs.

Les émetteurs étant plus négatifs, le transistor T1, qui venait de commencer à conduire, puisque sa base avait été rendue positive par rapport à son émetteur, ou, ce qui est la même chose, son émetteur avait été rendu plus négatif par rapport à sa base, le transistor T1 se met donc à conduire d'autant plus. Les effets étant cumulatifs, il va donc arriver un moment où le transistor T1, initialement bloqué, qui s'est mis à conduire, va passer à l'état conducteur au maximum. Par contre le transistor T2, de l'état conducteur, passe à l'état bloqué : c'est le basculement.

Cet état est stable, car une variation encore plus positive de la base du transistor T1 ne saurait qu'accroître l'ampleur du phénomène : T1 est maintenant conducteur, T2 est bloqué.

Imaginons maintenant que la tension variable du signal injecté devienne moins positive, autrement dit plus négative au point d'atteindre une valeur telle qu'elle provoque alors une réduction du courant de collecteur du transistor T1, lequel devient moins conducteur. Mais cette réduction de l'intensité de courant de collecteur de T1 fait que le potentiel du collecteur

de T1 devient plus positif (chute de tension moins importante dans la résistance qui alimente le collecteur de T1 et, bien sûr, la base de T2 par le pont diviseur).

Le potentiel de la base de T2 était franchement négatif, ce qui entraînait le blocage de T2; il devient plus positif, ce qui fait que le transistor T2, bloqué qu'il était recommence à conduire. L'apparition d'un courant de collecteur dans T2, donc d'un courant d'émetteur, amène une variation de la chute de tension dans la résistance commune aux deux émetteurs : le

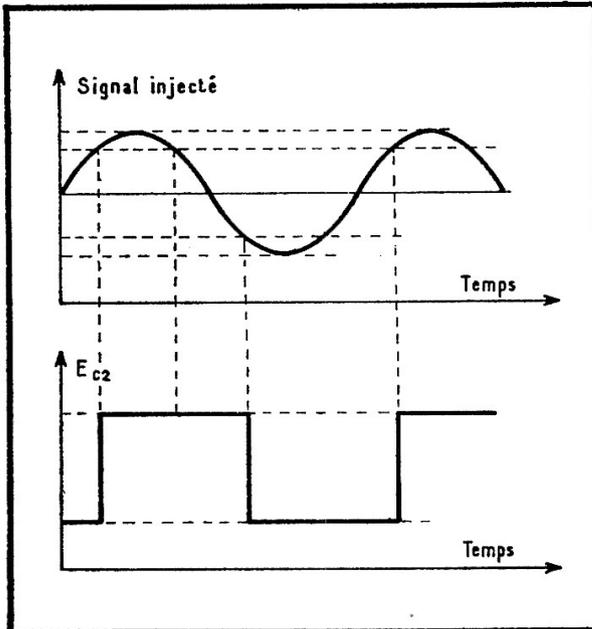


Fig. 11-13. — Le trigger met en forme rectangulaire un signal sinusoïdal.

potentiel de ces deux électrodes connectées devient plus positif. Il en résulte une diminution du courant de collecteur dans le transistor T1 qui, de conducteur qu'il était précédemment, va bientôt se retrouver bloqué. Ce nouvel état est stable, toute variation négative de la tension du signal injecté à l'entrée, au-delà de la valeur qui a déclenché le dernier basculement, ne peut que renforcer la stabilité du système.

Le trigger, en raison de la forme rectangulaire des signaux recueillis sur le collecteur du transistor T2, permet de transformer en signal rectangulaire un signal de forme sinusoïdale qui lui est injecté, à condition que les valeurs extrêmes prises par la tension du signal injecté dépassent, en grandeur, les valeurs inférieure et supérieure requises pour les deux basculements du système (fig. 11-13).

Voilà que nous avons vu les principaux montages multivibrateurs ; nous rappellerons, ci-dessous, les variantes qui les caractérisent.

Le *multivibrateur astable* bascule sans cesse, indéfiniment.

Le *multivibrateur bistable* bascule, passant d'un état stable à l'autre état, également stable, lorsqu'il reçoit une impulsion positive.

Le *multivibrateur monostable* ne connaît qu'un état de stabilité ; une impulsion le fait basculer, mais il reprend aussitôt son état stable.

Le *trigger* reste stable en l'un ou l'autre de ses deux états, quelle que soit la valeur de la tension du signal injecté, mais bascule uniquement lorsque cette tension atteint et franchit les deux valeurs particulières, supérieure et inférieure, qui sont les tensions-seuils de basculement.

DIFFERENTES SORTES DE TRANSISTORS

Si nous n'avons parlé, au cours des précédents chapitres, que de transistors du type *n-p-n* et du type *p-n-p*, nous devons savoir qu'il existe, en outre, plusieurs sortes de transistors, différant quant aux procédés d'élaboration et de structure, et destinés par là même à des utilisations variées.

C'est ce que nous vous proposons de voir maintenant.

Monocristal et monocristal enrichi

C'est à partir de cristaux métalliques, réalisés artificiellement, que sont fabriqués les transistors.

Le monocristal est un cristal qui ne comporte que des atomes d'un seul corps constitutif, autrement dit c'est un cristal d'un corps rigoureusement pur (monocristal de germanium, de silicium, etc.). La structure atomique d'un monocristal est d'une harmonie parfaite, en ce sens que les liaisons existant entre les atomes d'un monocristal sont d'une régularité absolue (se reporter au chapitre I).

Nous préciserons, à titre de curiosité, qu'un monocristal, réputé comme pur, ne compte pas plus de l'ordre de dix atomes étrangers pour un milliard d'atomes du corps constitutif de ce monocristal. Voilà pour montrer que le germanium, le silicium, qui entrent dans la fabrication des semiconducteurs, des transistors, doivent être initialement d'une pureté absolue.

Mais le monocristal ne possède pas, tel quel, de propriétés semiconductrices, il est même un très mauvais conducteur de l'électricité. Il faut lui incorporer des impuretés, des « dops », sous la forme d'atomes d'un autre corps, pour que le *monocristal enrichi* possède les propriétés semiconductrices requises, en vue de l'élaboration de diodes et transistors. C'est de l'apport des dops, en quantités convenablement dosées, que dépendent et le type (*p* ou *n*) et la conductibilité, nous devrions dire la semiconductibilité, du monocristal enrichi, semiconducteur.

Nous ajouterons, pour la curiosité, qu'il faut enrichir, par exemple, un monocristal de germanium à raison d'environ un atome d'arsenic pour 40 millions d'atomes de germanium, pour que ce monocristal de germanium devienne semiconducteur du type n ...

Voilà qui laisse à penser combien sont difficiles et délicates les opérations de fabrication de semiconducteurs, les prouesses réalisées sont tout à l'honneur des physiciens, chimistes et électroniciens...

Dans la pratique, il est d'abord procédé à la *purification* du corps de base (germanium, silicium) à partir duquel seront fabriqués les semiconducteurs. Il faut commencer par débarrasser le corps de base des atomes étrangers (impuretés), avant de lui incorporer, volontairement cette fois et en quantité convenable, d'autres impuretés qui vont lui donner les propriétés semiconductrices désirées.

Après la purification, vient la *cristallisation*, opération qui régularise, qui ordonne la structure atomique du cristal de métal pur, aboutissant à l'obtention d'un monocristal, au sein duquel les liaisons entre atomes sont d'une harmonie parfaite.

Enfin il est procédé à l'*enrichissement* en dops du monocristal, pour donner à ce dernier les propriétés semiconductrices désirées.

Disposant alors de corps semiconducteurs du type p ou du type n , selon la nature des dops d'enrichissement, il suffit d'assembler des pastilles de corps semiconducteurs, en plaçant par exemple une pastille du type n en sandwich entre deux pastilles du type p , pour obtenir un transistor $p-n-p$, en munissant les pastilles d'électrodes, fils de connexion nécessaires pour l'utilisation dans les montages, monter enfin le tout dans un boîtier hydrofuge.

Mais il est bien évident que les procédés les plus modernes d'usinage, par lesquels on peut obtenir les pastilles semiconductrices, amènent obligatoirement des pertes importantes, inadmissibles même, du corps semiconducteur si précieux, c'est le mot juste. De tels procédés mécaniques ne sont pas utilisés, c'est à d'autres techniques qu'il est fait appel. Nous allons les passer en revue rapidement.

Transistors à alliage

Un transistor est constitué par un empilage de trois éléments semiconducteurs. Si nous partons d'un élément semiconducteur du type n , lequel constituera la base d'un transistor $p-n-p$, et que nous fassions ensuite pénétrer dans deux zones opposées de cette base des dops appropriés, la présence de ces dops d'enrichissement fera apparaître, dans la base du type n , deux zones du type p , le tout constituant un transistor $p-n-p$ (fig. 12-1).

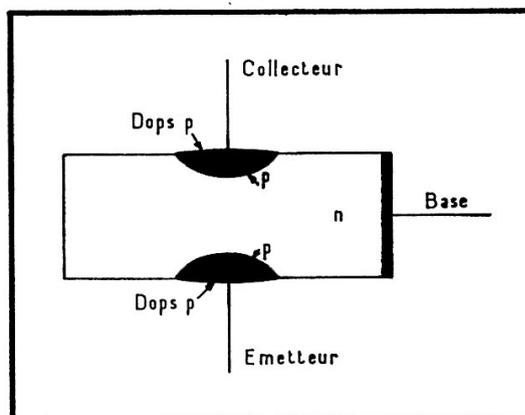
Il va sans dire qu'à partir d'un élément p , qui serait la base, dans lequel nous créerions artificiellement deux zones n , nous obtiendrions, de la même manière, un transistor $n-p-n$.

Dans les deux zones, artificiellement créées, nous aurons en quelque sorte l'*alliage* du métal constitutif de la base avec le métal apporté, d'où le terme de *transistor par alliage*.

Dans la pratique, sans vouloir dire que cela soit si facile qu'il le

paraissent, nous dirons que le procédé usuel est commode. Partant d'une pastille de germanium de type n (la base), on effectue le dépôt, sur les deux faces opposées de la pastille, de deux pastilles d'indium qui sont chauffées, très rapidement, à quelque 600°C . L'indium fond à cette température ; ses atomes s'introduisent dans la pastille de germanium (la base) qui ne fond qu'à une température plus élevée (940°C). On pourrait croire, en raison de l'écart des températures de fusion (600 à 940°C), que les atomes d'indium ne sauraient pénétrer à l'intérieur de la pastille

Fig. 12-1. — La pénétration de dops p fait apparaître, dans la pastille n , deux zones p : on obtient ainsi un transistor par alliage du type $p-n-p$.



de germanium... Il en est tout autrement : la pénétration s'effectue fort aisément, grâce à l'agitation thermique importante des électrons à de telles températures. Rappelons-nous avoir vu, au cours du chapitre I, que les électrons, loin d'être immobiles, gravitent inlassablement sur les orbites qu'ils décrivent autour des noyaux des atomes. L'élévation de température fait augmenter la vitesse des électrons. Cette effervescence « débordante » permet les échanges entre le germanium et l'indium ; il apparaît alors deux zones d'alliage (germanium n et indium p) sur les faces opposées de la pastille n de la base, voilà qui constitue un transistor $p-n-p$ à alliage.

L'opération, c'est bien naturel, exige de très grandes précautions quant à l'observation rigoureuse du temps de chauffe, de la température exacte, du temps et des conditions de refroidissement...

Les transistors à alliage, on dit encore transistors par fusion, conviennent à la plupart des usages, sauf pour des fréquences élevées, mais ne se prêtent, en outre, qu'à l'amplification de faible puissance.

Nous nous devons encore de formuler une remarque particulière au sujet de la zone qui correspond au collecteur, en précisant que cette remarque est valable pour tous les transistors, quels qu'ils soient.

C'est le collecteur qui est, dans la majeure partie des cas, l'électrode de sortie du transistor ; c'est au niveau du collecteur que se fait, généralement, le prélèvement du signal sortie. Le courant de collecteur étant important, en intensité, les dimensions du collecteur doivent être importantes, comparativement à celles de la base et de l'émetteur.

Transistors par diffusion

Au lieu de déposer de l'indium sur les deux faces de la pastille du corps semiconducteur, pastille qui deviendra la base du transistor, après

que nous aurons fait pénétrer de l'indium, par fusion, dans cette base en créant ainsi les deux zones correspondant à l'émetteur et au collecteur, nous pouvons opérer différemment.

Portons la pastille du corps semiconducteur (la base) à une température voisine de son point (température) de fusion, mais maintenons la pastille à cette température, pendant un certain temps, dans un four, au contact d'une atmosphère de gaz chargée en vapeurs d'une solution d'un sel métallique (fig. 12-2) : nous ferons pénétrer, dans la pastille de la base, des atomes du métal apporté sous forme de vapeur, par le gaz emprisonné dans le four, d'où création d'une zone *d'alliage par diffusion* à la surface de la pastille qui se trouve placée au contact de l'atmosphère chargée en vapeurs. C'est en effet par *diffusion* que des atomes du métal d'apport, en phase vapeur, pénètrent dans la pastille qui deviendra la base du transistor en cours d'élaboration.

C'est en dosant convenablement la teneur en impuretés, en dops, de l'atmosphère du four, la température et le temps de diffusion, que l'on détermine avec précision le taux de pénétration, dans la base, des atomes du métal apporté, parvenant ainsi à la fabrication de *transistors par diffusion*.

Il est commode, par un tel procédé, de réaliser des pastilles d'un corps semiconducteur (bases) de grandes dimensions, enrichies avec des dops (émetteurs et collecteurs), sur des surfaces importantes. De tels transistors admettent volontiers des courants d'intensité plus élevée que les transistors par alliage, leurs puissances nominales seront donc plus grandes que celles des autres :

Les transistors de puissance sont des transistors par diffusion.

Limitation des possibilités des transistors

Nous savons que, dans un transistor de type *p-n-p*, le courant électrique, qui traverse ce transistor, entre par l'émetteur pour sortir par la base et par le collecteur (fig. 12-3). Dans un transistor *n-p-n*, c'est l'inverse qui se passe : le courant électrique entre par la base et par le collecteur pour sortir par l'émetteur (fig. 12-3). Mais, ceci est valable chez les deux types *p-n-p* et *n-p-n*, l'intensité du courant d'émetteur est la somme des intensités des courants de base et de collecteur.

Dans le transistor *p-n-p*, le courant entre par l'émetteur, se partageant entre le courant de base et le courant de collecteur : la base est donc traversée par le courant de base, qui sort par la base, mais également par le courant de collecteur, qui doit franchir la base avant de gagner le collecteur pour sortir du transistor par cette électrode (fig. 12-3).

Un raisonnement analogue au sujet du transistor *n-p-n* aboutirait à cette même déduction que la base est parcourue par les deux courants de base et de collecteur, qui se réunissent, dans son émetteur, pour former le courant d'émetteur, lequel sort du transistor par cette électrode (fig. 12-3).

Dans les deux types, *p-n-p* et *n-p-n*, la base d'un transistor est donc traversée par les deux courants de base et de collecteur. La base n'est pas franchie instantanément, les porteurs de charges élémentaires d'élec-

tricité négative (électrons) et positive (lacunes) dont le *transfert* constitue le courant électrique, ne se déplacent qu'à une vitesse voisine de 40 mètres par seconde. Cette vitesse, qui paraît grande à nos yeux, s'avère très insuffisante aux fréquences élevées des signaux alternatifs que nous devons amplifier, le plus souvent, avec nos transistors.

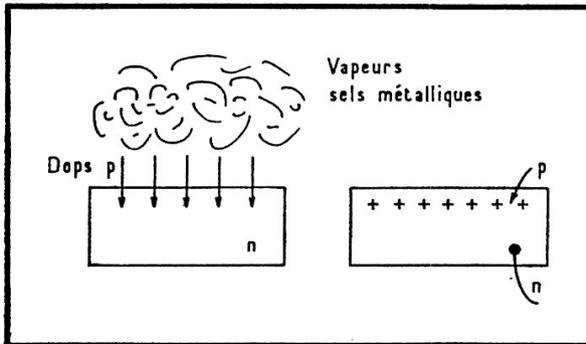
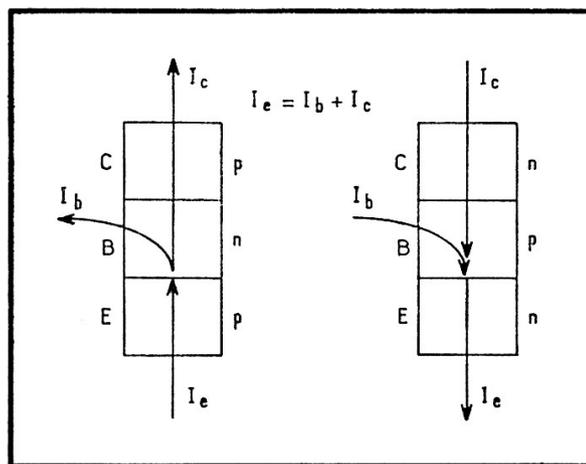


Fig. 12-2. — C'est par diffusion que l'on fait pénétrer, dans la plaquette n, les dops p apportés sous forme de vapeurs de sels métalliques.

Fig. 12-3. — La base d'un transistor, que ce dernier soit du type p-n-p ou du type n-p-n, est toujours traversée à la fois par le courant de base et par le courant de collecteur.



Pour traverser la base d'un transistor, les électrons (et lacunes) mettent un certain temps appelé *temps de transit*. Par exemple, traverser une base, dont l'épaisseur est de 1/10^e de millimètre, leur demande 2,5 microsecondes, soit 2,5 millionnièmes de seconde. Ce temps peut nous paraître bien insignifiant, mais considérons un signal alternatif de fréquence de un mégahertz seulement (1 MHz = 1 000 000 Hz), correspondant à une longueur d'onde de 300 mètres. Cette fréquence de 1 MHz est dérisoirement « basse » devant les fréquences de plusieurs centaines et même plusieurs milliers de mégahertz usitées dans la technique d'aujourd'hui (liaisons radio sur ondes ultra-courtes, radar, satellites, etc.). Un signal alternatif sur 1 MHz oscille déjà à raison de un million de fois par seconde : sa période, durée d'une oscillation complète, est donc de un millionième de seconde, une microseconde... temps déjà bien important devant les 2,5 microsecondes du temps de transfert des électrons (et lacunes) dans une base de 0,1 mm d'épaisseur.

Voilà qui explique bien pourquoi les possibilités des transistors sont limitées en fréquence, en raison du temps de transfert des porteurs de charges élémentaires d'électricité (électrons et lacunes).

Il serait donc impossible de « monter » en fréquence avec des transistors, sans prendre des précautions particulières de conception, il faut réaliser des transistors spéciaux...

Pour pallier les inconvénients dus au temps de transfert trop long aux fréquences élevées, il est bien naturel de songer à *amincir la base*, réduire son épaisseur au minimum compatible, écourtant par là le temps mis par les électrons (et lacunes) à la franchir.

Malheureusement le bénéfice d'une telle opération s'accompagne, en revanche, d'inconvénients que nous devons à l'existence des *capacités parasites* dans les transistors.

Voyons ce qu'on entend par capacités parasites :

Un transistor est constitué par un empilage de trois électrodes : émetteur, base et collecteur. Il existe, entre les électrodes, des capacités dites capacités parasites, puisque les électrodes sont disposées en sandwich, à l'image des armatures d'un condensateur, qui est formé d'armatures conductrices du courant électrique, parallèles, séparées par des couches d'un corps non conducteur de l'électricité. Les capacités inter-électrodes, capacités parasites, se comportent vis-à-vis des signaux alternatifs, auxquels sont soumis les transistors, comme des condensateurs.

La capacité C d'un condensateur est exprimée par la formule :

$$C = \frac{k S}{4 \pi e}$$

Dans laquelle :

k est le coefficient diélectrique de la couche intermédiaire non conductrice,

S est la surface des armatures,

e est l'épaisseur de la couche non conductrice,

π est 3,1416...

Un simple coup d'œil sur cette formule nous montre que plus la surface S des armatures est petite, plus la capacité C du condensateur est faible ; mais, par contre, plus l'épaisseur e de la couche diélectrique qui sépare les armatures est grande, plus la capacité C du condensateur est faible.

Pour que la capacité d'un condensateur soit petite, il faut donc que la surface de ses armatures soit petite, mais que l'épaisseur de la couche isolante qui sépare ses armatures soit importante.

Nous savons que le condensateur est perméable au courant électrique alternatif. Il offre, au passage de ce courant alternatif, une certaine résistance apparente, appelée capacitance, dont la valeur Z est donnée par l'expression :

$$Z = \frac{1}{2 \pi f C}$$

dans laquelle :

f est la fréquence du courant alternatif,

C est la capacité du condensateur,

π est 3,1416.

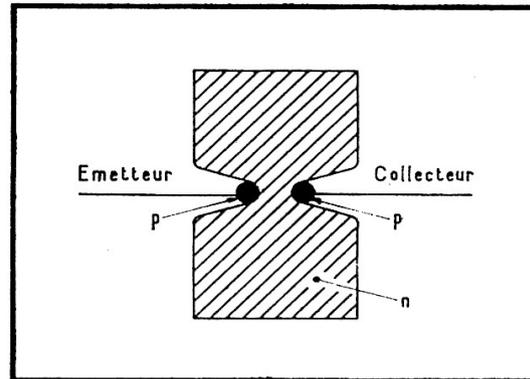
Comme cette capacitance Z est inversement proportionnelle à la fréquence du courant alternatif, plus la fréquence de ce courant est élevée, plus l'impédance Z est faible. Un condensateur présente donc une résis-

tance au passage du courant alternatif qui diminue au fur et à mesure que s'élève la fréquence des signaux alternatifs auxquels il est soumis.

Revenons-en aux capacités parasites de nos transistors.

Au fur et à mesure que nous montons en fréquence, l'impédance des capacités parasites, comme celle de tout condensateur, diminue. Les transistors se laisseront d'autant plus facilement traverser par les courants alter-

Fig. 12-4. — Le transistor à couche de barrage : voici une solution au problème qui consiste à amincir la base tout en réduisant les surfaces de contact de la base avec l'émetteur et avec le collecteur.



natifs (signaux qu'ils ont à amplifier) que la fréquence de ces courants sera élevée. Cette perméabilité aux courants de haute fréquence se traduit par une sorte de « fuite » en H. F., une altération du fonctionnement, du rendement des transistors dans le cas de signaux H. F. ; on dit que les transistors se comportent mal en haute fréquence. Il importe donc de pallier ces inconvénients, de chercher à minimiser les effets des capacités parasites dans les transistors.

Pour rendre ces derniers moins sensibles aux effets des courants de haute fréquence, il importe que l'impédance présentée par leurs capacités parasites soit aussi grande que possible, pour qu'ils offrent ainsi une très forte résistance au passage des courants alternatifs. Il est donc souhaitable que la valeur des capacités parasites reste extrêmement faible, puisque l'impédance offerte par elles aux courants alternatifs est inversement proportionnelle à la capacité qu'elles représentent.

Or, nous venons de découvrir, au sujet du temps de transfert des électrons et lacunes, qu'il y a intérêt à amincir la base des transistors pour améliorer le comportement de ces derniers aux fréquences élevées. Amincir la base correspond à réduire l'espace entre l'émetteur et le collecteur ; c'est du même coup, nous le savons, réduire l'épaisseur de la couche séparant les armatures des condensateurs parasites, c'est donc augmenter la valeur des capacités parasites. Voilà qui est bien fâcheux : l'amincissement de la base, favorable pour ce qui est de remédier aux effets du temps de transfert des électrons, s'accompagne d'une augmentation de la valeur des capacités parasites des transistors, c'est perdre d'un côté le bénéfice acquis de l'autre...

Voyons s'il est possible d'intervenir, en contrepartie, sur la valeur des capacités parasites, qui augmente lorsque nous réduisons l'épaisseur de la base.

Nous savons que la capacité d'un condensateur dépend de la surface des armatures qui constituent ce condensateur : lorsque la surface des armatures d'un condensateur est petite, la capacité de ce condensateur est également petite.

Il convient donc d'essayer, en l'occurrence, de réduire la surface des « armatures » des capacités parasites ; il faut s'ingénier à réduire les surfaces des émetteurs et des collecteurs par rapport à la base, c'est ce qui se réalise dans la pratique, comme nous allons le voir, pour les transistors à couche de barrage.

Transistors à couche de barrage

Par des artifices spéciaux, reposant sur les lois de l'électrolyse, on creuse, de chaque côté de la base, une sorte de cratère (fig. 12-4). La précision technique est remarquable : on peut, de cette façon, obtenir des bases dont l'épaisseur n'est que de deux millièmes de millimètre, entre les creux des cratères. On dépose ensuite un peu d'indium au fond de ces cratères, obtenant ainsi un transistor $p-n-p$.

Le but recherché est atteint : la base est très mince et cependant les surfaces de contact avec l'émetteur et le collecteur sont considérablement réduites.

Les transistors à couche de barrage fabriqués selon cette technique sont utilisables à des fréquences atteignant 100 MHz.

Transistors à double diffusion

Un autre procédé, encore supérieur quant aux résultats, consiste à prendre une plaquette d'un corps semiconducteur du type p et à lui faire subir l'opération de diffusion, pour faire pénétrer dans cette plaquette les dops qui vont créer les zones aux propriétés semiconductrices désirées.

La plaquette de semiconducteur p , portée à une température voisine de son point de fusion, est soumise à l'action de l'atmosphère du four, atmosphère qui est chargée en vapeurs de sels métalliques des deux types p et n , apportant donc des atomes donneurs d'électrons (n) et accepteurs d'électrons (p). Or, les donneurs d'électrons (n) pénètrent plus facilement au sein de la plaquette (p) que les accepteurs d'électrons (p) car les donneurs ont une vitesse de pénétration supérieure à celle des accepteurs (fig. 12-5).

Il en résulte la formation d'une très mince couche n , plus profondément dans la plaquette p , que la couche p qui se crée au voisinage immédiat de la paroi de la plaquette, laquelle était en contact direct avec l'atmosphère du four, chargée en vapeurs métalliques des corps donneurs (n) et accepteurs (p).

Ainsi, partant d'une plaquette p nous obtenons un transistor $p-n-p$.

Nous ajouterons que la couche n qui s'est formée au cœur de la plaquette, couche qui devient la base (n) du transistor $p-n-p$, est remarquablement mince : son épaisseur est de l'ordre du millième de millimètre, ce qui permet aux *transistors à double diffusion* d'être utilisables à des fréquences de 400 MHz.

Revenons aux capacités parasites gênantes.

Nous avons montré qu'il est tout indiqué de chercher à réduire les capacités parasites, pour améliorer le comportement du transistor aux fréquences élevées.

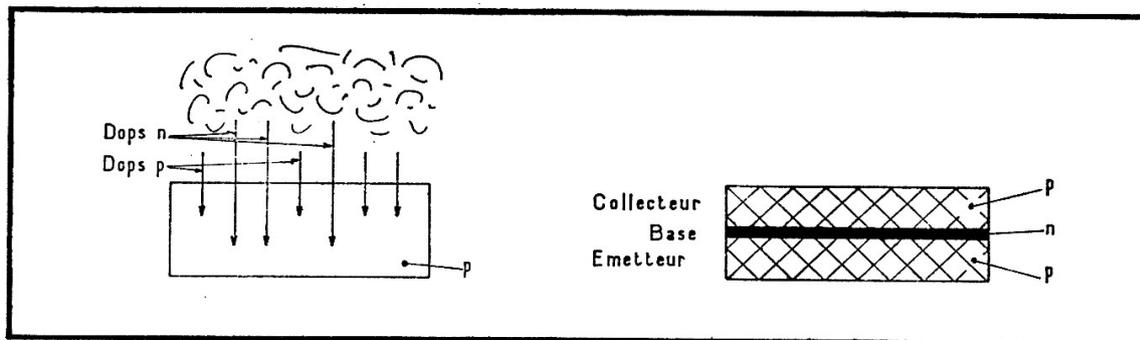


Fig. 12-5. — Partant d'une pastille p , on obtient, par le procédé de double diffusion, un transistor $p-n-p$.

Nous savons que la capacité d'un condensateur est inversement proportionnelle à l'épaisseur de la couche qui isole ses armatures : plus cette couche est épaisse, plus faible est la capacité du condensateur.

Nous allons voir qu'il est possible de réduire les capacités parasites en espaçant l'émetteur et le collecteur d'un transistor, tout en respectant la mince épaisseur de la base, c'est ce qui nous amène au transistor à zone intrinsèque.

Transistor à zone intrinsèque

Plaçons, entre la base et le collecteur d'un transistor, une couche intermédiaire qui ne soit ni du type p ni du type n , mais tout simplement une *zone intrinsèque neutre*, conductrice de l'électricité (fig. 12-6).

Le transfert des charges élémentaires d'électricité, électrons et lacunes, s'effectuera fort bien à travers la couche intrinsèque qui est conductrice (de l'électricité). Mais le collecteur est éloigné de l'émetteur, ce qui fait que nous avons espacé les armatures du condensateur parasite, sans entraver pour autant le transfert des charges élémentaires d'électricité (électrons et lacunes). Nous avons de ce fait réduit la valeur des capacités parasites, en écartant leurs armatures. Voilà qui recule la limite des fréquences admissibles par le transistor.

De tels transistors, à zone intrinsèque, sont appelés *transistors $p-n-i-p$* ou *$n-p-i-n$* , suivant qu'ils sont issus de transistors $p-n-p$ ou $n-p-n$ pourvus de la zone intrinsèque i .

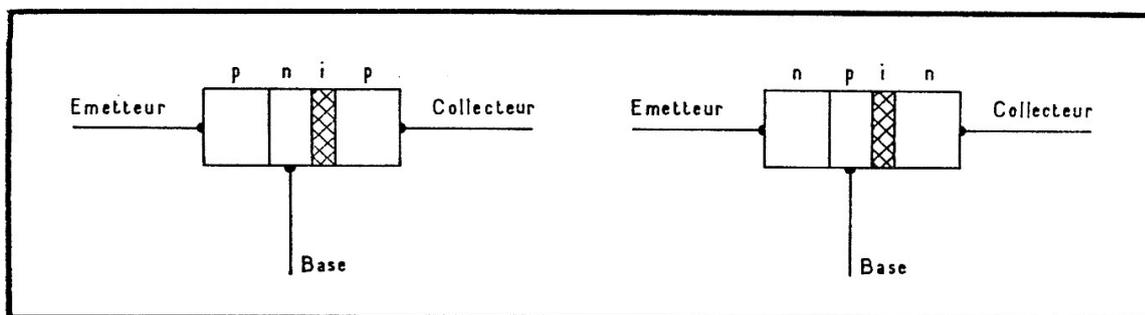


Fig. 12-6. — La base se trouve éloignée du collecteur par la couche intrinsèque, dans les transistors $p-n-i-p$ et $n-p-i-n$.

Après avoir vu par quels artifices il était possible d'améliorer le comportement des transistors aux fréquences élevées, en intervenant sur l'épaisseur de la base et sur les capacités parasites inter-électrodes, nous allons passer en revue d'autres sortes de transistors, qui sont le fruit de recherches très poussées, de la part des techniciens, dans la course aux U. H. F. (Ultra-Hautes-Fréquences).

Le transistor Mesa

Le transistor Mesa est un transistor pour très hautes fréquences obtenu par la technique de la double diffusion.

Partant d'une plaquette de semiconducteur p qui sera le collecteur du futur transistor, on fait pénétrer dans la plaquette des dops n , lesquels vont former la zone n qui deviendra la base. Ensuite, du même côté, on effectue, toujours par diffusion, la pénétration de dops p , cette fois, mais

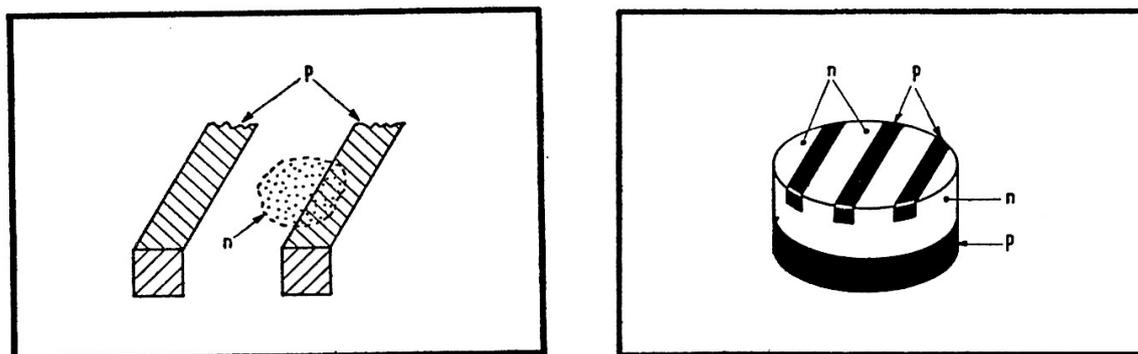


Fig. 12-7. — Les phases consécutives de la fabrication des transistors Mesa.

uniquement sur des bandes étroites et parallèles (fig. 12-7). Cette seconde diffusion a pour effet de réduire considérablement l'épaisseur de la base précédemment constituée. Puis, par un procédé de gravure chimique, on protège, par de minuscules gouttes de cire, des régions mixtes n et p , sur la surface striée, pour effectuer ensuite une attaque à l'acide. Seules subsisteront les régions mixtes ($p-n$) protégées. Il apparaîtra, en fin d'opération, une multitude de petits transistors d'aspect cylindrique, ayant un collecteur commun (fig. 12-8). Il reste à connecter les bases et les émetteurs entre eux, les liaisons s'effectuent en fil d'or de 0,025 millimètre de diamètre.

Nous ajouterons, pour la curiosité, que l'appellation de Mesa vient tout simplement de l'aspect abrupt des flancs de plateaux montagneux d'Amérique du Sud (plateaux qui portent ce nom).

Le transistor Mesa fonctionne très bien à des fréquences dépassant 100 MHz.

Nous ne pouvons quitter le transistor Mesa sans toucher un mot du transistor *Planar* dont la méthode de fabrication (méthode épitaxiale) diffère de celle du Mesa du fait que l'émetteur et la base du planar se présentent sous la forme de couronnes concentriques, non plus de dômes (fig. 12-8).

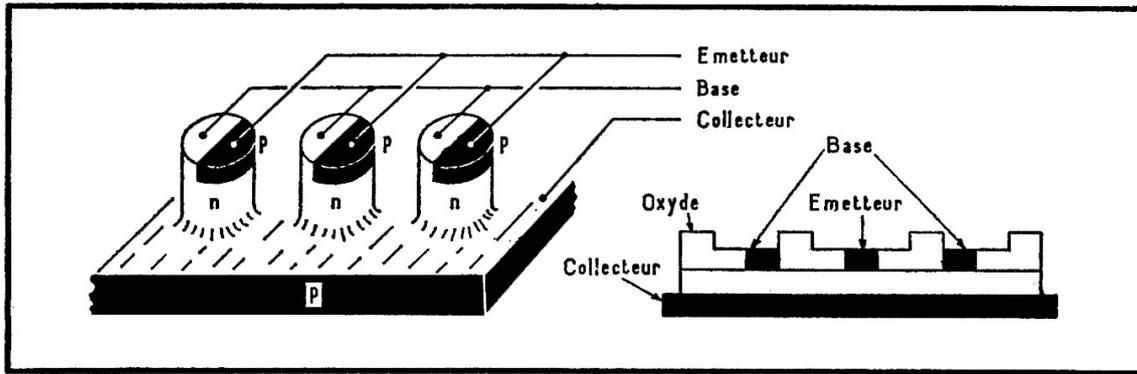


Fig. 12-8. — L'avenir est peut-être au transistor planar.

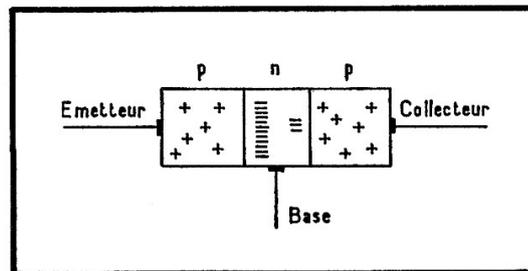
Le transistor Drift

Un transistor $p-n-p$ comprend une base n , caractérisée par sa richesse en atomes n donneurs d'électrons négatifs, placée entre un émetteur et un collecteur tous deux du type p , caractérisés par leur richesse en atomes p , accepteurs d'électrons (négatifs) parce que possédant des lacunes (positives).

Un transistor $n-p-n$ comporte une base p disposée entre un émetteur et un collecteur n .

Supposons que, dans un transistor $p-n-p$, la zone de la base n en contact direct avec l'émetteur soit plus riche en atomes n , donneurs d'électrons, que le reste de la base. Cette zone sera la plus active de la base, car

Fig. 12-9. — Dans un transistor drift $p-n-p$, la zone de la base en contact avec l'émetteur est enrichie en dops n .



les échanges de charges élémentaires d'électricité avec l'émetteur (la base donne des électrons en contrepartie des lacunes fournies par l'émetteur) seront plus faciles, donc plus rapides. Cela se traduit par une accélération, en quelque sorte, du transfert des électrons (et des lacunes) (fig. 12-9).

De ce fait, le temps de transfert des électrons est amélioré, le *transistor drift* permet d'atteindre des fréquences de l'ordre de 1000 MHz (longueur d'onde 30 cm).

★★

Nous allons maintenant faire la connaissance du transistor tétrade.

Le transistor tétrode

Tétrode signifie : qui comporte quatre électrodes. Tous les transistors sont normalement munis de trois électrodes, fils de connexion permettant, au montage, le raccordement à l'émetteur, la base et le collecteur.

Certains transistors possèdent deux électrodes de connexion prises sur la base. Cette quatrième électrode, supplémentaire, leur donne le nom de *transistor tétrode*.

Donc, la base du transistor tétrode porte deux électrodes de connexion (fig. 12-10). L'électrode B_1 est l'électrode de commande, son rôle est ici absolument identique à celui de l'électrode de la base de n'importe quel transistor (injection du signal à amplifier). Comme chez les autres transistors, l'alimentation de la base d'un transistor tétrode s'effectue négativement (par rapport à l'émetteur) dans le cas du transistor tétrode $p-n-p$ (ou positivement, dans le cas du transistor tétrode $n-p-n$). L'électrode de commande B_1 est donc obligatoirement reliée à une source d'alimentation négative, si le transistor tétrode est du type $p-n-p$, ou positive, s'il est du type $n-p-n$.

Mais l'électrode B_2 est connectée à une source de signe opposé à celle de l'électrode B_1 , elle est l'*électrode de polarisation* (B_2). Elle est donc raccordée à une source d'alimentation de même signe que celle de l'émetteur. Dans le cas d'un transistor tétrode $p-n-p$, l'électrode de polarisation est reliée à une source d'alimentation positive (dans le transistor tétrode $n-p-n$, la polarisation est négative).

En raison de cette polarisation, il apparaît, au niveau de la prise de l'électrode B_2 , une zone qui est polarisée tout comme l'émetteur, ce qui fait que, seule, une partie de la base, par l'électrode de commande B_1 , est soumise à un potentiel de signe opposé à celui de l'émetteur. L'aire de jonction émetteur-base est ainsi réduite, ce qui se traduit par une diminution des capacités parasites, puisque la surface des armatures de celles-ci est réduite.

Mais les progrès considérables réalisés dans le domaine des transistors triodes « drift » laissent à penser que le transistor tétrode ne saurait supplanter les transistors classiques triodes, à moins que des améliorations sensibles lui soient un jour apportées...

Sans vouloir entrer, maintenant, dans le détail, nous nous limiterons à mentionner qu'il existe encore d'autres sortes de transistors spéciaux...

Le transistor unijonction

La structure d'un transistor à jonction unique, ou unijonction, est schématisée à la figure 12-11. Ce transistor est constitué par un barreau de semiconducteur n , sur lequel a été réalisée, à l'indium, la soudure d'une électrode (l'émetteur), faisant apparaître, dans la région de la soudure, une zone p . Nous conviendrons qu'il s'agit plutôt d'une *diode à double base*, puisque les électrodes B_1 et B_2 sont prises, toutes les deux, sur le barreau n du transistor unijonction.

Le transistor unijonction est appelé à remplacer, dans l'avenir, deux transistors ordinaires dans certains montages générateurs d'impulsions.

Le transistor à effet de champ

Utilisant les effets d'un champ électrique sur le courant passant dans un semiconducteur, on réalise des transistors à cet effet de champ, qui diffèrent peu, quant à la véritable structure, du transistor unijonction. Selon la forme qu'ils reçoivent, ils prennent le nom de *tecnétron*, d'*alcatron*, etc.

Le thyatron solide

Encore appelé *transistor trijonction*, ou semiconducteur à quatre couches ($p-n-p-n$), ou encore diode $p-n-p-n$, le thyatron solide (par opposition au thyatron à gaz qui est un tube électronique) est un dispositif fonctionnant par tout ou rien...

Il va sans dire que ces transistors très spéciaux ne sont utilisés que dans des montages très particuliers et que leur étude s'éloigne du cadre du présent ouvrage...

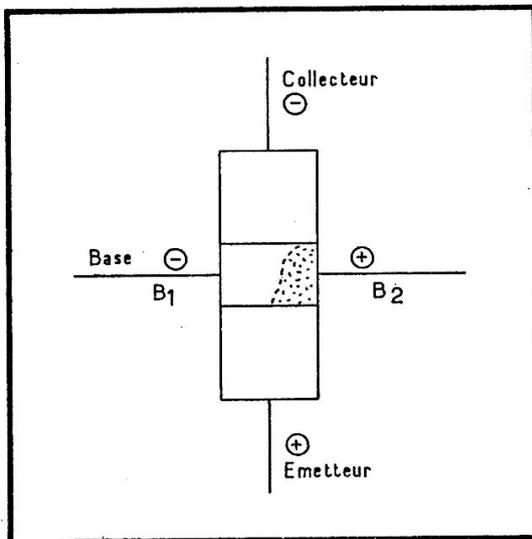


Fig. 12-10. — La base du transistor tétrode $p-n-p$ comporte une électrode de commande (B_1) et une électrode de polarisation (B_2).

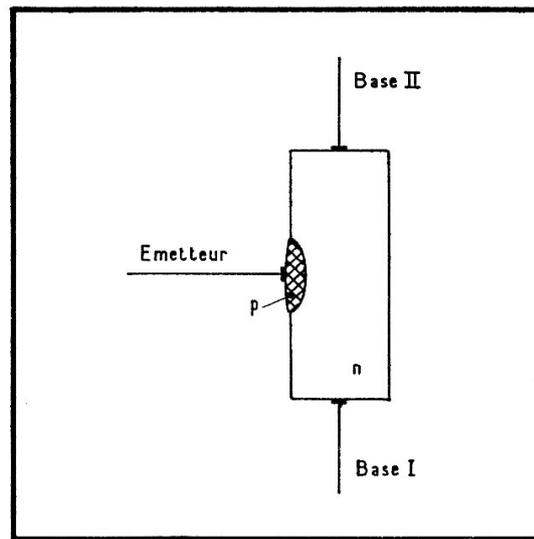


Fig. 12-11. — Le transistor unijonction est constitué par un barreau n sur lequel est effectuée la soudure à l'indium (p) de l'électrode d'émetteur.

Au cours de la première partie de cet ouvrage, nous n'avons traité que des semiconducteurs, diodes et transistors. Dès leur naissance, les semiconducteurs ont conquis, d'emblée, tous les domaines de l'électronique.

Cependant il ne faut pas ignorer que l'électronique utilise également des tubes (électroniques), inventés bien avant que les transistors voient le jour.

Si les hommes avaient d'abord découvert les transistors, au lieu des « lampes », comme on appelle vulgairement les tubes, tout permet de croire que l'apparition aujourd'hui des tubes serait saluée à grand fracas.

Certains ont prétendu que la technique des tubes était épuisée, que les transistors seuls seraient dorénavant utilisés... Pourtant il faut reconnaître que certains tubes électroniques, entre autres les *cathoscopes* (tubes cathodiques, tubes écrans de récepteurs de télévision, de radars, etc.) ne céderont pas leur place aux transistors... à moins que le progrès ne nous apporte des nouveautés bouleversantes, changeant d'un seul coup, peut-être, la façon de penser, dans les laboratoires.

Il est incontestable que les transistors, compte tenu de leurs différences et de leurs ressemblances, de leurs analogies avec les tubes, ont grandement bénéficié de la solide expérience des techniciens en matière de tubes. Ce sont leurs dimensions réduites, leurs faibles exigences en énergie électrique, qui ont contribué, dans une très large mesure, à leur essor, à l'engouement même des techniciens et du public (récepteurs de radio miniatures). Si le domaine des hyperfréquences, il y a quelque temps, semblait leur être interdit, ce qui valait aux tubes un regain de considération, de grandeur, n'oublions surtout pas que les tubes électroniques ne sont pas disparus, que de nouveaux types aux très hautes performances nous sont chaque jour offerts.

Transistors et tubes progressent, avec le progrès, les uns et les autres n'ont donc pas fini de nous étonner...

Nous ne voulons absolument pas prendre parti pour les uns plutôt que pour les autres ; nous allons maintenant étudier les grands principes de base des tubes en nous limitant volontairement aux seuls types de tubes utilisés dans l'électronique moderne, en commençant par la diode à vide...

LA DIODE A VIDE

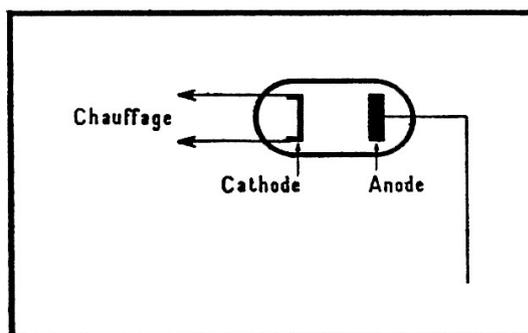
Les transistors sont constitués par des assemblages d'éléments semi-conducteurs ; ils sont, physiquement parlant, des solides. Les tubes électroniques sont toujours constitués par des ampoules, des tubes, le plus souvent de verre, dans lesquels on a fait le vide, ou parfois emprisonné un gaz spécial, tel que le néon, dans lesquels on dispose des électrodes.

Nous allons d'abord examiner la *diode*, le plus simple des tubes électroniques, qui n'a que deux électrodes, d'où son nom de diode.

La diode

Dans une ampoule de verre, où l'on fait le vide quasi-absolu, on a préalablement disposé, face à face, deux électrodes métalliques : la *cathode* et l'*anode*. Ce tube, comptant deux électrodes, est une *diode à vide*.

Fig. 13-1. — Une ampoule de verre où l'on fait le vide, après avoir disposé une cathode et une anode : voici la diode à vide, à cathode à chauffage direct.



La cathode est formée d'un filament électrique résistant ; il est donc possible de la chauffer électriquement en branchant ses extrémités aux bornes d'une source d'alimentation de chauffage, au moyen des fils de connexion qui traversent la paroi du tube de verre (fig. 13-1). Toute résistance parcourue par un courant électrique s'échauffe (effet Joule).

L'anode, elle, est constituée par une plaque métallique, conductrice de l'électricité. Elle est munie d'un fil de connexion qui traverse la paroi du tube.

Principe de fonctionnement de la diode à vide

Réalisons le montage dont le schéma est reproduit à la figure 13-2.

Une batterie B_1 assure le chauffage de la cathode. Cette électrode, reliée au pôle moins de la source d'alimentation B_2 , se trouve soumise à un potentiel négatif, par rapport à celui de l'anode, car l'anode, seconde électrode de la diode à vide, est reliée au pôle plus de la source d'alimentation B_2 . Un milliampèremètre est branché, en série, dans le circuit de l'anode.

L'anode est positive, la cathode est négative.

Fermons les interrupteurs 1 et 2 qui commandent les mises sous tension des circuits électriques.

L'aiguille du milliampèremètre dévie, ce qui traduit l'existence d'un courant électrique à l'intérieur de la diode à vide, allant de l'anode vers la cathode.

Un courant électrique, donc, vient de s'établir ; c'est que le courant électrique peut passer dans le vide. L'existence de ce courant, qui franchit l'espace anode-cathode, nous signifie que les électrons, charges élémentaires d'électricité négative, sortent de la cathode pour gagner l'anode.

C'est bien entendu la batterie B_2 qui fournit (générateur) les électrons et lacunes dont le transfert constitue le courant électrique qui circule dans la diode. Ce courant électrique, dont l'intensité se mesure à l'aide du milliampèremètre branché dans le circuit d'alimentation de l'anode, est appelé *courant anodique*, désigné par son intensité I_a .

La cathode, chauffée, émet des électrons, c'est ce qu'on appelle *l'effet thermoélectrique ou effet thermoïonique*. Un tel phénomène ne saurait nous étonner, car il s'explique fort bien.

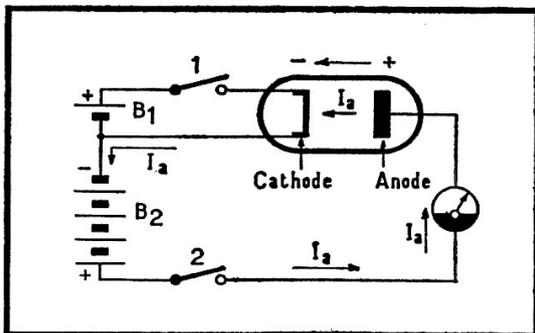


Fig. 13-2. — Lorsque la cathode, chaude, est polarisée négativement par rapport à l'anode, un courant électrique s'établit dans la diode à vide, allant de l'anode vers la cathode.

Nous avons appris que les électrons, négatifs, gravitent inlassablement autour des noyaux, positifs, au sein des atomes. Nous savons que les électrons sont retenus, sur les orbites qu'ils décrivent, par l'attraction des noyaux des atomes. Les électrons, électriquement négatifs, subissent, de la part des noyaux positifs, des forces d'attraction qui maintiennent l'ensemble en équilibre. Mais l'élévation de température de la cathode accélère la vitesse de gravitation des électrons, l'agitation thermique des

électrons peut s'accroître même au point que certains d'entre eux, échappant à l'attraction des noyaux, quittent la cathode.

Lorsque la cathode est convenablement chauffée, elle émet des électrons... Ces derniers, négatifs, sont attirés par l'anode, électrode positive. Ils quittent donc la cathode pour se diriger vers l'anode ; un

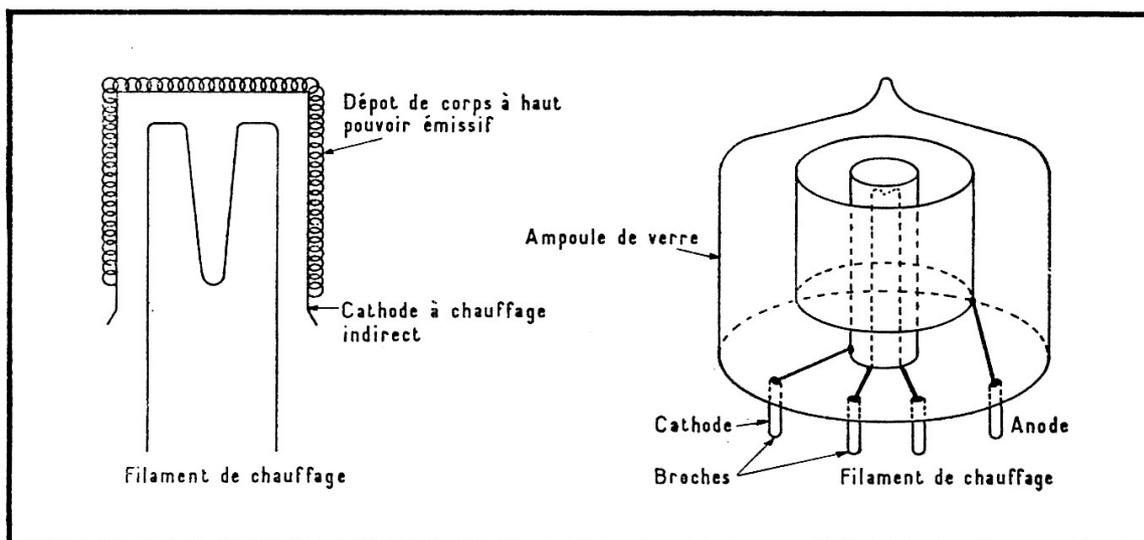


Fig. 13-3. — A gauche : les cathodes des tubes électroniques modernes sont du type à chauffage indirect.

A droite : les broches s'enfichent dans le support qui reçoit la diode, permettant la connexion des électrodes.

courant électrique s'établit donc dans la diode à vide, allant de l'anode à la cathode. Le pôle moins de la source d'alimentation de la diode, relié à la cathode, fournit les électrons ; le pôle plus, de son côté, relié à l'anode, fournit les lacunes.

Précisons que tous les corps ne sont pas susceptibles d'émettre des électrons. *Le pouvoir émissif* exprime l'aptitude qu'ils ont à émettre des électrons, sous l'effet thermoélectronique.

Cathode à chauffage indirect

Les tubes électroniques modernes sont généralement équipés de cathodes à chauffage indirect, c'est-à-dire que les cathodes ne sont pas parcourues directement par le courant électrique de chauffage. Les cathodes à chauffage direct sont fragiles, s'usent très vite, se désagrègent rapidement. Aussi chauffe-t-on les cathodes indirectement.

Les cathodes à chauffage indirect sont constituées par de petits cylindres, généralement en tungstène traité (fig. 13-3), à la surface externe desquels on effectue le dépôt d'un corps à haut pouvoir émissif d'électrons. A l'intérieur des cathodes creuses est placé le filament de chauffage, petite résistance électrique isolée de la cathode elle-même. Les cathodes sont alors indirectement chauffées par les filaments. La durée de vie

des cathodes à chauffage indirect est beaucoup plus longue que celle des cathodes à chauffage direct, qui sont parcourues directement par le courant de chauffage.

Précisons que, dans tous les schémas que nous donnerons, schémas de montages comportant des tubes avec cathodes à chauffage indirect, nous ne représenterons pas le filament de chauffage, cela uniquement pour la clarté des dessins. Mais n'oublions pas que la cathode des tubes électroniques, l'électrode qui émet des électrons, est toujours chauffée, sauf dans certains tubes spéciaux, dits à *cathode froide*, que nous étudierons plus tard.

La diode à vide ne laisse passer le courant électrique que dans le sens anode-cathode

Il est facile de nous en rendre compte en inversant le sens de branchement de la diode aux bornes de la batterie d'alimentation B_2 , c'est-à-dire en connectant l'anode au pôle moins de la batterie B_2 , la cathode étant reliée au pôle plus de la même batterie.

Il nous était facile d'imaginer cette particularité, en pensant seulement que si l'anode est polarisée négativement, en étant reliée au pôle moins de la batterie B_2 , devenue négative elle ne saurait absolument pas attirer les électrons (négatifs) émis par la cathode. Au contraire, les repoussant, elle s'oppose au passage du courant électrique.

Le courant électrique ne peut passer dans la diode à vide si l'anode de celle-ci est polarisée négativement, sa cathode étant polarisée positivement : *la diode à vide n'est conductrice que dans le sens anode-cathode, son anode étant positive par rapport à sa cathode.*

C'est pour cette raison que la diode était autrefois appelée valve ; c'est encore pour cette raison que la diode à vide est avantageusement utilisée pour *redresser* le courant alternatif (transformation de courant alternatif en courant continu).

Caractéristique statique d'une diode

La caractéristique statique d'une diode est la courbe qui représente, graphiquement, les variations de l'intensité du courant anodique I_a , dont elle admet le passage, en fonction de la *tension anodique* V_a , c'est-à-dire de la tension appliquée entre anode et cathode.

Le montage, dont le schéma est reproduit à la figure 13-4, est celui qui est utilisé pour le relevé de la caractéristique statique d'une diode.

Nous avons représenté, ici encore, pour la dernière fois, le circuit de chauffage de la cathode, cathode du type à chauffage indirect.

Par la suite, comme convenu, nous ne figurerons plus, sur les dessins, les filaments de chauffage des cathodes.

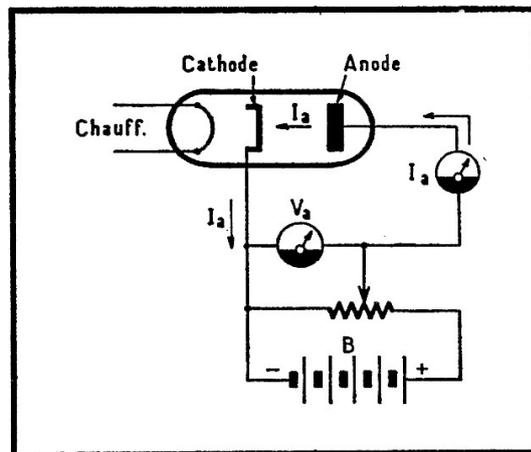
Nous remarquerons que l'alimentation de la diode s'effectue, à partir de la batterie B_2 , à l'aide d'un potentiomètre diviseur de tension, qui

permet de faire varier le potentiel positif appliqué à l'anode, disons mieux : faire varier la tension anodique V_a , entre anode et cathode.

Traçons la courbe représentative de la variation de l'intensité du courant anodique, courant qui traverse la diode et dont nous mesurerons l'intensité I_a à l'aide du milliampèremètre branché dans le circuit de l'anode, pour différentes valeurs relevées de la tension anodique V_a , lues sur le voltmètre branché entre cathode et anode. Nous obtenons ainsi la caractéristique statique de notre diode, courbe reproduite à la figure 13-5.

Il est à noter que la mesure du courant anodique pourrait fort bien s'effectuer en branchant le milliampèremètre entre la cathode et le point de jonction potentiomètre-pôle moins de la batterie B, car, en effet

Fig. 13-4. — Le potentiomètre, branché aux bornes de la batterie B, permet d'alimenter la diode sous différentes tensions anodiques.



l'intensité du courant qui parcourt un circuit est la même en tous les points du circuit. On pourrait alors parler de *courant cathodique*, rigoureusement égal au courant anodique.

L'examen de la caractéristique nous révèle que, au fur et à mesure de l'accroissement de la tension anodique V_a , l'intensité du courant anodique I_a croît d'abord très vite, pour varier ensuite linéairement (lorsque la tension anodique passe de 20 à 40 V), passant alors de 5 à 20 mA, pour amorcer ensuite un coude et ne plus augmenter, pratiquement, au delà de 25 mA, alors que la tension anodique V_a varie de 60 à 200 V. L'intensité du courant anodique ne variant plus en fonction de la tension anodique, nous voyons que la diode est alors saturée, d'où le nom de *courant de saturation* donné au courant anodique maximum.

Tension inverse admissible

Nous savons que la diode n'est conductrice que dans le sens anode-cathode : le courant électrique ne circule dans la diode que dans le sens anode-cathode, lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode (négative).

Si l'on applique une *tension inverse* à la diode, c'est-à-dire si l'on branche la cathode au pôle plus d'une source d'alimentation, en reliant son anode au pôle moins de cette même source, aucun courant ne s'établit dans la diode. Mais si la tension inverse appliquée est trop

élevée, si elle est supérieure à la tension inverse maximale, toujours indiquée par le fabricant, il se produit un amorçage dans la diode, exactement comme dans un condensateur soumis à une tension continue trop importante : le courant franchit alors quand même l'espace anode-cathode, d'une façon soudaine, brutale. La diode à vide est sérieusement endommagée, sinon détruite, lorsque la tension inverse, qui lui est appliquée, dépasse la tension maximale prescrite par le fabricant.

Résistance interne de la diode à vide

La résistance interne ρ de la diode est définie par le rapport d'une variation ΔV_a de la tension anodique à la variation ΔI_a correspondante de l'intensité du courant anodique.

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$$

Rapport d'une variation de tension, exprimée en volts, à une variation d'intensité, exprimée en ampères, elle a bien forme de résistance, exprimée en ohms.

Dans notre exemple choisi (fig. 13-5), lorsque la tension anodique varie de 20 à 40 V, l'intensité du courant anodique I_a varie de 5 à 20 mA. Dans ces conditions, la variation de tension anodique est alors $\Delta V_a = 40 - 20 = 20$ V, correspondant à une variation d'intensité du

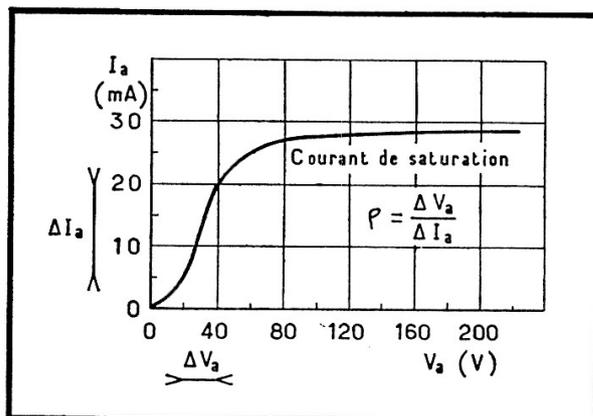


Fig. 13-5. — Au-delà d'une certaine valeur de la tension anodique, ici 60 volts, l'intensité du courant anodique n'augmente plus, la diode est saturée.

courant anodique $\Delta I_a = 20 - 5 = 15$ mA, soit : 0,015 A. La résistance interne ρ de notre diode a alors pour valeur : $20 \text{ V} / 0,015 \text{ A} = 1333 \Omega$.

Cette valeur est relativement faible ; la diode à vide n'offre donc pas une résistance importante au passage du courant électrique, lorsqu'elle est conductrice (anode positive, cathode négative) ; sa résistance interne est très faible lorsqu'elle est alimentée directement.

En revanche, lorsque la diode est alimentée inversement, lorsque sa cathode est positive par rapport à son anode (négative), elle s'oppose au passage du courant électrique ; c'est qu'elle présente ainsi une résistance interne très importante au passage du courant inverse. La résistance interne d'une diode à vide, alimentée inversement, peut être réputée infinie, la diode à vide ne conduit le courant électrique que dans un sens.

Diode à vide et diode semiconductrice

Si nous nous rappelons ce qui a été dit au sujet de la diode semiconductrice (chapitre 2), qui présente une résistance interne faible en *alimentation directe* et élevée, mais non pas infinie, en *alimentation inverse*, nous dirons que la diode à vide et la diode semiconductrice sont toutes deux très conductrices du courant, dans un sens, celui qui correspond à l'alimentation directe. Par contre, alimentées inversement, elles sont très résistantes, mais la résistance interne de la diode semiconductrice, en alimentation inverse, est moins importante que celle de la diode à vide, qui peut être qualifiée d'infinie. Cependant ne perdons pas de vue qu'à l'utilisation *il ne faut jamais appliquer, à une diode semiconductrice tout comme à une diode à vide, une tension inverse de valeur supérieure à la valeur maximale* indiquée par le fabricant. Les diodes à vide admettent toutefois des tensions inverses supérieures à celles acceptées par les diodes semiconductrices.

LE TUBE TRIODE

La diode à vide, le plus simple des tubes électroniques, ne comporte que deux électrodes : la cathode, qui émet des électrons, l'anode, qui attire et capte ceux-ci.

Nous allons maintenant étudier le *tube triode*, qui, comme son nom l'indique, comporte trois électrodes.

Constitution du tube triode

Le tube triode est un tube diode dans lequel est intercalée, entre la cathode et l'anode, une troisième électrode appelée grille, en raison de sa forme. La grille, en effet, est constituée par une petite grille métallique, avec des mailles ; elle est accessible de l'extérieur, électriquement, par un fil de connexion qui traverse la paroi du tube de verre (fig. 14-1).

Influence et rôle de la grille

La cathode est polarisée négativement, l'anode positivement.

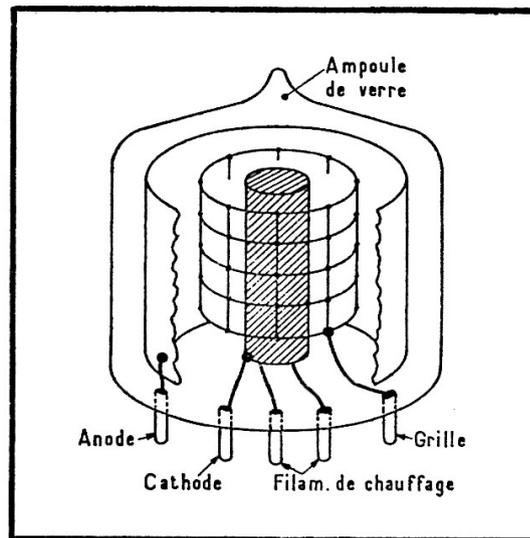
La grille peut être polarisée positivement, ou négativement, par rapport à la cathode de la triode, en fonction du potentiel qui lui est appliqué. Si la grille est positive, par rapport à la cathode, elle joue un rôle d'anode. En effet, positive par rapport à la cathode, elle attire les électrons (négatifs) que la cathode émet.

Dans ces conditions, où la grille d'une triode est polarisée positivement, par rapport à la cathode, la grille se comporte donc comme l'anode, comme la plaque d'une diode. Voilà qui n'offre pas grand intérêt, voilà pourquoi *la grille d'une triode est, normalement, polarisée négativement par rapport à la cathode.*

La grille est placée entre la cathode et l'anode. Lorsqu'elle est polarisée négativement, par rapport à la cathode, elle s'oppose au passage

des électrons (négatifs), qui, émis par la cathode, sont attirés par l'anode, laquelle est positive. Or la grille, comme son nom l'indique, n'est pas constituée par une plaque métallique ; elle présente, entre la cathode et l'anode, une espèce de trame, au travers de laquelle peuvent passer les électrons issus de la cathode, qui se rendent à l'anode. De ce fait, les électrons, attirés par l'anode, doivent passer à travers les mailles de la grille, en subissant, de la part de cette électrode, polarisée négativement, des forces de répulsion : *la grille, négative, a tendance à repousser les électrons (négatifs), perturbant leur marche en direction de l'anode.* Il est donc aisé de concevoir que *le rôle de la grille, dans une triode, est très important, que la grille gouverne le débit des électrons émis par la cathode, qui doivent franchir ses mailles pour atteindre l'anode.* La grille,

Fig. 14-1. — Cette vue éclatée d'une triode montre que la grille possède des mailles à travers lesquelles passent les électrons.



polarisée négativement, s'oppose donc au passage des électrons attirés par l'anode. Si elle est suffisamment négative pour que tous les électrons soient repoussés vers la cathode, aucun de ces derniers n'atteindra l'anode ; à ce moment-là, on dit que la grille est polarisée au cut-off. Aucun électron n'atteignant l'anode, il ne saurait y avoir d'échange de charges élémentaires d'électricité entre la cathode et l'anode, la cathode émettant des électrons négatifs et l'anode captant ces électrons en fournissant autant de lacunes positives destinées à gagner la cathode. *Lorsque la grille est polarisée au cut-off, il ne peut y avoir d'échange de charges élémentaires d'électricité entre la cathode et l'anode, aucun courant électrique ne passe dans la triode.*

Si la grille est moins énergiquement polarisée (négativement) par rapport à la cathode, elle ne repousse plus alors tous les électrons issus de la cathode, certains de ces derniers franchissent ses mailles pour atteindre l'anode, électrode positive. Donc, si la grille est *polarisée au-dessus du cut-off*, c'est-à-dire moins négativement qu'à la tension de cut-off, l'échange d'électrons s'effectue entre la cathode et l'anode, *un courant électrique s'établit à l'intérieur de la triode, allant de l'anode à la cathode.*

Ces considérations nous amènent à conclure que *la tension de polarisation, négative, de la grille commande le débit des charges élémentaires*

d'électricité, électrons et lacunes, à l'intérieur de la triode, *gouverne l'intensité du courant électrique qui passe dans la triode, de l'anode vers la cathode*. C'est pour cette raison que la grille est appelée, bien souvent *grille de commande*.

Paramètres et caractéristiques statiques de la triode

Les *caractéristiques statiques* de la triode sont les courbes représentatives des variations des paramètres tensions et intensité de la triode, l'un en fonction de l'autre, la valeur du troisième étant maintenue constante, *en l'absence de charge anodique*, c'est-à-dire lorsqu'aucune résistance, ou, plus généralement, aucune impédance n'est intercalée entre le pôle plus de la source d'alimentation et l'anode.

Les paramètres en question sont :

I_a , l'intensité du courant anodique dans la triode, courant qui va de l'anode à la cathode ;

V_a , la tension anodique de la triode, tension entre anode et cathode ;

V_g , la tension de polarisation de la grille, par rapport à la cathode.

Pour relever les caractéristiques statiques de la triode, nous utiliserons le montage dont le schéma est reproduit à la figure 14-2. L'alimentation de la triode s'effectue à l'aide de la batterie B_1 , qui assure la polarisation négative de la grille et à l'aide de la batterie B_2 , qui est chargée de l'alimentation anodique. Le circuit de chauffage du filament n'est pas représenté, comme nous en avons convenu précédemment.

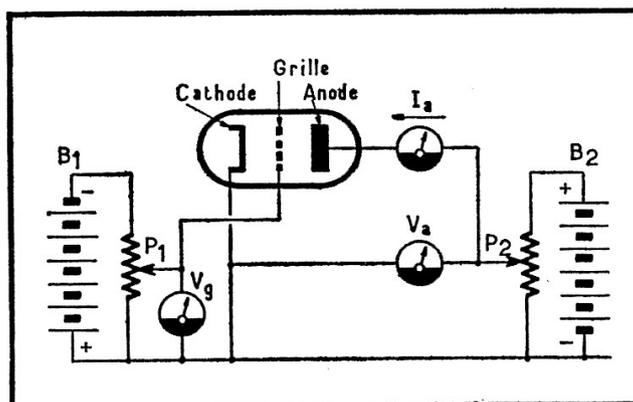
Un potentiomètre P_1 est branché, aux bornes de la batterie B_1 ; son curseur est relié à la grille de la triode. Le montage permet ainsi de faire varier, à volonté, *la tension de polarisation de la grille, tension désignée par le symbole V_g* , dont la valeur se mesure avec le voltmètre V_g . Remarquons que le potentiel de la cathode est fixe, il est celui du pôle « plus » de la batterie B_1 , puisque la cathode est directement reliée au pôle « plus » de cette batterie B_1 . Par ailleurs, par déplacement du curseur du potentiomètre P_1 , on peut appliquer à la grille de la triode une tension de polarisation variable, dont la valeur est comprise entre le potentiel de la cathode (qui est celui du pôle « plus » de la batterie B_1) et le potentiel du pôle « moins » de la batterie B_1 , ce qui fait que le potentiel appliqué à la grille est bien négatif par rapport à celui auquel est soumise la cathode. C'est pour cette raison que l'on désigne quelquefois par $-V_g$ la tension de polarisation de la grille, pour bien préciser qu'il s'agit d'une tension négative par rapport à celle de polarisation de la cathode ; c'est ainsi que l'on énoncera, par exemple :

$$V_g = - 3 \text{ V ou } - V_g = 3 \text{ V}$$

Mais la cathode est négative par rapport à l'anode, puisque l'anode est reliée au curseur du potentiomètre P_2 qui est branché aux bornes

de la batterie B_2 . Le montage permet de faire varier, à volonté, le potentiel appliqué à l'anode de la triode, par déplacement du curseur du potentiomètre P_2 . L'anode est ainsi toujours polarisée positivement par rapport à la cathode. Le milliampèremètre I_a permet de mesurer l'intensité du courant anodique I_a , alors que le voltmètre V_a , lui, permet de mesurer la tension anodique V_a , tension qui existe entre l'anode et la cathode de la triode.

Fig. 14-2. — Les potentiomètres P_1 et P_2 permettent de faire varier le potentiel de polarisation de la grille et la tension anodique.



Nous relèverons deux réseaux de caractéristiques statiques :

Le réseau :

$$I_a = f(V_a), \quad V_g \text{ constante,}$$

c'est-à-dire le réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des différentes valeurs de la tension anodique V_a , pour des valeurs différentes, mais constantes, de tension V_g de polarisation de la grille ; et nous relèverons également le réseau :

$$I_a = f(V_g), \quad V_a \text{ constante,}$$

c'est-à-dire le réseau des courbes représentatives des variations de l'intensité du courant anodique I_a en fonction des différentes valeurs de la tension V_g de polarisation de la grille, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a .

Caractéristiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante

Elles sont reproduites à la figure 14-3. En remarquant leur parallélisme et leur linéarité, nous constaterons que toutes ces caractéristiques résultent sensiblement d'une translation, vers la droite, de la courbe $I_a = f(V_a)$ pour $V_g = 0$ V, caractéristique correspondant à la tension de polarisation de la grille nulle, c'est-à-dire lorsque la grille est soumise au même potentiel que la cathode (curseur du potentiomètre P_1 placé en extrémité, du côté du pôle plus de la batterie B_1).

Nous remarquerons que, pour maintenir une intensité donnée du courant anodique I_a , plus la tension de polarisation V_g de la grille est poussée, plus il faut augmenter la tension anodique V_a . Dans notre exemple, pour maintenir l'intensité du courant anodique à la valeur de 10 mA, il faut que la tension anodique soit de 150 V si la tension de polarisation de la grille est de -1 V ; mais il faut pousser la tension anodique à 300 V si la tension de polarisation grille est de -3 V.

Cela s'explique fort bien, comme nous allons le montrer. Le courant anodique est constitué par les électrons qui se rendent de la cathode à l'anode, le courant anodique est par conséquent d'autant plus important, en intensité, que le nombre des électrons qui atteignent l'anode est grand.

Or, plus la grille est polarisée négativement (-3 V au lieu de -1 V), plus elle repousse énergiquement les électrons, en direction de la cathode dont ils proviennent. Pour que les électrons échappent à l'action répulsive de la grille, il faut que l'anode exerce sur eux des forces d'attraction qui leur permettent de vaincre l'opposition montrée à leur passage, vers l'anode, par la grille négative. Plus le potentiel positif de l'anode est élevé, plus l'anode attire les électrons, plus le courant anodique est important, en intensité. Mais plus la grille est polarisée, plus elle repousse les électrons... Aussi il est nécessaire d'augmenter la tension anodique V_a pour maintenir constant le débit d'électrons, en d'autres termes pour maintenir constante l'intensité du courant anodique I_a , si l'on pousse la polarisation de la grille V_g .

Résistance interne de la triode

Tout comme dans le cas de la diode, nous pouvons définir, comme paramètre, la *résistance interne de la triode*, paramètre désigné par ρ .

La résistance interne ρ de la triode est définie, pour une tension de polarisation V_g de la grille donnée, par le rapport d'une variation ΔV_a de la tension anodique, à la variation correspondante ΔI_a de l'intensité du courant anodique :

$$\rho = \Delta V_a / \Delta I_a, \text{ pour } V_g \text{ donnée.}$$

Nous avons relevé, par exemple, pour une triode :

$$\begin{array}{lll} V_g = -5\text{ V} & V_a = 150\text{ V} & I_a = 5\text{ mA} \\ V_g = -5\text{ V} & V_a = 160\text{ V} & I_a = 10\text{ mA} \end{array}$$

Lorsque, pour une tension grille V_g de -5 V , la tension anodique V_a passe de 150 à 160 V , soit $\Delta V_a = 160 - 150 = 10\text{ V}$, l'intensité du courant anodique passe de 5 à 10 mA , soit $\Delta I_a = 10 - 5 = 5\text{ mA}$ ou $0,005\text{ A}$. Le rapport $\Delta V_a / \Delta I_a = 10\text{ V} / 0,005\text{ A} = 2000\ \Omega$.

Le rapport d'une tension à une intensité s'exprimant en ohms (résistance), le rapport $\rho = \Delta V_a / \Delta I_a$ a bien caractère de résistance.

Dans notre exemple, la résistance interne ρ de la triode choisie a pour valeur $2000\ \Omega$, mais il faut préciser que cette valeur de $\rho = 2000\ \Omega$ est exprimée pour une tension grille de -5 V .

Caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante

Ces courbes représentatives des variations de l'intensité I_a du courant anodique en fonction des variations de la tension V_g de polarisation de la grille, pour des valeurs différentes, mais constantes, de la tension anodique V_a , courbes relevées avec le même montage que précédemment, dont le schéma est celui reproduit à la figure 14-2, sont données à la figure 14-4.

Là encore nous remarquerons le *parallélisme et la linéarité des caractéristiques* $I_a = f(V_g), V_a$ constante.

L'examen de ces caractéristiques nous révèle que de *faibles variations du potentiel de la grille engendrent des variations importantes de l'intensité du courant anodique*.

Par exemple, pour une tension anodique, tension entre anode et cathode, de 200 V, nous voyons que, lorsque le potentiel de la grille passe de -2 V à -1 V, l'intensité du courant anodique passe de 5 à 10 mA.

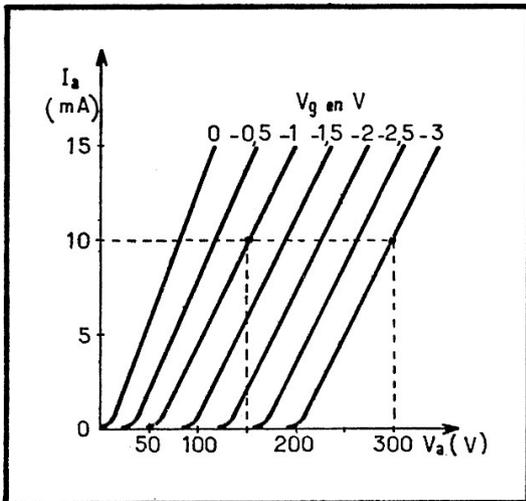


Fig. 14-3. — Pour maintenir l'intensité du courant anodique à la même valeur, il faut augmenter la tension anodique si l'on pousse la polarisation négative de la grille.

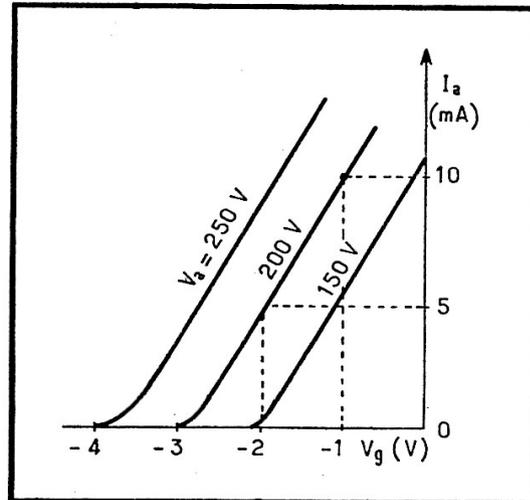


Fig. 14-4. — Pour une tension anodique V_a de 200 volts, la tension de cut-off de cette triode est de -3 volts.

Une telle constatation est, à nos yeux, très importante, car il nous apparaît ici que *la triode possède des propriétés amplificatrices*. Il nous suffit de faire varier son potentiel de grille pour provoquer des variations importantes, mais proportionnelles, de son courant anodique. Ces variations de courant anodique engendrent, en effet, dans la résistance de charge que nous intercalerons dans le circuit d'anode, des variations de tension qui sont la réplique, amplifiées, des variations du potentiel de polarisation de la grille. La triode peut donc amplifier un signal qu'on lui injecte, c'est ce que nous étudierons lors de la mise en œuvre de la triode. Nous opérerons, à cet effet, pratiquement comme nous l'avons appris avec les transistors.

En examinant le réseau des caractéristiques $I_a = f(V_g), V_a$ constante, nous remarquerons encore que, pour une tension anodique donnée, le courant anodique ne prend naissance que lorsque le potentiel négatif de polarisation de la grille atteint une certaine valeur, qui est la *tension de cut-off* que nous avons définie précédemment. Sur ce réseau de caractéristiques nous voyons qu'il faut que le potentiel de la grille soit supérieur à -3 V, pour qu'apparaisse un courant anodique dans la triode. La tension de cut-off est donc, pour cette triode, de -3 V, quand sa tension anodique est de 200 V.

Réseau complet des caractéristiques

Il est commode et avantageux de réunir, en un même graphique, les réseaux des caractéristiques $I_a = f(V_a)$, V_g constante et $I_a = f(V_g)$, V_a constante, comme le montre la figure 14-5. Nous retrouvons, dans la partie gauche du graphique, le réseau des caractéristiques $I_a = f(V_g)$, V_a constante, alors que dans la partie droite de ce graphique est tracé le réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante. En outre, dans cette même partie de graphique, a été tracée l'hyperbole de dissipation de puissance maximale. Il est bien évident que, dans l'anode de la triode, une certaine puissance, dite puissance anodique, est développée. Cette puissance P_a est déterminée par le produit de la tension anodique V_a (en volts) par l'intensité I_a du courant anodique (en ampères) ; $P_a = V_a \times I_a$. Les fabricants indiquent, pour chacun des tubes électroniques qu'ils mettent à notre disposition, tout comme pour les transistors, une *puissance anodique maximale admissible*. Il convient de limiter la puissance anodique en dessous de la valeur maximale admissible, sous peine d'endommager le tube électronique, voire de provoquer sa destruction prématurée.

CONSTRUCTION DU RÉSEAU COMPLET A PARTIR DE L'UN DES DEUX RÉSEaux DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES.

Disposant de l'un des deux réseaux de caractéristiques statiques, par exemple du réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la partie droite du graphique (fig. 14-5), il est très facile de tracer l'autre réseau $I_a = f(V_g)$, V_a constante, dans la partie gauche du graphique.

Partant, dans la partie droite du graphique, du point 150 V, sur l'échelle V_a , montons verticalement jusqu'au point A, où cette verticale, issue du point $V_a = 150$ V, rencontre la courbe $I_a = f(V_a)$ pour $V_g = -2,5$ V. Nous savons que, lorsque $V_a = 150$ V, si la tension de grille est de $-2,5$ V, l'intensité du courant anodique I_a est alors de 10 mA (valeur lue sur l'échelle verticale I_a) au point d'intersection de la droite horizontale, passant par A, avec l'échelle verticale I_a . Prolongeons, vers la gauche, cette droite horizontale passant par A, jusqu'au point A', où elle rencontre, dans la partie gauche du graphique, la verticale issue du point $V_g = -2,5$ V, sur l'échelle (horizontale) V_g .

Le point A' correspond à une valeur $I = 10$ mA, pour $V_a = 150$ V, avec $V_g = -2,5$ V. Ce point A' est donc situé sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$, pour $V_a = 150$ V, lorsque la valeur de V_g est de $-2,5$ V. Le point A' est donc un point de la caractéristique $I_a = f(V_g)$, pour $V_a = 150$ V.

A partir du point $V_a = 150$ V, dans le réseau $I_a = f(V_a)$, V_g constante, dans la partie droite du graphique, nous déterminerons les autres points B, C, etc... correspondant aux tensions de grille -5 , $-7,5$ V, et nous pourrons, par le même procédé de construction graphique, déterminer les points B', C', etc., qui sont tous situés sur la caractéristique $I_a = f(V_g)$ pour $V_a = 150$ V, de la partie gauche du graphique. Ainsi nous obtiendrons la courbe $I_a = f(V_g)$, pour les différentes valeurs prises