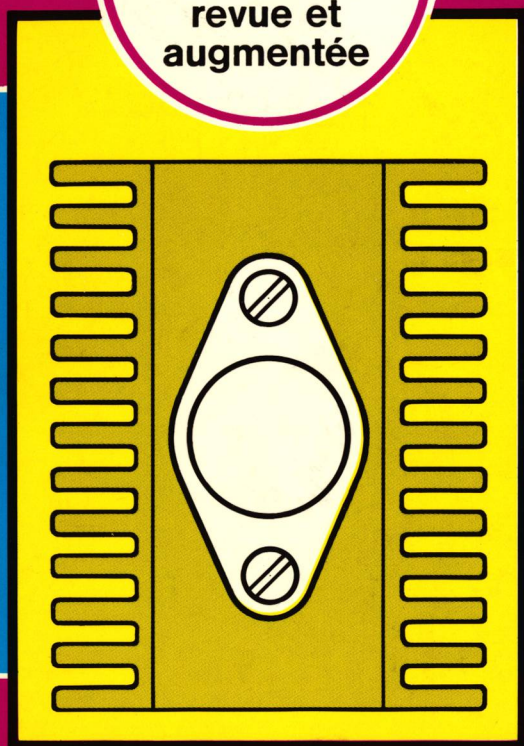


emploi rationnel des **TRANSISTORS**

5^e
ÉDITION
revue et
augmentée

J.P. ŒHMICHEN



- PRINCIPES
- DISSIPATION
- AMPLIFICATION
- COMMUTATION
- PUISSANCE
- APPLICATIONS



ÉDITIONS RADIO

« *A ma femme* »

emploi rationnel des
TRANSISTORS

OUVRAGES DU MÊME AUTEUR AUX ÉDITIONS RADIO

L'Électronique ?... Rien de plus simple !

Dix-sept causeries amusantes
sur les bases de l'électronique et ses applications
dans l'industrie.

Emploi rationnel des circuits intégrés

Technologie et utilisations des circuits intégrés.

Transistor à effet de champ

Particularités et emplois de ce semi-conducteur.

Signaux et circuits électroniques

L'électronique appliquée

Apprendre l'électronique fer à souder en main

Initiation expérimentale

E. Aisberg et J.P. Oehmichen : La Radio ?... Mais c'est très simple !

Refonte du célèbre ouvrage du grand pionnier
de la Radio

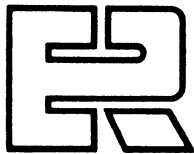
J.P. ŒHMICHEN

emploi rationnel des **TRANSISTORS**

- PRINCIPES**
- DISSIPATION**
- AMPLIFICATION**
- COMMUTATION**
- PUISSANCE**
- APPLICATIONS**

5^e édition

revue et augmentée



Éditions Radio

189, rue Saint-Jacques 75005 PARIS

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

Éditions Radio - Siège social : 103, boulevard Saint-Michel - 75005 Paris

<p>© Éditions Radio, Paris 1989</p> <p><i>Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays.</i></p>	<p>Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy</p>
	<p>Dépôt légal : janvier 1989 Éditeur n° 1133 - Imprimeur : 775051 I.S.B.N. 2 7091 0840 2</p>

AVANT-PROPOS

L'auteur tient à préciser l'intention dans laquelle il a écrit cet ouvrage.

Il semble évidemment un peu présomptueux d'ajouter, à ceux qui existent déjà, un nième livre sur l'utilisation des semiconducteurs, d'autant plus que, parmi les $n - 1$ précédents, il en est beaucoup qui sont fort bien faits. A tout le moins, une telle tentative pourrait paraître inutile : que peut-on dire de nouveau sur les semiconducteurs, hormis des détails liés aux possibilités les plus récentes, et qui se trouveront périmés avant même que l'impression du livre soit achevée?

Cependant, notre expérience d'ingénieur nous a prouvé que des techniciens confirmés, utilisant des semiconducteurs depuis plusieurs années, commettaient encore des erreurs importantes qu'ils auraient pu éviter si on leur avait précisé quelques règles simples concernant les utilisations de ces éléments. Ayant consulté de nombreux ouvrages, ils n'y avaient pas trouvé ces principes quasi-évidents.

De plus, notre expérience de professeur dans une grande école d'électronique nous a montré que les futurs ingénieurs considèrent avec une grande inquiétude les « petites bêtes à trois pattes ». Ils vont même jusqu'à dire que ces « engins » sont plus difficiles à utiliser que les tubes, ce qui, à notre avis, est à l'opposé de la réalité. En général, cette méfiance leur est suggérée par leurs premiers contacts, plutôt « frais », avec la physique du solide au moyen de laquelle, dans de nombreux cas, on « noie le poisson ».

Pour ceux qui désirent faire avancer la technique des éléments semiconducteurs eux-mêmes, nous ne contesterons pas un instant que la physique du solide est la connaissance de base. En revanche, pour ceux, infiniment plus nombreux, qui n'auront à travailler que sur les circuits utilisant les semiconducteurs, la connaissance intime des propriétés des particules dans les solides nous paraît beaucoup moins utile. Nous serions même tentés de dire qu'elle devient nuisible si les difficultés que présentent l'assimilation de ces connaissances (très arides) et leur application pratique amènent les techniciens à se faire une idée fautive de la technique des semiconducteurs.

De même que la connaissance approfondie de l'optique électronique n'est nullement indispensable à l'électronicien utilisateur de tubes à vide, les raffinements de la physique du solide ne sauraient constituer la base de l'étude des circuits à semi-conducteurs.

*
* *

Il y a beaucoup d'indices qui démontrent jusqu'à l'évidence que, dans de nombreux cas, ceux qui parlent des semiconducteurs et publient des ouvrages sur le sujet n'ont pas saisi la « philosophie » de la chose et ne sont pas des praticiens de l'utilisation de ces éléments. Hypnotisés par l'aspect purement mathématique de la question, ils ont voulu traiter le problème avec une rigueur absolue, sans faire aucune approximation, et traînent de ce fait des expressions d'une extrême complexité. Or, ni la linéarité des caractéristiques des semiconducteurs, ni les hypothèses faites pour expliquer certains phénomènes, ni les dispersions inévitables de caractéristiques ne permettent de faire des calculs aussi rigoureux.

Cette « mathématisation » à outrance explique le rôle que joue encore le coefficient α dans les Traités, alors que cette grandeur est tellement voisine de l'unité qu'on ne peut la mesurer (tout au moins avec une précision qui correspondrait à quelque chose, puisque seule la différence $1 - \alpha$ nous intéresse).

De même, on voit encore souvent des Traités qui mentionnent des résistance de base, résistance d'émetteur, résistance de collecteur d'un transistor, alors qu'il ne s'agit là que de coefficients sans signification physique.

On rencontre aussi de nombreuses études faites sur les transistors, utilisant le calcul matriciel pour des fonctionnements à fort niveau. Or le calcul matriciel est celui des formes linéaires, et les caractéristiques des transistors à fort niveau ne sont pas linéaires.

Enfin, il y a encore beaucoup trop de « faux principes » solidement enracinés dans l'esprit de bon nombre de personnes qui ont à utiliser les semiconducteurs ou qui auront sous peu à les utiliser. C'est ainsi que tout le monde est persuadé que les transistors sont des éléments convenant surtout pour des appareils portatifs autonomes, alimentés sur piles, que ces semiconducteurs sont coûteux, incapables de fonctionner à des fréquences élevées (en dehors de modèles spéciaux abominablement chers), affligés de courants de fuite rédhitoires et d'une sensibilité malade à la moindre variation de température.

Or les transistors sont actuellement moins chers que les tubes ; des modèles très bon marché permettent des performances en fréquence dont les tubes sont incapables ; l'utilisation du silicium a permis de réduire le courant de fuite de certains modèles à une valeur si faible que l'on ne peut arriver à le mesurer (et avec un micro-ampèremètre très sensible) ! qu'à une température de 150 °C. On peut facilement réaliser un amplificateur haute-fidélité à transistors ; le prix en est à peu près identique à celui du modèle correspondant à tubes (à performances égales), et la construction en est plus simple. Bien entendu, il est hors de question de l'alimenter par piles : si l'amplificateur doit délivrer 10 W au haut-parleur, si élevé que soit son rendement, il faudra bien fournir au moins une quinzaine de watts à l'amplificateur, et, à ce rythme, une grosse pile ne durerait pas longtemps. Heureusement, les alimentations basse tension à partir du secteur sont encore plus simples et moins coûteuses que celles qui donnent une puissance égale à tension élevée, contrairement à ce que tout le monde croit.

Aujourd'hui, qui accepterait un récepteur portatif autonome utilisant des tubes avec ses piles haute tension ruineuses et ses piles basse tension... éphémères? Qui acceptera demain un récepteur sur secteur qui demande une minute de chauffage avant de commencer à fonctionner? Nous ne comprenons d'ailleurs pas que le poste-secteur à transistors ne soit pas plus largement diffusé... Sauf s'il faut tenir compte des impératifs commerciaux (utilisation des stocks, des chaînes et des outillages) et sociologiques (l'habitude est souvent pire qu'une seconde nature, surtout quand elle est entretenue par quelques fabricants pour des raisons purement commerciales).

Personne ne penserait actuellement à utiliser des tubes pour faire un système de comptage d'impulsions dépassant la cadence de 20 MHz; quand on parle de nanosecondes, le tube doit laisser place au semiconducteur...

*
* *

La sécurité de fonctionnement, le faible prix, l'encombrement et la consommation de puissance minuscules, les rendements élevés, les hautes performances en fréquence, autant de raisons pour se lancer dans l'étude des semiconducteurs.

On ne peut invoquer contre les semiconducteurs que l'argument — faux — de la difficulté de leur emploi. Nous avons donc estimé qu'il était de notre devoir de montrer aux actuels et futurs utilisateurs de ces éléments à quel point leur étude était aisée, à condition d'appliquer quelques règles simples.

Pour pousser les choses à l'extrême, on pourrait dire que le seul énoncé de ces règles aurait suffi; nous avons pensé qu'il valait mieux passer en revue les différents circuits pour rappeler leur constitution et montrer comment les règles indiquées s'appliquent à ces circuits.

*
* *

Il est un « principe » entièrement faux et parfaitement destructeur qui veut que « pour comprendre quelque chose aux transistors, il faut oublier tout ce que l'on a appris avec les tubes ». C'est absolument inexact. L'utilisation des tubes, pour celui qui l'a pratiquée, apprend à raisonner sur les circuits; il faut seulement y ajouter quelques autres connaissances pour les réalisations à semiconducteurs. En particulier, il faut réapprendre ce qu'est une intensité et il faut prendre l'habitude de raisonner systématiquement. Le tube tolérait très bien les « expériences pour voir » sans raisonnement préalable. Un transistor ne les supporte pas : avec lui, il ne faut rien laisser au hasard, moyennant quoi il répond infiniment mieux au calcul que le tube. Ces calculs ne dépassent d'ailleurs que rarement la règle de trois et l'application de la bonne vieille loi d'Ohm, de la loi des condensateurs et de celle de Lenz.

L'utilisation des tubes a permis de se familiariser avec la technique des circuits. Après cinquante ans de « bons et loyaux services », ils doivent laisser la place, dans de nombreux domaines, aux semiconducteurs. Maintenant que l'électronique devenue adulte a « touché ses armes », il faut donc apprendre à tirer le maximum des éléments qui nous arrivent.

*
* *

L'auteur se doute bien que tout ce qui fait allusion à une performance liée à un type actuel sera très rapidement périmé; c'est pourquoi, dans ce livre, il sera fait une large place à la manière de raisonner, qui sera sans doute encore la même dans vingt ou trente ans.

Un dernier mot à l'attention de ceux qui aiment les grandes formules et les développements mathématiques : qu'ils cherchent un autre ouvrage (il n'en manque pas qui les combleront!). L'auteur a constaté, par expérience personnelle, que les plus aptes à aligner les équations les plus échevelées étaient en général les plus désarmés devant les problèmes simples (c'est-à-dire ceux qui se posent dans la grande majorité des cas) ; car ils ne savent pas raisonner physiquement et ont pris l'habitude de faire intervenir immédiatement la grande cavalerie mathématique, alors qu'un simple raisonnement physique leur aurait permis de résoudre le problème d'une façon infiniment plus élégante.

L'évolution très rapide des circuits intégrés fait que certains ont tendance à considérer que « Le transistor ? C'est du passé : ». Cette conclusion est infiniment trop hâtive.

D'abord, la compréhension des circuits à transistors est des plus utiles pour amener à un bon emploi des circuits intégrés.

Ensuite, il y a de nombreux cas où l'utilisation de transistors séparés, seuls ou accompagnés de circuits intégrés, constitue une solution plus simple que la réalisation de cartes où il n'y a que des boîtiers à 14, 16, 24 ou 40 broches, sans élément discret, sans résistance ni condensateur.

Enfin, il reste un domaine où le transistor séparé n'est pas près d'être totalement remplacé par les circuits intégrés : l'électronique industrielle de puissance. C'est pourquoi nous avons groupé dans un chapitre spécial en fin d'ouvrage tout ce qui a trait à ces dispositifs dont l'emploi n'est pas du tout évident.

Pour ne pas mélanger trop les techniques, nous avons groupé, sous forme d'additifs en fin de livre, quelques compléments relatifs à des cas où l'on peut remplacer certaines réalisations à transistors par des circuits intégrés. En ce qui concerne ces derniers dispositifs, nous renvoyons le lecteur aux traités relatifs aux seuls circuits intégrés, par exemple (entre autres) au livre de l'auteur « Emploi rationnel des circuits intégrés ».

*
*
*

L'auteur remercie ceux qui l'ont aidé dans la réalisation du présent ouvrage, en particulier MM. R. Charbonnier, B. Pronier, R. Peincenat, la Société SESCOSEM.

CHAPITRE I

BASES PHYSIQUES DE FONCTIONNEMENT DES SEMICONDUCTEURS

APPLICATIONS DE CES BASES

Nous commencerons par présenter les propriétés des semiconducteurs, les applications qu'on peut en tirer dans les dispositifs qui utilisent ces propriétés, et les caractéristiques de ces dispositifs. Le présent chapitre sera forcément assez long (ce dont nous nous excusons), mais il nous a paru indispensable de préciser, autant que possible, notre point de vue sur les semiconducteurs, ainsi que les bases sur lesquelles nous établirons les principes d'utilisation des dispositifs.

1. — RAPPEL DE NOTIONS DE PHYSIQUE DU SOLIDE

Il peut sembler bizarre, après le mal que nous avons dit des théories générales de physique du solide, que nous commençons par en parler ici; que le lecteur se rassure, l'exposé en sera très court.

La propriété qui nous semble caractéristique du semiconducteur est la suivante :

Un semiconducteur est un corps dont la conductibilité décroît quand la température décroît. Alors que, pour un métal, plus la température baisse, plus la conductibilité augmente, pour un semiconducteur, à la température du zéro absolu (c'est-à-dire à 273°C en dessous de zéro), le produit, est devenu un isolant parfait. Or à cette température beaucoup de métaux sont devenus tellement conducteurs que l'on ne peut plus en déceler la résistivité, même avec les instruments les plus perfectionnés.

Cette différence tient au fait que, dans le semiconducteur, les porteurs éventuels de charge sont plus solidement attachés aux noyaux des atomes que dans un métal. A température basse, la force de cohésion qui maintient ces porteurs liés au noyau est telle qu'ils sont complètement immobilisés. Il n'y a donc plus aucune possibilité de passage pour l'électricité.

Le semiconducteur, tel que nous venons de l'envisager, est dit « intrinsèque » ; c'est-à-dire qu'il s'agit d'un produit rigoureusement pur, présenté sous forme cristalline, pour que tous ses atomes soient rangés en un ordre parfait.

Nous modifierons complètement les propriétés de ce semiconducteur en y incorporant une faible dose d'un produit appelé « dopant ». Ce dopant est un corps étranger dont l'atome a une structure assez voisine de celle du semiconducteur, en en différant toutefois par le fait qu'il possède une couche d'électrons externe qui comporte trois ou cinq électrons, alors que les semiconducteurs que nous envisageons, c'est-à-dire le silicium et le germanium, ont la propriété d'avoir sur leur couche électronique externe quatre électrons.

Le dopant sera introduit en très petite quantité. Il est courant, par exemple, d'en mettre une quantité représentant un millionième d'impureté; on imaginera donc sans peine à quel point ce dopant sera dilué, si l'on réalise qu'une telle quantité d'impureté correspond à environ une cuiller de dopant dans un grand wagon de marchandises entièrement plein de semiconducteur pur.

Si le dopant comporte trois électrons sur sa couche électronique externe, il est dit du *type p*. Que se passe-t-il quand nous en introduisons une très faible dose dans le semiconducteur? Étant donné la quantité minimale d'éléments étrangers introduite, les atomes de ces éléments étrangers sont pris dans le réseau cristallin du semiconducteur, où ils s'intègrent malgré eux en quelque sorte. Si l'on avait ajouté une quantité trop forte de dopant, la présence d'un trop grand nombre de centres de dislocation dans le cristal aurait entraîné une détérioration de la structure cristalline du semiconducteur.

Voilà donc notre atome, comportant trois électrons sur sa couche externe, incorporé dans le réseau cristallin du semiconducteur pur. Tous les atomes voisins comportant quatre électrons sur leur couche externe, il y a donc, à l'endroit où se trouve cet atome de dopant un, *manque* d'électrons. Un électron qui manque se traduit par une charge positive. Nous dirons donc que nous avons affaire à un semiconducteur renfermant des charges positives qui ne sont en réalité que des trous, c'est-à-dire des endroits où manque un électron. Si nous soumettons ce bloc de semiconducteur dopé à un champ électrique, il y aura donc tendance à la propagation de ces charges positives.

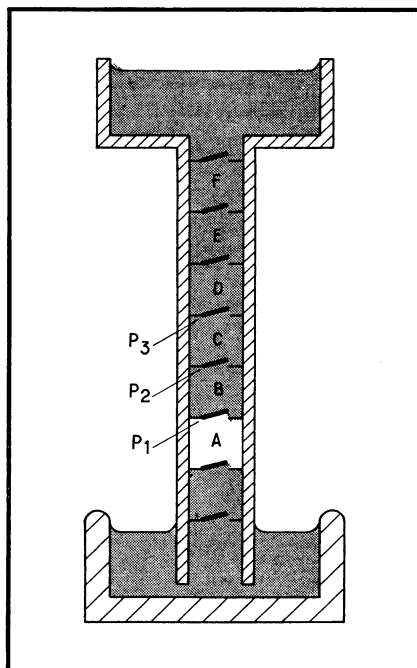
Il peut sembler assez difficile de suivre cette propagation; en effet, il ne s'agit pas de charges positives qui vont dans le sens du champ, mais au contraire d'électrons qui vont en sens inverse. Chaque électron qui se trouve au voisinage d'un trou peut y tomber sous l'influence du champ. Il libère donc un nouveau trou où un électron peut tomber à son tour.

Pour donner une image de la propagation des charges positives dans un semiconducteur du type *p*, nous pourrions prendre l'analogie qui est illustrée par la figure 1. Sur cette figure, nous voyons un tube vertical qui relie un récipient inférieur à un récipient supérieur également plein d'eau. L'intérieur du tube vertical est cloisonné par des portes P_1 , P_2 , P_3 , etc. Nous supposons initialement que tous les compartiments délimités entre ces portes sont également pleins d'eau, à l'exception de celui qui est repéré par la lettre A, et qui se trouve vide au moment initial. Il est, autrement dit, rempli d'air, et, par rapport à l'eau qui remplit les autres compartiments, il constitue une sorte de trou. Ouvrons la porte P_1 , qui fait communiquer le compartiment A et le compartiment B situé au-dessus du précédent. L'eau, contenue dans le compartiment B va descendre dans le compartiment A, tandis que l'air venant de A va occuper l'emplacement B. Ouvrons maintenant la porte P_2 , l'air va passer dans le compartiment C. Chaque fois que

nous ouvrons une porte, nous avons refermé la précédente. Nous verrons donc le compartiment vide se déplacer de bas en haut et nous aurons l'impression d'un déplacement de l'air de bas en haut. En réalité, il s'agit de déplacements successifs de l'eau de haut en bas.

Le déplacement des charges positives dans un semiconducteur du type p est du même ordre : l'eau représente les électrons, l'air représente les zones sans électrons, c'est-à-dire les zones correspondant à des charges positives. Ce n'est donc qu'en apparence que les charges positives se sont déplacées en sens inverse, créant de proche en proche des trous.

Fig. 1. — En ouvrant successivement les portes P_1 , P_2 , P_3 ... pendant un temps court chacune, on fait « monter le compartiment vide ». En réalité, c'est le liquide qui descend. C'est ainsi que se propagent les charges électriques positives, ou trous, dans un semiconducteur.



Si au contraire, nous avons introduit comme impureté un corps étranger qui, tel l'arsenic ou le phosphore, comporte cinq électrons sur sa couche externe, nous aurions obtenu ce que l'on appelle un semiconducteur de *type n*.

En effet, toujours en raison de son énorme infériorité numérique, le produit étranger est forcé de s'intégrer dans le réseau cristallin du semiconducteur. Mais comme il possède cinq électrons périphériques au lieu de quatre pour les atomes de semiconducteur voisins, il se produit localement un centre de dislocation, trop éloigné d'un autre centre pour empêcher la cristallisation du semiconducteur, mais suffisant pour créer localement un excès d'électrons. Un semiconducteur dopé du type n , possédant des électrons presque libres, se rapproche donc d'un métal (qui lui, possède des électrons libres entre les atomes). Nous en déduisons un fait : la conductibilité d'un semiconducteur du type n pourra assurer un cheminement plus rapide des charges électriques que celle d'un semiconducteur du type p .

Réalisons maintenant, au sein d'un bloc de semiconducteurs, deux zones, l'une du type p , qui, suivant une surface appelée jonction, rejoint l'autre, du type n . Sur la zone de type p , nous avons soudé un fil et nous en avons fait autant sur la zone de type n .

Il convient d'ailleurs de remarquer que cette soudure de fil sur un semiconducteur peut poser des problèmes. Il faut en effet qu'il y ait libre circulation, entre le métal et le semiconducteur, des porteurs de charges correspondant à la nature du semiconducteur. On arrive à ce résultat en utilisant, pour la soudure sur un semiconducteur de type p , une soudure riche en dopant du type p , comme par exemple l'indium ou le bore. Par contre, pour souder un métal sur un semiconducteur de type n , on utilisera une soudure riche en éléments comportant cinq électrons sur leur couche externe, l'arsenic par exemple. La zone dans laquelle sera effectuée la soudure sera donc encore plus dopée que le semiconducteur sur lequel on effectue cette soudure. Il n'y aura pas ainsi de discontinuité de nature du semiconducteur.

Revenons à notre ensemble de deux semiconducteurs, l'un du type p , l'autre du type n , se rejoignant sur une surface appelée jonction. Si l'on relie à une source de courant les fils allant à ce semiconducteur, en connectant le pôle positif de cette source au semiconducteur de type p et son pôle négatif au fil soudé sur la zone n , nous obtenons la configuration illustrée par la figure 2.

Dans une telle configuration, les charges positives pouvant facilement traverser la zone p et les charges négatives traversant non moins aisément la zone n , on conçoit que ces charges de sens opposés arrivent ensemble sur la jonction où elles se neutralisent les unes les autres. La source de courant peut alors fournir de nouvelles charges, qui iront à leur tour se neutraliser sur la jonction... et ainsi de suite.

Notre ensemble p - n est donc conducteur.

Il est important d'examiner le phénomène de plus près. Ce n'est qu'en première approximation que l'on peut dire que les charges p et les charges n se neutralisent exactement sur la jonction. C'est là une explication simple qui fait intervenir les électrons tombant dans les trous pour les combler, ce phénomène ne se produisant que dans la zone de jonction, zone d'épaisseur théoriquement nulle.

En réalité, les charges négatives peuvent parfaitement pénétrer dans la zone p . Bien entendu, elles s'y trouvent en minorité, puisque cette zone comporte surtout des trous, c'est-à-dire des charges positives. En quelque sorte, les électrons qui auront pénétré dans la zone p s'y trouveront en « pays ennemi », c'est-à-dire qu'ils devront passer entre de nombreux trous qui sont autant de « pièges à électrons ». Autrement dit, il est probable que leur existence sera brève : les électrons seront capturés par les trous. Mais, si brève qu'elle soit, l'existence de ces porteurs « minoritaires » a des conséquences extrêmement importantes, comme nous le verrons par la suite.

De même, les charges positives, issues du semiconducteur de type p , pourront parfaitement franchir la jonction et aller, sur un très petit espace, dans la zone n . Là aussi, ces charges seront minoritaires, c'est-à-dire menacées d'une neutralisation rapide par les charges n en excès. Mais, comme dans le cas précédent, cette neutralisation ne sera pas instantanée. Étant donné la vitesse de diffusion des charges de part et d'autre de la jonction, il y aura dans la région p une petite zone (appelée *zone de diffusion*) où se trouveront de nombreux porteurs du type n . A l'échelle macroscopique tout se passe selon la théorie simplifiée qui disait que les charges positives véhiculées à travers la zone p et les charges négatives véhiculées à travers la zone n se neutralisaient exactement sur la jonction. Mais l'existence de ces zones de diffusion est d'une extrême importance pour expliquer l'« effet transistor ».

Supposons maintenant (fig. 3) que nous branchions la source de courant en sens inverse de celui où elle se trouvait sur la figure 2. Son pôle positif est relié à la région n . Dans ces conditions, les porteurs de charges de la zone n , qui sont

négatifs, vont s'écarter de la jonction puisqu'ils vont se rapprocher du fil relié au pôle positif de la source. De même, les porteurs positifs situés dans la zone p vont s'écarter également de la jonction et gagner la région voisine du fil de connexion.

En première approximation, il n'y aura donc aucun courant qui traversera notre ensemble semiconducteur. Nous avons donc réalisé ainsi une diode à conductibilité unilatérale.

Fig. 2. — Quand le pôle positif d'une pile est relié à la zone P d'une jonction P-N, le pôle négatif allant à la zone N, les porteurs de charge positifs et négatifs, dans les zones respectives, vont jusqu'à la jonction où ils se neutralisent mutuellement : la diode est conductrice.

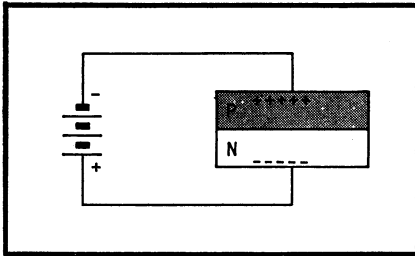
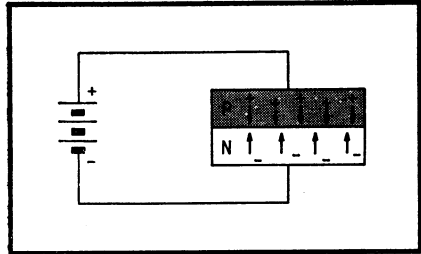


Fig. 3. — La même diode polarisée en sens inverse, ne conduit plus : les porteurs désertent la jonction, et, seules, les paires électron-trou, engendrées par l'agitation thermique ou la lumière, peuvent assurer le passage d'un faible courant (fuite).

En réalité, une mesure faite avec des instruments suffisamment sensibles nous permet de constater qu'un léger courant passe dans cette diode. Il s'agit d'un courant de fuite, qui peut avoir plusieurs origines :

1° L'action de la chaleur sur le semiconducteur peut faire naître, par augmentation de l'agitation thermique des atomes, des « paires électron-trou » au niveau de la jonction. Quand une telle paire a été engendrée par l'agitation thermique, l'électron va à travers la zone n vers le pôle positif de la source, le trou allant à travers la zone p vers son pôle négatif. Évidemment, plus la température est élevée, plus cette fuite est importante. La loi de variation de cette fuite avec la température est exponentielle.

2° Il se peut que de la lumière arrive sur la jonction; dans ce cas, l'énergie lumineuse arrivant sur le semiconducteur provoque les mêmes effets qu'une augmentation de température de ce corps.

3° Il se peut également que, par suite de détails technologiques, il y ait un mauvais isolement entre la zone p et la zone n , ou, plus précisément, un mauvais isolement entre les deux fils de connexion.

De ces trois causes possibles de fuite, les deux premières fournissent un courant de fuite variant peu avec la différence de potentiel de la source. La troisième cause donne un courant proportionnel à cette différence de potentiel.

Signalons un autre phénomène d'une nature assez différente. Si nous augmentons régulièrement la différence de potentiel de la source, nous constaterons, à partir d'une certaine tension, le passage d'un courant de fuite très important. Une explication simplifiée de ce phénomène, appelé *effet Zener*, est la création

de paires électron-trou au niveau de la jonction sous la simple influence du champ électrique qui règne au niveau de cette jonction.

Si nous résumons sur une caractéristique (fig. 4) le comportement de notre diode en fonction de la tension qui lui est appliquée, nous voyons que, lorsqu'elle est polarisée en sens direct, l'intensité du courant qui la parcourt augmente très rapidement et ceci dès les valeurs très faibles de tension appliquée. Il suffit d'une tension E_0 appelée seuil (environ 0,4 V pour le germanium, et 0,7 V pour le silicium) pour que le courant direct augmente très rapidement. La zone de la caractéristique située à gauche de l'axe des intensités montre un courant inverse très faible passant dans la diode, variant peu avec la tension appliquée, tant que celle-ci n'a pas dépassé la valeur E_Z . En effet, quand la tension inverse atteint cette valeur E_Z appelée tension Zener, le courant inverse augmente très rapidement.

En réalité, la courbe de la figure 4 n'est pas à l'échelle : nous avons dû tricher sur la valeur du courant de fuite, car ce courant est extrêmement faible. Pour une diode au germanium ordinaire, il ne dépasse pas quelques micro-ampères, alors que le courant direct atteint facilement plusieurs ampères. Pour une diode au silicium, c'est en fractions de micro-ampère (souvent en centièmes ou en millièmes de micro-ampères que l'on doit compter ce courant de fuite. On peut même dire, pour les applications usuelles, qu'une diode au silicium n'a pas de fuite inverse. Par contre, le coude de la caractéristique correspondant à la tension de Zener est parfaitement marqué dans les diodes au silicium. C'est ainsi que, par exemple, on voit le courant inverse d'une diode au silicium passer de 0,1 μ A à 50 mA quand la tension inverse passe de 8,0 à 8,5 V. La résistance dynamique correspondant à la région de la courbe située à gauche du coude de Zener peut être très faible; des valeurs inférieures à 1 Ω sont parfaitement réalisables.

Ce phénomène de Zener, très utilisable dans certains cas que nous verrons par la suite, est au contraire un phénomène parasite catastrophique si l'on désire utiliser la diode pour redresser le courant alternatif. Dans ce cas, on s'arrange, lors de la réalisation de la diode, pour agir sur ses constituants de façon telle que cette tension Zener soit aussi élevée que possible. Sa valeur peut varier, suivant le degré de dopage des deux zones, de 3 ou 4 V à plus de 1 000 V. C'est pour les tensions Zener de l'ordre de 8 V que le coude est le plus accentué.

Si l'on augmente la concentration en dopant, la tension Zener diminue de plus en plus. On peut même arriver à la rendre pratiquement nulle : la diode a donc une fuite inverse considérable pour une tension inverse très faible. Il est même possible d'augmenter encore la concentration de dopant; dans ces conditions la diode est encore en régime Zener pour une très faible tension directe.

On dit d'une diode en régime Zener qu'elle fonctionne en claquage. Il faut comprendre que ce terme ne signifie pas forcément la destruction de la diode.

Si nous avons forcé la concentration des dopants de telle sorte que la diode puisse encore être en régime de claquage inverse pour une très faible tension directe, nous voyons apparaître un nouveau phénomène : l'*effet tunnel*.

Nous n'entrons pas dans l'explication détaillée de ce phénomène, nous nous contenterons d'indiquer qu'une diode qui présente cet effet tunnel a une caractéristique courant-tension analogue à celle que représente la figure 5. On voit sur cette figure que la diode a une résistance dynamique très faible pour les tensions voisines de zéro, qu'elle se laisse traverser par un courant qui croît très rapidement quand la tension directe croît, que le courant qui la traverse, après être passé par un maximum, diminue quand la tension directe appliquée augmente. Nous avons donc ici une zone où la résistance dynamique est négative. Si l'on

augmente encore la tension appliquée, l'intensité qui passe dans la diode, après être passée par un minimum dit *vallée*, remonte en suivant la même loi que celle d'une diode ordinaire.

Fig. 4. — La courbe courant/tension d'une diode montre que, pour une tension directe, le courant croît très vite dès que la tension a dépassé un seuil E_0 . Pour une tension inverse, la fuite est insignifiante (la figure n'est pas à l'échelle), mais elle devient très grande quand la tension inverse a dépassé une certaine valeur $-E_z$: c'est l'« effet Zener ».

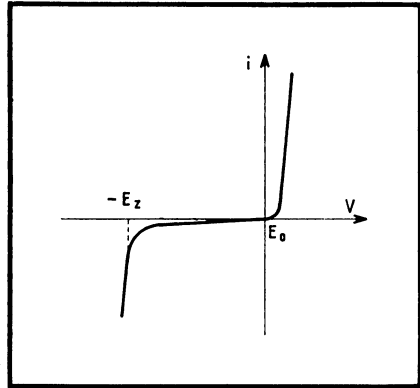
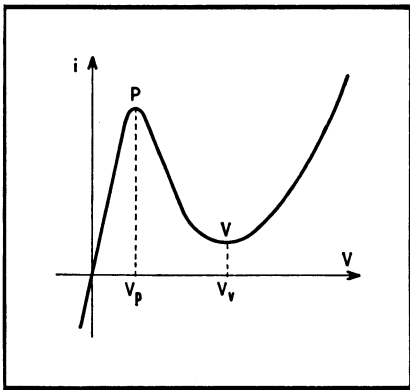


Fig. 5. — Dans une diode où les deux zones sont très fortement dopées et la jonction très abrupte, on voit apparaître le phénomène dit « effet tunnel » : la diode est comme un court-circuit (ou presque) autour des tensions nulles, mais, si l'on augmente la tension directe, son courant décroît (après être passé par un maximum) jusqu'à un minimum appelé « vallée ». Pour des tensions plus élevées (0,4 à 0,6 V), la diode se conduit alors comme une diode normale.

Une telle diode, dite diode tunnel, a donc une résistance dynamique faible et positive quand la tension qui lui est appliquée est inférieure à la valeur V_p dite *tension de pic*. Sa résistance dynamique devient négative quand la tension qui lui est appliquée est comprise entre la tension de pic et la tension de vallée. Cette valeur de tension de pic est extrêmement faible : pour une diode tunnel au germanium, elle se situe autour de 50 à 60 mV; pour les diodes tunnel à l'arseniure de gallium ou au silicium, cette tension de pic est de 120 mV. Pour ces mêmes diodes, la tension de vallée est de l'ordre de 500 mV. Pour les diodes tunnel au germanium, la tension de vallée est environ de 350 mV. Quand la tension appliquée à une diode tunnel est supérieure à la tension de vallée, l'intensité directe qui passe dans la diode croît comme dans une diode ordinaire.

2. — L'EFFET TRANSISTOR

Nous arrivons maintenant à la définition du transistor proprement dit. Qu'est-ce qu'un transistor? C'est une diode que l'on fait « fuir » en l'empoisonnant. Précisons un peu notre expression.

Si nous considérons une diode, réalisée par la jonction de semiconducteurs de types p et n , reliée à une source de courant dans un sens tel que l'électricité

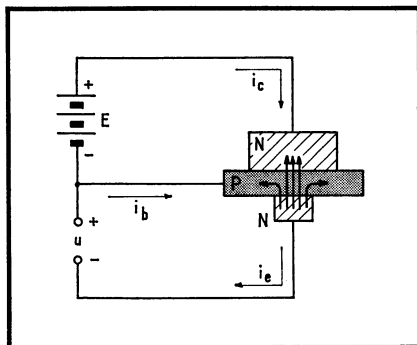
ne puisse normalement pas passer, comme dans la figure 3, il n'y aura pratiquement pas de courant dans les fils de connexion. En réalité, nous savons qu'il y a une légère fuite. Si nous chauffons brusquement la diode, cette fuite augmenterait. Il en serait de même si nous éclairions brusquement la jonction. Mais nous avons un autre moyen d'augmenter le courant de fuite : injecter au voisinage de la jonction, dans l'une des deux zones, des porteurs minoritaires.

En effet, supposons que nous ayons injecté dans la zone p des électrons. Normalement, ils ne peuvent y vivre que très peu de temps. Ils ne peuvent également parcourir qu'un chemin très faible avant d'être capturés par les charges positives. Mais, si ces électrons ont été injectés dans une zone p extrêmement mince, dont l'épaisseur totale soit nettement plus faible que l'épaisseur des zones de diffusion dont nous avons parlé tout à l'heure, ces électrons pourront très facilement atteindre la jonction $p-n$. Dans ces conditions, la diode ne pourra plus jouer le rôle d'arrêt qu'elle devrait normalement jouer, et un courant de fuite important va prendre naissance. Comment réaliserons-nous pratiquement l'expérience?

Nous fabriquerons un dispositif analogue à celui qui est représenté dans la figure 6. Une jonction supplémentaire entre la mince couche p et une nouvelle zone n , va nous permettre, grâce à l'action d'une source séparée u , d'injecter des électrons dans la zone p qui est extrêmement mince. Les électrons, porteurs minoritaires dans la zone p , seront en quasi-totalité capturés par la zone n supérieure

Fig. 6. — La jonction supérieure N-P est polarisée en sens non-conducteur par la pile E : elle est donc bloquée (à la fuite près). Si on rend conductrice la jonction N-P inférieure au moyen de la source u , on injecte dans la région P médiane (très mince) les porteurs de charge négatifs qui ne sont pas tout de suite absorbés par les trous positifs de la région P. La quasi-totalité de ces porteurs sera alors absorbée par la zone N supérieure : on a fait « fuir » la diode supérieure N-P en l'« empoisonnant » par des porteurs. C'est l'effet transistor.

(Les flèches indiquent le sens conventionnel du courant.)



qui les collectera presque tous. Pour émettre des électrons et les envoyer dans la mince zone p , nous avons fait appel à une petite zone n , à une petite jonction $n-p$, pour être sûr, que tous les électrons injectés dans la mince couche p seront, ou presque, capturés par le grand morceau de semiconducteur de type n situé au-dessus de la couche p .

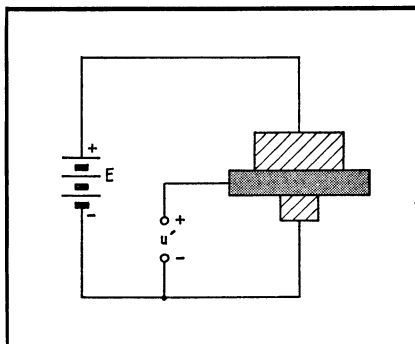
La jonction entre cette mince couche p et la zone n supérieure est reliée à une source de courant E : on voit donc qu'elle est alimentée en tension inverse. Si on n'applique aucune tension u , la présence du petit morceau de semiconducteur de type n sous la zone p ne modifie en rien le fonctionnement de cette diode $p-n$ supérieure. Elle reste bloquée, au courant de fuite thermique près. Dès que l'on applique une tension u dans le sens indiqué, la pénétration des électrons issus de la petite zone n dans la mince couche p empoisonne la diode : celle-ci voit son courant de fuite augmenter énormément.

Dans quelle proportion ce courant de fuite augmente-t-il? L'expérience montre que, si la zone p est suffisamment mince et si la zone n supérieure déborde

assez largement sur la zone n inférieure, la quasi-totalité des porteurs injectés par la petite zone n inférieure est captée par la zone n supérieure. Pour désigner les différentes parties du dispositif par leurs noms définitifs, nous dirons que la petite zone n inférieure s'appelle l'*émetteur*, la mince zone p s'appelle la *base*, la grande zone n supérieure s'appelle le *collecteur*.

Considérons tous les électrons injectés dans la base par l'émetteur. Nous en trouverons, par exemple, 98 % qui seront captés par le collecteur; les 2 % restants seront les électrons « malchanceux » qui auront été capturés par les porteurs majoritaires (trous) de la zone p qui sert de base. Dans ce cas, on dit que le coefficient α du transistor est égal à 0,98; ce coefficient traduit en effet la proportion des porteurs injectés par l'émetteur que l'on retrouve dans le collecteur.

Fig. 7. — Comme, seule, une très faible proportion des porteurs de courants négatifs injectés dans la zone médiane (base) par la zone N inférieure (émetteur) est captée par la zone P, il suffit d'envoyer à celle-ci un très petit courant pour en faire circuler un bien plus grand entre les deux zones N.



Avant d'aller plus loin, nous insisterons ici sur l'intérêt du dispositif réalisé. On voit en effet que, pour faire fuir la diode collecteur-base, il suffit de l'empoisonner par les porteurs minoritaires injectés dans la base par la jonction émetteur-base. Or cette jonction est polarisée dans le sens direct (passante) puisque pour injecter ces porteurs d'empoisonnement, nous avons rendu la base (zone p) positive par rapport à l'émetteur qui est une zone n . On peut donc prévoir qu'il suffira d'une tension u très faible pour injecter des porteurs minoritaires dans la base. Par contre, la diode base-collecteur est normalement polarisée dans le sens inverse (non passante). Donc, tant que la tension collecteur-base reste faible par rapport à la tension Zener de cette jonction, il n'y a pas de danger de voir passer dans cette diode un courant de fuite autre que celui désiré. Nous voyons donc que l'on peut commander un courant dans un circuit à haute tension (E) au moyen d'une source qui injecte un courant sensiblement égal, mais sous une différence de potentiel très faible u . La disposition des sources E et u de la figure 6 est faite de façon telle que la base soit l'électrode commune à la source u et à la source E ; on appelle ce montage *base commune* (B.C.). Si on pense au fait que la quasi-totalité des porteurs injectés par l'émetteur dans la base se trouve capturée par le collecteur, seule la très faible proportion des porteurs « malchanceux » se trouve capturée par la base (toujours dans le cas cité comme exemple il n'y aura que 2 % des porteurs qui seront capturés par la base). Le courant de collecteur sera de ce fait inférieur de 2 % au courant d'émetteur. La différence, soit 2 % du courant d'émetteur, passera dans la connexion de base. On doit en effet avoir la relation :

$$I_e = I_c + I_b$$

Il existe un autre moyen d'empoisonner la diode collecteur-base, c'est celui qui est schématisé sur la figure 7. La source u' ne fournit plus cette fois que le courant de base I_b . En effet, nous voyons que dans le montage de la figure 7, c'est l'émetteur qui se trouve l'électrode commune à la source E et à la source u' . Ce montage s'appelle *émetteur commun* (E.C.).

On voit que, dans ce montage, la base, rendue positive par la source u' , appelle des électrons. Une petite partie de ces électrons restera dans la base, tandis que la quasi-totalité de ces porteurs minoritaires sera capturée par le collecteur. Nous avons dit que l'on appelait α le rapport du courant collecteur au courant émetteur. Si nous désignons le courant d'émetteur par I_e , le courant de collecteur par I_c et le courant de base par I_b , nous avons :

$$I_c = \alpha I_e$$

On peut en déduire que le courant de base vaut

$$I_b = I_e - I_c = (1 - \alpha) I_e$$

Le rapport du courant de collecteur au courant de base, que l'on désigne par β (bêta) ou h_{21E} , vaudra

$$\frac{I_c}{I_b} = \frac{\alpha I_e}{(1 - \alpha) I_e} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Dans l'exemple cité plus haut, 98 % du courant d'émetteur s'en allant vers le collecteur et 2 % de ce courant vers la base, on voit que ce rapport vaudra

$$\beta = \frac{98}{2} = 49$$

Comme le coefficient α est très voisin de l'unité, il arrive souvent que l'on dise non pas :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{mais} \quad \beta = \frac{1}{1 - \alpha}$$

Dans le cas de l'exemple cité plus haut, cette approximation nous aurait donné $\beta = 50$ au lieu de nous donner $\beta = 49$. Les valeurs numériques de α et β que nous avons citées dans l'exemple peuvent être considérées comme des valeurs très courantes dans les cas pratiques. On peut donc dire que, en première approximation, le courant de collecteur est *égal* au courant d'émetteur. (Voir le *principe n° 1*, p. 46.)

Signalons à ce propos un phénomène dont nous nous occuperons plus en détail par la suite. Pour faire passer un certain courant de collecteur I_c , pratiquement égal au courant d'émetteur I_e , il faut maintenir dans la connexion de base, un courant de base $I_b = \frac{I_c}{\beta}$ (1).

Maintenir un certain courant de base, cela revient à mettre en permanence dans cette base des porteurs majoritaires et minoritaires. Il y a donc une certaine quantité de porteurs stockée dans la base, la charge correspondante étant fonction du courant de base, donc du courant de collecteur. Nous trouvons ici la notion de charge de base en fonction du courant collecteur. Cette charge n'est pas rigou-

1. Voir le *principe n° 2*, page 46.

reusement proportionnelle au courant de collecteur, cependant on la définit souvent en picocoulombs par milliampère de collecteur. Nous retrouverons cette notion très souvent dans l'étude des transistors en commutation.

3. — LES PHÉNOMÈNES PARASITES DANS LE TRANSISTOR

Dans l'étude que nous avons faite jusqu'à présent, nous avons supposé une indépendance complète entre la tension collecteur-base et le fonctionnement de la diode base-émetteur. Il n'en est pas tout à fait ainsi.

En effet, si l'on fait varier la tension collecteur-base, tout en maintenant un courant de base constant, on constate une variation du courant de collecteur. La variation de tension collecteur agit également sur la résistance dynamique d'entrée du circuit de base, comme nous le verrons plus en détail ultérieurement. D'autre part, les différents morceaux du dispositif de la figure 7 ont des résistances intrinsèques qui jouent le rôle d'éléments parasites.

C'est ainsi que la zone p très mince qui sert de base a forcément une résistance intrinsèque; tout se passe comme si la connexion de base, qui sort du boîtier du transistor, n'était reliée à la véritable base qu'à travers une résistance. De même, le morceau de semiconducteur de type n qui sert de collecteur a , lui aussi, une certaine résistance propre. Il ne faut pas négliger non plus les coefficients de self-induction des fils qui relie la base, l'émetteur et le collecteur aux points auxquels ils doivent être rattachés.

D'autre part, si le transistor est une diode que l'on fait fuir, il ne faut pas oublier que la fuite de la diode collecteur-base existe même quand on n'a pas empoisonné cette diode. En effet, il s'agit d'une diode $p-n$ normale, présentant à ce titre une fuite due à l'action de la température, éventuellement à l'action de la lumière et aussi, dans certains cas, une fuite ohmique entre la connexion de collecteur et la connexion de base. Ces grandeurs parasites doivent être connues. On appelle courant de fuite collecteur-base, noté en général I_{cbo} , le courant de fuite de la diode collecteur-base utilisée seule, c'est-à-dire en laissant la connexion d'émetteur en l'air. Bien entendu, on ne peut définir ce courant de fuite que dans des conditions déterminées de température et (à un moindre degré) de tension collecteur-base.

Citons tout de suite, sans en détailler les valeurs, l'existence de deux autres courants de fuite :

1° Le courant de fuite I_{cs} , qui est celui que l'on mesure quand on applique une tension positive sur le collecteur, la base étant reliée à l'émetteur et tous les deux au pôle négatif de la pile. (Précisons que dans tout ce qui suit nous envisageons le transistor du type $n-p-n$. Nous ferons mention plus tard des types $p-n-p$.)

2° Le courant de fuite I_{ce0} , qui est celui que l'on trouve en reliant le collecteur au pôle positif de la source, l'émetteur à son pôle négatif et en laissant la connexion de base en l'air.

Nous citerons enfin un dernier phénomène parasite dans les transistors : leur limitation en fréquence. En effet, nous avons vu que la propagation des charges dans le semiconducteur étant normalement moins rapide, surtout en ce qui concerne les charges positives, que celle des électrons dans les métaux ou dans le vide. Les transistors présenteront donc une réponse en fréquence limitée par des considérations technologiques. Nous y reviendrons au paragraphe 6, page 36.

4. — ÉTUDE PRATIQUE DU FONCTIONNEMENT DU TRANSISTOR

Maintenant que nous savons à peu près ce qui se passe dans le petit boîtier de notre « bête à trois pattes », nous allons examiner les propriétés de plus près et pour cela nous allons tracer les réseaux de caractéristiques.

Le transistor T se trouvera disposé dans un montage de relevé de caractéristiques tel que celui qu'illustre la figure 8. Nous n'avons plus représenté, dans cette figure, le transistor sous son aspect technologique, mais par le symbole qui sera utilisé dans la suite de cet ouvrage. Nous voyons qu'une source de tension E variable applique une différence de potentiel entre le collecteur et l'émetteur du transistor T. Nous désignerons cette différence de potentiel par la notation V_{ce} ; en effet, la notation V_c que l'on utilise souvent nous semble insuffisante : une tension se mesure entre deux électrodes. La notation V_{ce} montre clairement qu'il s'agit du montage en émetteur commun et que la tension de collecteur est mesurée par rapport à l'émetteur du transistor. Un appareil de mesure, branché aux bornes de la source variable E, donne la valeur de cette tension V. Un galvanomètre mesure l'intensité du courant collecteur I_c . Nous supposons que ce galvanomètre est parfait, c'est-à-dire qu'il a une résistance interne négligeable : cette condition est en effet nécessaire pour que la tension entre émetteur et collecteur soit effectivement égale à celle de la source E.

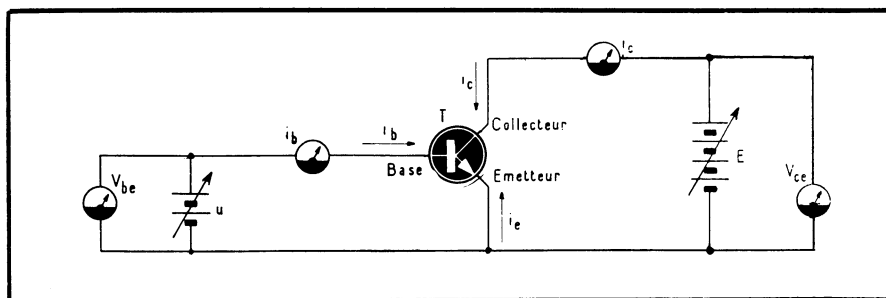


Fig. 8. — Montage permettant de relever les caractéristiques d'un transistor. Contrairement au cas du tube électronique, il faut tenir compte du courant d'entrée et de l'influence de la tension de sortie sur les grandeurs d'entrée, il y aura donc quatre coefficients indépendants pour caractériser un transistor, alors qu'il n'en fallait que deux pour un tube.

Du côté de la base, le montage est analogue : une source variable u fournit la tension de la base, notée V_{be} et mesurée par le voltmètre situé à gauche de la figure, tandis que l'intensité du courant de base est mesurée par le galvanomètre situé dans la connexion de base. Les intensités des courants de collecteur et de base sont notées respectivement I_c et I_b ; il est en effet inutile de préciser pour ces courants qu'il s'agit du montage émetteur commun : seul nous intéresse le fait que ces courants entrent dans le transistor; il nous importe peu de savoir par où ils en ressortent. Nous devons toujours avoir :

$$I_c + I_b + I_e = 0$$

En effet, nous compterons comme positifs les courants qui passent dans le sens repéré par les flèches, ce qui sera le cas du courant de base et du courant

de collecteur dans un transistor *n-p-n*. Par contre, dans ce même transistor, le courant d'émetteur *sort* par l'émetteur et va vers le pôle négatif des sources u et E : il sera donc exprimé par un nombre négatif.

L'étude expérimentale du transistor consistera à relever pratiquement les relations qui lient les grandeurs V_{ce} , I_c , V_{be} et I_b . Il s'agit de quatre grandeurs; si l'on connaît trois d'entre elles, la quatrième est automatiquement déterminée. Les lecteurs qui sont habitués à l'étude des tubes reconnaîtront le genre de montage que l'on emploie pour relever les caractéristiques de ces transducteurs. Mais, avec les transistors, il se produit quelque chose de nouveau. Dans les tubes il suffisait de connaître la tension grille-cathode, pour que connaissant la tension anode-cathode, on détermine l'intensité anodique. On supposait toujours à priori que le courant de grille était nul. D'autre part, on supposait également que les variations de tension ou de courant anodiques étaient sans influence sur le circuit d'entrée. La situation se compliquera avec le transistor puisque :

1° La tension et le courant collecteur influenceront sur les variables d'entrée;

2° La résistance d'entrée ne pourra plus être considérée comme infinie, le courant de base n'étant nullement négligeable.

On pourrait en conclure que l'étude pratique des transistors est d'une grande complexité. En effet, si nous voulons étudier, par exemple, les variations du courant collecteur, nous voyons qu'il s'agit d'une fonction de *trois* variables : ces variables étant la tension de base, le courant de base et la tension de collecteur. Alors que, pour un tube, le courant d'anode n'était fonction que de deux variables (la tension d'anode et la tension de grille), nous avons ici une relation plus complexe. Les caractéristiques d'un tube pouvaient se schématiser par un réseau de courbes; puisque nous disposons d'une variable supplémentaire, nous pouvons prévoir que les caractéristiques d'un transistor ne pourront se schématiser que par un ensemble de réseaux de courbes.

Si ces remarques sont en partie exactes, fort heureusement il est possible de simplifier énormément cette étude.

Nous maintiendrons en effet constante l'une des variables; nous donnerons à une autre des valeurs en progression arithmétique et nous étudierons à ce moment la variation du courant collecteur, par exemple en fonction de la tension collecteur. Nous pourrions ne considérer que la valeur du courant de base, sans nous occuper de la tension base-émetteur. Pour chaque valeur du courant de base, nous tracerons une courbe donnant la variation du courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur.

C'est en général le réseau ainsi obtenu que les constructeurs fournissent à titre de renseignements sur les caractéristiques d'un transistor; précisons tout de suite que ce réseau, fourni seul, est insuffisant pour caractériser le transistor. Si l'on se contente le plus souvent de donner ce réseau, c'est parce qu'il présente une certaine analogie de forme et de mode de tracé avec le réseau dit de Kellogg des tubes (rappelons qu'un tel réseau est l'ensemble des courbes, tracées chacune pour une valeur de tension grille-cathode donnée, représentant chacune la variation du courant anodique en fonction de la tension anode-cathode).

Quoiqu'insuffisant à lui tout seul pour caractériser entièrement le transistor, ce réseau est déjà fort intéressant. Quand on l'a relevé, on obtient un ensemble de courbes qui ressemblent en général à celles que nous avons tracées sur la figure 9.

Examinons en détail l'une de ces courbes, par exemple celle qui correspond au courant de base de $20 \mu A$. Nous voyons que, pour une tension de collecteur très basse, le courant collecteur varie rapidement en fonction de la tension collecteur-

émetteur. Au-delà du point A, la tension de collecteur étant plus grande, le courant de collecteur varie très peu en fonction de la tension collecteur-émetteur. On voit, grosso modo, que cette courbe ressemble à peu près à la caractéristique d'une pentode pour une tension de grille donnée.

D'autres courbes seront tracées sur le même réseau, en prenant chaque fois des valeurs de courant de base différentes. Il est une valeur de courant de base particulièrement intéressante : la valeur nulle. Une telle caractéristique se trace donc à courant de base nul, c'est-à-dire en laissant la connexion de base en l'air. En principe le courant de collecteur correspondant devrait être constamment nul, puisque l'on n'injecte pas de porteurs minoritaires dans la zone de base : la diode n'est donc point empoisonnée. On constate cependant l'existence d'un petit courant. Nous avons dit plus haut que ce courant était celui qu'on appelle le I_{ce_0} du transistor. En réalité, ce courant n'est pas indépendant de la tension collecteur-émetteur ; la valeur de I_{ce_0} a été définie pour une valeur donnée de la tension collecteur-émetteur. Bien entendu, un tel réseau de caractéristiques se trace pour une température donnée.

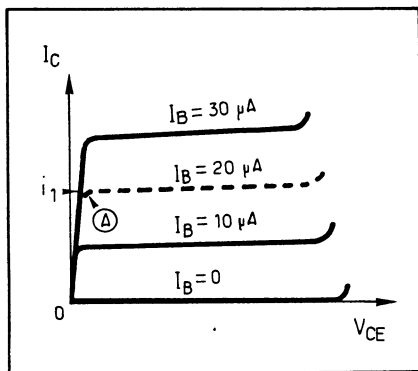


Fig. 9. — On commence par tracer les courbes donnant le courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, en ayant fixé le courant base pour chacune d'entre elles. Pour des tensions de collecteur très faibles, le courant collecteur décroît rapidement (point A) et le transistor est dit « saturé ».

Puisque ce réseau est insuffisant à lui tout seul pour caractériser le transistor, par quoi allons-nous le compléter ?

Il y a plusieurs solutions. Une de celles qui sont le plus couramment utilisées consiste à faire un réseau à quatre quadrants, tel que celui que nous avons représenté sur la figure 10.

On appelle quadrant un quart de plan : dans chacun des quatre quadrants qui sont déterminés par deux axes rectangulaires, on peut définir un réseau de caractéristiques. Dans le quadrant numéro 1, en haut et à droite, nous tracerons le réseau que nous avons déjà vu sur la figure 9 ; les variations du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, chaque courbe étant tracée en maintenant constant le courant de base.

Le réseau que l'on tracerait dans le deuxième quadrant suppose que l'on utilise le même axe des ordonnées que dans le premier, c'est-à-dire que l'on portera en ordonnée le courant collecteur. Mais en abscisse on marquera, orienté positivement vers la gauche, le courant de base. Les courbes correspondantes du deuxième quadrant, tracées en maintenant constante la tension collecteur-émetteur, nous donneront la variation du courant collecteur en fonction du courant base. Donc, en toute rigueur, les courbes de ce deuxième quadrant ne nous apportent pas de renseignements nouveaux sur le transistor : on aurait facilement pu les déduire des courbes du premier quadrant. En particulier, on voit sur la figure 10 que, en

raison de la faible inclinaison des parties quasi-horizontales des courbes du premier quadrant, la courbe du deuxième quadrant tracée pour $V_{ce} = 4\text{ V}$ (en trait plein) est à peine en-dessous de la courbe tracée pour $V_{ce} = 6\text{ V}$ (en pointillé).

De même que, pour un tube, le réseau de caractéristiques $I_a = f(V_a)$ à V_g constant peut se déduire point par point du réseau $I_a = f(V_g)$ à V_a constant, le réseau du quadrant 2 peut se déduire point par point du réseau du quadrant 1. Il ne donne que quelques renseignements supplémentaires sur des grandeurs qui ne sont pas directement visibles sur le quadrant 1. Par contre, il n'en est plus de même pour le quadrant 3.

En effet, nous trouvons ici une grandeur nouvelle : la tension base-émetteur V_{be} . Nous utilisons toujours l'axe des abscisses, orienté vers la gauche, pour y porter le courant de base I_b . Mais, maintenant, l'axe des ordonnées est dirigé vers le bas, et nous portons sur cet axe la valeur de la tension base-émetteur V_{be} . Nous tracerons donc une première courbe en maintenant constante la tension collecteur-émetteur V_{ce} , par exemple à la valeur 4 V, et cette courbe (en trait plein) nous donnera la variation de la tension base-émetteur V_{be} en fonction du courant base I_b . Nous devons, pour tenir compte de l'influence de la tension émetteur-collecteur sur les grandeurs d'entrée, recommencer le tracé pour une autre valeur de tension collecteur-émetteur, par exemple 6 V (courbe en pointillé). On voit dans le quadrant 3, en raison de la très grande proximité de la courbe en trait plein et de la courbe en pointillé, que l'influence de la tension collecteur-émetteur sur la tension base-émetteur est extrêmement faible. Il faut néanmoins en tenir compte, et c'est pourquoi on est amené à tracer ces deux courbes séparément.

Une courbe, donnant la variation de la tension base-émetteur en fonction

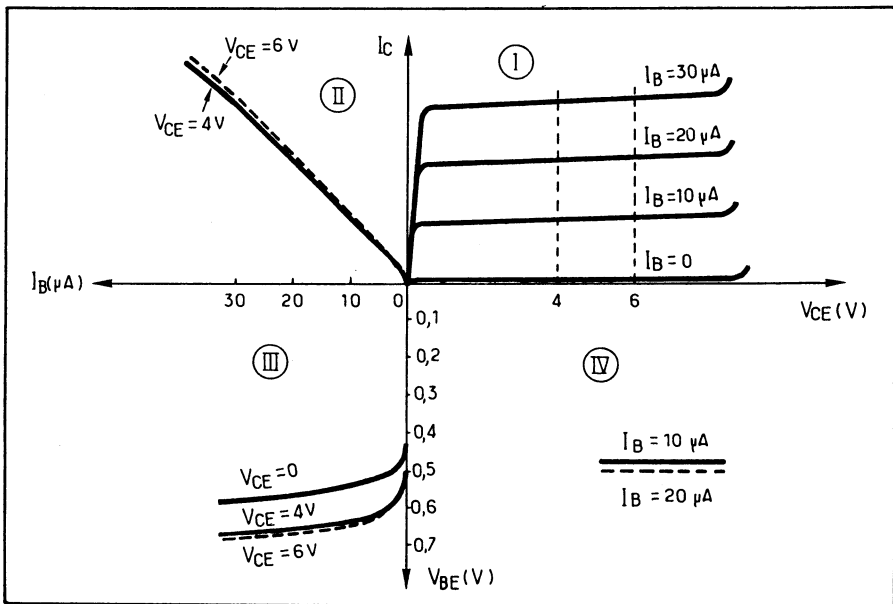


Fig. 10. — Le réseau précédent ne suffisant pas pour caractériser entièrement un transistor, il faut aussi des renseignements sur les grandeurs d'entrée. Ceux-ci nous sont fournis par les courbes des quadrants (3) et (4). C'est le « réseau à 4 quadrants » dont, en fait, seuls deux sont indispensables (par exemple les quadrants I et III).

du courant base, c'est-à-dire une courbe du quadrant 3, se détache nettement des autres : c'est celle qui correspond à une tension collecteur-émetteur nulle. On voit qu'elle est relativement loin des autres courbes du quadrant 3; elle correspond au fonctionnement en diode simple de la jonction émetteur-base.

De même que nous aurions obtenu les courbes du quadrant 2 à partir de celle du quadrant 1, nous pouvons parfaitement obtenir, à partir des courbes du quadrant 3, celles du quadrant 4. Ces courbes représentent la variation de la tension base-émetteur V_{be} en fonction de la tension collecteur V_{ce} , chaque courbe étant tracée pour un courant de base I_b donné. Le fait que ces courbes soient presque parallèles à l'axe des abscisses, sans l'être rigoureusement, montre que l'influence de la tension collecteur-émetteur sur la tension base-émetteur, sans être complètement nulle, est du moins extrêmement faible. On pouvait déjà s'en rendre compte en examinant les courbes du quadrant 3 : les différentes courbes, valables pour les valeurs différentes de la tension collecteur-émetteur (à l'exception de celle qui correspond à une tension collecteur-émetteur nulle) sont extrêmement proches les unes des autres.

Puisque les courbes des quadrants 2 et 4 peuvent être déduites de celles des quadrants 1 et 3, on se contente souvent de donner les courbes des quadrants 1 et 3. Nous verrons au paragraphe suivant, en définissant les paramètres que l'on peut tirer de ces réseaux de courbes, l'intérêt que peuvent présenter les courbes des quadrants 2 et 4.

Il existe une autre façon de tracer les caractéristiques d'un transistor. Cette méthode consiste à commencer par tracer le réseau du quadrant 1, c'est-à-dire des courbes donnant la variation du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, l'intensité du courant base étant maintenue constante pour chacune de ces courbes. On trace ensuite un second réseau de courbes, indiquant également la variation du courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur, mais cette fois c'est la tension base-émetteur qui est maintenue constante. En général, il est intéressant de tracer ce second réseau sur le même système d'axes que le premier. Pour distinguer les deux réseaux l'un de l'autre, on peut faire appel à des encres de couleurs différentes, ou bien tracer l'un des réseaux en trait plein et l'autre en pointillé. La figure 11 reproduit un de ces réseaux mixtes. Les courbes en trait plein sont tracées à courant de base constant, tandis que les courbes en pointillé sont tracées à tension base-émetteur constante. Alors que, pour les premières, nous partions d'un courant de base nul, les secondes sont tracées à partir d'une tension base-émetteur non nulle. En effet, si l'on examine les courbes du quadrant 3 de la figure 10, on voit que le courant base ne commence à passer que pour une tension de base non négligeable : c'est celle qui correspond au seuil de conduction que nous avons déjà vu dans la courbe de la figure 4.

On pourrait, bien entendu, tracer beaucoup d'autres réseaux de courbes. Le lecteur rencontrera, dans les caractéristiques publiées par les constructeurs, des réseaux donnant la valeur du courant collecteur en fonction de la tension base, ainsi que d'autres réseaux dont les grandeurs seront inscrites sur les axes de coordonnées. Nous pensons cependant que, en ce qui concerne les caractéristiques statiques, les indications fournies par les courbes des quadrants 1 et 3 de la figure 10, ou le réseau double de la figure 11, sont tout à fait suffisantes pour caractériser un transistor et permettre de l'employer efficacement.

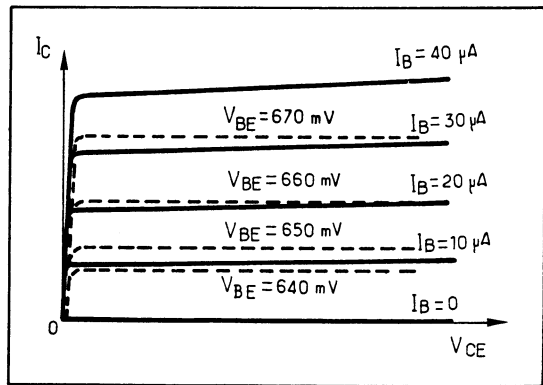
On voit sur le réseau de la figure 9, comme sur ceux de la figure 11, que, pour des tensions collecteur-émetteur faibles, le courant collecteur varie très rapidement avec la tension collecteur. Il faut noter d'autre part que, dans ces

conditions, on peut faire passer un courant collecteur-émetteur important en n'utilisant qu'une différence de potentiel relativement faible entre le collecteur et l'émetteur. Un transistor qui fonctionne dans ces conditions est dit *en régime de saturation*. Nous reviendrons beaucoup sur ce fait, car l'utilisation de la saturation est une des propriétés caractéristiques des transistors, susceptible d'applications nombreuses et rigoureusement sans équivalent dans l'électronique à tubes chauds.

Les tubes pentodes permettent des performances analogues, mais il n'est pas toujours indiqué de les faire fonctionner à très faible tension anodique : le courant d'écran risque de devenir trop important.

Pour donner un ordre de grandeur des valeurs que l'on peut obtenir dans un transistor fonctionnant en régime de saturation, indiquons qu'il est possible, dans un petit modèle prévu pour des courants collecteur d'une cinquantaine de milliampères, d'obtenir 10 ou 20 milliampères de courant collecteur en régime

Fig. 11. — On peut aussi, en plus du réseau de la figure 9 (et sur ce réseau), en tracer un autre qui est l'ensemble des courbes $I_C = f(V_{CE})$ tracées à tension base-émetteur constante; on le trace, par exemple, en trait discontinu.



de saturation, avec une différence de potentiel collecteur-émetteur inférieure au dixième de volt. Dans les transistors de puissance, fonctionnant en régime de saturation, on peut obtenir des courants collecteur de plusieurs ampères avec une tension collecteur-émetteur de l'ordre de quelques dixièmes de volt ⁽¹⁾.

Indiquons, pour terminer, la méthode pratique à utiliser pour relever ces réseaux. Le schéma de montage est celui de la figure 8, à ceci près que, en raison de la difficulté qu'il y a à trouver des appareils de mesure d'intensité de résistance assez faible, on préfère souvent placer les voltmètres mesurant V_{be} et V_{ce} directement aux bornes du transistor, c'est-à-dire après les galvanomètres mesurant I_b et I_c . Il faut, bien entendu, que les consommations propres de ces voltmètres soient négligeables par rapport aux courants de base et de collecteur. Il suffit d'utiliser dans ce but des voltmètres électroniques. La source de tension E qui alimente le collecteur est une alimentation stabilisée, la source de tension u alimentant la base peut être :

1° une source de *tension*, c'est-à-dire de faible résistance interne (alimentation stabilisée basse tension);

2° une source de *courant*, c'est-à-dire une source ayant une très grande résistance interne qui permet de maintenir le courant base constant même si la tension base-émetteur vient de varier.

1. Voir page 62 les conditions de saturation d'un transistor.

Le fait d'utiliser, pour la mesure de la tension collecteur-émetteur, un voltmètre électronique dont la consommation est négligeable, ne dispense pas de faire tout ce que l'on peut pour réduire au minimum la résistance interne de l'appareil de mesure qui nous indique le courant de collecteur. En effet, si cette résistance n'était pas négligeable, le voltmètre mesurant V_{ce} nous donnerait bien une indication exacte, mais cette tension V_{ce} serait fonction de l'intensité consommée par le collecteur. Comme on préfère tracer des courbes à tension de collecteur constante, il faut donc faire en sorte que la chute de tension dans l'appareil qui mesure I_c soit toujours très faible. Fort heureusement, de grands progrès ont été faits dans ce sens pendant les dernières années : les appareils de mesure déviant jusqu'au bout de leur graduation pour 50 mV sont maintenant tout à fait courants.

5. — LES GRANDEURS CARACTÉRISTIQUES DU TRANSISTOR

Maintenant que nous sommes en possession du réseau complet de caractéristiques statiques du transistor, nous pourrions définir les propriétés de ce transistor par des nombres. Nous tenons, dès à présent, à préciser un fait important : parler du coefficient β d'un transistor, ou de sa résistance d'entrée, n'a, du point de vue strict, aucun sens. C'est tout aussi illusoire que de vouloir définir la pente d'un tube. S'il est d'un usage courant de dire, par exemple, que la pente d'une 12 AU 7 est de 2,5 mA/V, cette expression n'en est pas moins incorrecte. En effet, ce même tube 12 AU 7 peut présenter une pente de 0,2 mA/V ou de 5 mA/V suivant les conditions de tension anodique et de polarisation dans lesquelles on fait la mesure. En toute rigueur, un chiffre caractéristique de transistor ne peut être donné que s'il est accompagné de l'indication des conditions dans lesquelles la mesure a été faite.

Si l'on dit, par exemple : « Ce transistor a un β de 40 », en toute rigueur cela ne veut rien dire; par contre, on donne une indication parfaite sur le transistor si l'on dit : « Ce modèle a un β de 40 pour un courant collecteur de 6 mA et une tension collecteur-émetteur de 4 V ». Nous verrons par la suite que certaines de ces grandeurs que nous définirons varient beaucoup avec l'intensité collecteur, par exemple, et fort peu avec la tension collecteur-émetteur (c'est le cas du coefficient β). Il suffit alors de préciser, à titre d'indication des conditions de mesure, celle des grandeurs dont le paramètre considéré dépend le plus. C'est ainsi que nous aurons bien caractérisé un transistor si nous disons : « Il a un β de 40 pour un courant collecteur de 6 mA ». Pour insister une dernière fois sur cette remarque, nous précisons donc que toute grandeur relevée sur un transistor n'est valable que si elle est accompagnée de l'indication des conditions de mesure.

Il existe de nombreuses notations qui permettent de repérer les grandeurs caractéristiques d'un transistor. Leur diversité est quelquefois un peu inquiétante pour celui qui se met à l'étude des semiconducteurs. Pour notre part, nous nous sommes volontairement limité à un seul type de paramètre représentatif : les paramètres en h . Ces paramètres dits *hybrides* sont au nombre de quatre et sont notés : h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} .

Cette notation, d'origine matricielle, effraie quelquefois les utilisateurs. Nous aurions préféré l'éviter, mais ces paramètres sont très usuels, et leur emploi est extrêmement facile. Ils correspondent d'ailleurs tous les quatre à des grandeurs

physiques simples que l'on peut facilement mettre en évidence. On pourra donc, en les utilisant, les accompagner d'un qualificatif qui permettra d'en rendre l'aspect moins rébarbatif. C'est ainsi que, comme nous le verrons, h_{11} n'est autre que la résistance d'entrée, h_{12} le coefficient de réaction de la sortie sur l'entrée, h_{21} le gain en courant que nous avons appelé β , et h_{22} l'inverse de la résistance interne du collecteur.

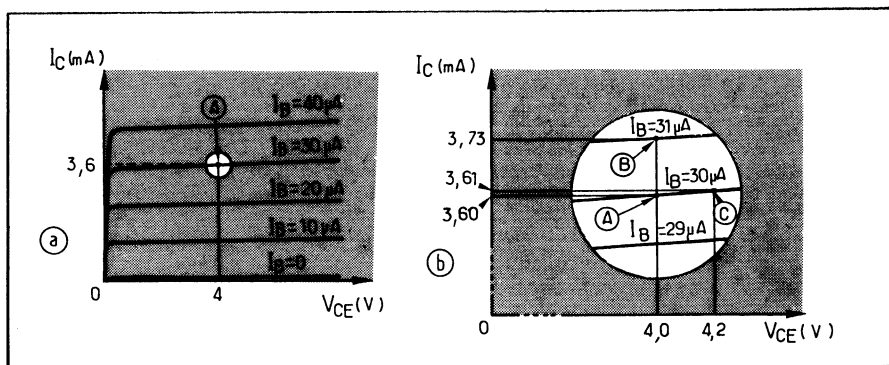


Fig. 12. — Le réseau de courbes peut permettre de définir les paramètres du transistor. Ceux-ci n'ont de valeur qu'autour d'un régime de fonctionnement déterminé, symbolisé par le petit cercle de centre A sur la figure (a). On en fait l'agrandissement (b) et l'on peut ainsi calculer les paramètres, en h par exemple. Tous les régimes de fonctionnement en dehors du petit cercle de centre A correspondent à des valeurs différentes des paramètres.

Considérons donc un transistor dont le réseau de caractéristiques, donnant le courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur avec l'intensité base en paramètre, soit celui de la figure 12 a. Comme il s'agit, répétons-le encore une fois, de mesurer les caractéristiques d'un transistor en un point parfaitement défini, nous allons nous intéresser uniquement à ce qui se passe au voisinage immédiat du point A, qui correspond à une tension $V_{ce} = 4$ V, à une intensité de courant collecteur $I_c = 3,6$ mA, et à un courant base I_b de $30 \mu\text{A}$. Comme nous voulons considérer ce qui se passe dans le voisinage immédiat de ce point, matérialisé sur la figure 12 a par un petit cercle centré en A, nous ferons un agrandissement de cette partie du réseau, et nous l'avons représenté sur la figure 12 b. Tous les régimes de fonctionnement correspondant à des points de la figure 12 a situés en dehors de ce cercle ne nous intéressent pas (c'est pourquoi nous avons recouvert de hachures la surface extérieure à ce cercle).

Regardons la figure 12 b. Si nous maintenons constante et égale à 4 V la tension collecteur-émetteur et que, d'autre part, nous faisons varier de $1 \mu\text{A}$ le courant de base, amenant celui-ci de 30 à $31 \mu\text{A}$, nous voyons que, le point figuratif passant de A en B, le courant collecteur du transistor va augmenter de $3\,600$ à $3\,730 \mu\text{A}$, autrement dit de $130 \mu\text{A}$. Le rapport de la variation du courant de collecteur à la variation de courant base qui lui a donné naissance est donc de 40. C'est ce terme que nous appellerons β ou h_{21} . Nous voyons d'autre part que, en maintenant le courant base constant et égal à $30 \mu\text{A}$, si nous augmentons la tension collecteur-émetteur de $0,2$ V, en la portant de $4,0$ à $4,2$ V, le point figuratif passe de A à C, montrant un accroissement du courant collecteur de $10 \mu\text{A}$. Le quotient de cet accroissement de courant collecteur par l'accroissement de

tension collecteur-émetteur qui lui a donné naissance s'appelle h_{22} . On remarque, comme il s'agit du quotient d'une variation d'intensité par une variation de tension, que ce coefficient a la dimension d'une conductance, c'est-à-dire de l'inverse d'une résistance. On l'exprimera donc en siemens symbolisé par S, c'est l'unité de conductance que l'on appelait autrefois le mho inverse de l'ohm. On voit, dans le cas présent que ce coefficient h_{22} autour du point A vaudra $50 \mu\text{S}$, soit l'inverse de $20 \text{k}\Omega$. Cette valeur de $20 \text{k}\Omega$, inverse du h_{22} , est rigoureusement analogue à la résistance anodique d'une pentode, telle qu'on peut la déduire de son réseau de Kellog.

Observons que, pour définir ces coefficients, nous avons pris les quotients de variations. Par exemple, pour définir le h_{21e} ou β , nous avons pris le quotient de la variation de courant collecteur par la variation de courant base. Ceci correspond au β dynamique. On pourrait considérer, et cela se fait, le β moyen : on l'obtiendrait en divisant le courant de collecteur par le courant de base. Dans le cas présent ceci nous donnerait :

$$h_{21E} (*) = 3\,600/30 = 120$$

Cette expression du β moyen peut présenter de l'intérêt, surtout dans la mesure où la valeur ainsi obtenue ne diffère pas trop du β dynamique.

Par contre, pour la mesure de h_{22} , il ne saurait être question de diviser le courant collecteur par la tension collecteur; on opère toujours sur le quotient de variations. Ce coefficient h_{22} est tout simplement la pente de la partie quasi-horizontale des caractéristiques situées dans le quadrant 1 sur la figure 10. Cette pente est en général très faible, le coefficient h_{22} est petit et s'exprime le plus souvent en micro-siemens.

Passons maintenant aux caractéristiques d'entrée. Nous avons tracé sur la figure 13 a, une partie des caractéristiques du troisième quadrant de la figure 10. Comme précédemment, nous nous intéresserons uniquement à ce qui se passe dans le voisinage immédiat du point A, correspondant à un courant de base de $30 \mu\text{A}$. L'examen de la figure 13 a nous montre que, dans ces conditions, pour une tension collecteur-émetteur de 4 V, nous avons une tension base-émetteur de 0,67 V, c'est-à-dire de 670 mV. La caractéristique correspondant à la tension collecteur-émetteur de 6 V est tracée en pointillé, sur la figure 13 a; elle est tellement proche de la courbe en trait plein que l'on peut à peine la distinguer de cette dernière. Nous ferons donc de nouveau un agrandissement de la partie délimitée par un petit cercle centrée en A de la figure 13 a, et cela nous donnera la figure 13 b. Nous voyons sur cette figure que, en augmentant le courant de base de $1 \mu\text{A}$, c'est-à-dire en le portant de 30 à $31 \mu\text{A}$, la tension base-émetteur augmente de 1 mV : en effet, au point B, cette tension base-émetteur est égale à 671 mV.

Nous définirons le coefficient h_{11} comme étant le quotient de la variation de tension base-émetteur par la variation de courant base :

$$h_{11e} = \frac{\Delta V_{be}}{\Delta I_b}$$

Dans le cas numérique envisagé, ce coefficient h_{11e} vaudra donc 1 mV : $1 \mu\text{A}$, soit $1\,000 \Omega$ (ce coefficient a en effet la dimension d'une résistance, puisque c'est le quotient d'une variation de tension par une variation de courant).

(*) On note habituellement le β dynamique avec la lettre e , le β statique avec l'indice E.

Si, en maintenant le courant base constant et égal à 30 μA , nous augmentons maintenant la tension collecteur-émetteur de 2 V, le point correspondant sur la figure 13 b, passe de A en C. On voit que, pour 2 V de variation de V_{ce} , la tension de V_{be} a varié de 670 à 670,1 mV, soit de 0,1 mV.

On appellera h_{12} le rapport de la variation de V_{be} à la variation de V_{ce} qui lui a donné naissance, le courant base étant maintenu constant. Ce coefficient h_{12} est donc sans dimension, puisque c'est le rapport de deux variations de tension. Dans l'exemple numérique envisagé, ce coefficient sera de :

$$0,1 \text{ mV} / 2 \text{ V} = 5 \cdot 10^{-5}$$

Notre transistor est donc parfaitement caractérisé, pour un régime de fonctionnement voisin de 1,5 mA de collecteur et 4 V de tension collecteur-émetteur par les quatre paramètres suivants : $h_{11} = 1\,000 \Omega$, $h_{12} = 5 \cdot 10^{-5}$, $h_{21e} = 130$ et $h_{22} = 50 \mu\text{S}$.

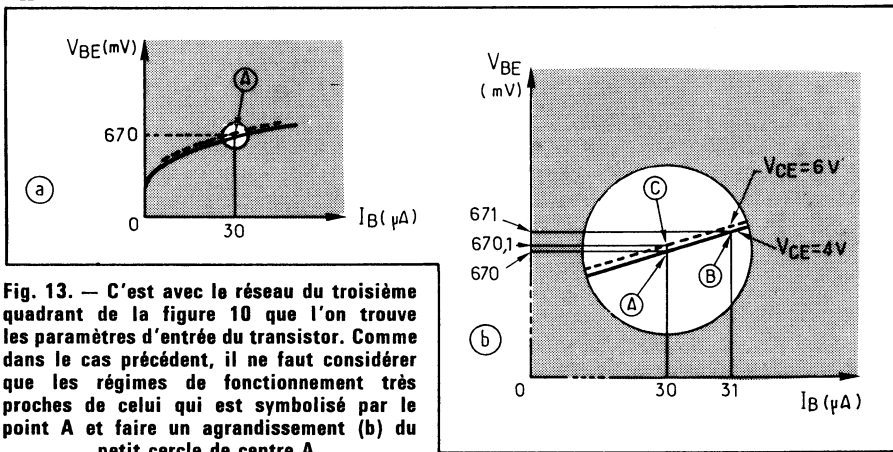


Fig. 13. — C'est avec le réseau du troisième quadrant de la figure 10 que l'on trouve les paramètres d'entrée du transistor. Comme dans le cas précédent, il ne faut considérer que les régimes de fonctionnement très proches de celui qui est symbolisé par le point A et faire un agrandissement (b) du petit cercle de centre A.

Revenons encore une fois sur la signification physique de ces quatre coefficients. Le coefficient h_{11} n'est autre que la résistance dynamique d'entrée du transistor; précisons qu'il s'agit de sa résistance d'entrée pour la sortie en court-circuit. Bien entendu, quand on dit court-circuit, cela veut dire que le collecteur est maintenu à une tension constante; pour arriver à ce résultat, il faut que le collecteur soit alimenté par une source dont la résistance (s'il s'agit de courant continu) ou l'impédance (s'il s'agit d'une composante alternative basse fréquence) soit très faible. Dans ces conditions tout se passe comme si le collecteur et l'émetteur étaient en court-circuit. Bien entendu, ceci n'est pas vrai quant au courant continu : il faut en effet que le collecteur soit alimenté, c'est-à-dire qu'il soit porté à une tension positive par rapport à l'émetteur.

Le paramètre h_{12} qui s'exprime par un rapport, et qui est en général très petit, indique l'influence de la variation de tension de sortie sur la tension d'entrée. Pour relever cette influence, il faut que le courant d'entrée I_b soit maintenu constant. C'est pourquoi on dit quelquefois que ce coefficient h_{12} doit être relevé à « circuit d'entrée ouvert »; on entend par là, que comme le courant d'entrée est constant, sa composante alternative est nulle. Puisqu'il n'y a pas de composante alternative de courant base, tout se passe comme si le circuit d'entrée était ouvert en ce qui concerne cette composante. Bien entendu, comme en ce qui concernait la mesure

du coefficient h_{11} , on ne mesurera pas h_{12} sans alimenter la base : on enverra à cette base un courant aussi constant que possible.

Le coefficient h_{21} , nous le connaissons bien, c'est le gain en courant ou β . Pour lui, il faudra également que la tension collecteur soit maintenue constante quand on le mesurera. C'est pourquoi on l'appelle quelquefois gain en courant avec la sortie en court-circuit, comme nous l'avons expliqué plus haut. C'est un coefficient sans dimension.

Le coefficient h_{22} s'exprime en unités de conductance c'est-à-dire en siemens ou plutôt en micro-siemens. Il traduit la conductance apparente dynamique du collecteur, le courant d'entrée étant maintenu constant.

Nous voyons donc que ces quatre coefficients correspondent à des réalités physiques très simples qui apparaissent immédiatement sur le réseau à quatre quadrants.

En réalité, nous avons employé les notations h_{11} , h_{12} , h_{21} et h_{22} et nous aurions dû employer des notations un petit peu plus complexes. En effet, il ne faut pas oublier que toutes les mesures que nous venons de faire sont relatives au montage émetteur commun. Pour être tout à fait précis, nous aurions dû utiliser les notations : h_{11e} , h_{12e} , h_{21e} , h_{22e} .

La lettre e qui suit les deux indications relatives au coefficient h permet d'indiquer qu'il s'agit du montage émetteur commun (1). On rencontre également une autre notation assez courante : pour indiquer qu'il s'agit du montage émetteur commun, les auteurs emploient l'indice « ' ». Ainsi, par exemple, on dira souvent que la résistance d'entrée en montage émetteur commun est h'_{11} .

Maintenant que nous avons défini les quatre paramètres en h , nous pouvons indiquer l'intérêt des courbes des quadrants 2 et 4 de la figure 10. En effet, sur le quadrant 2, la pente de la courbe en chacun de ses points est égale au coefficient h_{21e} (ou β) pour la valeur correspondante du courant de collecteur. L'examen de cette courbe nous montre que ce coefficient h_{21} croît d'abord quand le courant collecteur est très faible, puis ne varie que dans une faible proportion ensuite, enfin diminue pour les forts courants de collecteur.

Dans le quadrant 4, les pentes des courbes tracées nous indiquent directement la valeur du coefficient h_{12} .

Tous ces paramètres h varient, comme nous l'avons déjà plusieurs fois précisé, avec le régime de fonctionnement du transistor, ou, surtout, en fonction du courant collecteur. C'est pourquoi les constructeurs donnent en général, après avoir indiqué la valeur des quatre paramètres h pour un courant de collecteur donné, les variations de ces paramètres en fonction du courant de collecteur. Les courbes indiquant les variations de trois de ces paramètres ont l'aspect de celles qui sont reproduites sur la figure 14.

Pour tracer ces courbes, on utilise comme graduation en abscisse le rapport

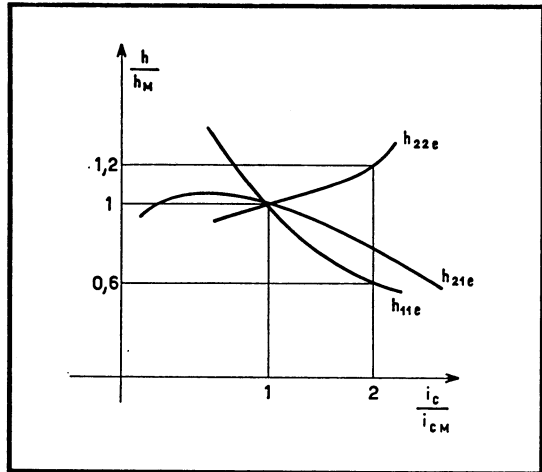
$$\frac{I_c}{I_{cm}}$$

I_{cm} désignant le courant collecteur nominal pour lequel ont été mesurés les paramètres h , tandis que I_c indique une autre valeur de courant collecteur pour laquelle on peut désirer connaître les valeurs de ces paramètres. On porte en ordonnées le rapport h/h_m dans lequel h désigne la valeur du paramètre pour le courant de collecteur I_c tandis que h_m donne la valeur nominale de ce paramètre (pour

1. L'emploi de l'indice en majuscule (h_{21E}) indique qu'il s'agit de gain *statique* (moyen).

le courant de collecteur I_{cm}), c'est-à-dire celle qui figure dans l'ensemble des caractéristiques communiquées par le constructeur. C'est ainsi que, par exemple, dans la figure 14, on voit que, pour un courant I_c double du courant I_{cm} , le coefficient h_{22e} est 1,2 fois plus grand que pour le courant I_{cm} ; en revanche, pour ce même courant I_c double du courant que l'on a utilisé pour définir les mesures, le paramètre h_{11e} a diminué de 40 %, puisque, pour ce paramètre, l'ordonnée correspondante sur la courbe est de 0,6.

Fig. 14. — Les paramètres du transistor sont fonction un peu de la tension collecteur, mais surtout du courant de collecteur. On en représente donc, pour un transistor donné, la variation relative en fonction du courant collecteur, ou plutôt du rapport du courant collecteur i_c au courant i_{cm} pour lequel ils ont été mesurés.



En continuant toujours à envisager le montage émetteur commun, nous définissons maintenant une autre grandeur caractéristique du transistor, qui est implicitement contenue dans les paramètres h , mais qui peut avoir de l'intérêt par elle-même : la pente. Cette pente se définit comme le quotient de la variation de courant collecteur par la variation de tension base-émetteur qui lui a donné naissance, en supposant constante la tension collecteur-émetteur. Cette notion de pente est très familière à ceux qui ont étudié les tubes électroniques.

Comment relierons-nous cette notion de pente aux paramètres h ? C'est très simple : une variation de tension ΔV_{be} appliquée à la base du transistor provoque une variation de courant base égale à :

$$\Delta I_b = \frac{\Delta V_{be}}{h_{11e}}$$

Une variation de courant base ΔI_b provoquera donc une variation de courant collecteur qui aura pour valeur :

$$\Delta I_c = h_{21e} \Delta I_b$$

Nous voyons que :

$$\Delta I_c = \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \Delta V_{be}$$

Le rapport de la variation de courant de collecteur à la variation de tension base, ou pente, désigné par s , vaudra donc :

$$s = \frac{h_{21e}}{h_{11e}}$$

Dans le cas du transistor que nous avons pris pour exemple plus haut, pour un courant collecteur de 1,5 mA cette pente serait donc de $40/0,8 = 50$ en l'exprimant en milliampères par volt ainsi qu'on le fait pour les tubes électroniques (¹).

Maintenant que nous avons suffisamment défini ces paramètres en h , que nous les avons en quelque sorte « démystifiés », nous pouvons donner les équations classiques qui lient la variation de tension base-émetteur, d'une part, et la variation de courant collecteur, d'autre part, aux variations de courant-base et de tension collecteur-émetteur. Ces équations sont les suivantes :

$$\begin{aligned}\Delta V_{be} &= h_{11e} \Delta I_b + h_{12e} \Delta V_{ce} \\ \Delta I_c &= h_{21e} \Delta I_b + h_{22e} \Delta V_{ce}\end{aligned}$$

Les lecteurs rencontreront souvent ces équations dans les ouvrages techniques sans que les lettres Δ y figurent. On sous-entend qu'il s'agit, tant pour la tension base-émetteur que pour le courant base, par exemple, ou pour le courant collecteur, de composantes alternatives. A notre avis, ce mode de présentation est catastrophique. En effet, il ne faut pas oublier que les paramètres en h n'ont de valeur que dans un petit domaine autour du point de fonctionnement correspondant aux conditions dans lesquelles on les a mesurés. Les relations liant entre eux les courants et les tensions dans un transistor ne peuvent être considérées comme linéaires que pour des petites variations de ces grandeurs. Donner les deux équations ci-dessus sans y mettre les lettres Δ et les considérer comme définition des paramètres h nous semble une façon très dangereuse et compliquée d'exposer la nature de ces paramètres.

Le mode de présentation de ces équations justifie le qualificatif de « hybrides » que l'on donne aux paramètres h : on suppose en effet que l'on s'est fixé comme variables (grandeurs dont le choix est libre) les valeurs des variations du courant base et de la tension collecteur-émetteur. Les grandeurs que l'on veut obtenir comme fonctions, c'est-à-dire par des calculs à partir des valeurs des variables, sont les variations de V_{be} et de I_c . On veut donc obtenir, par la première équation, une *tension* à partir de deux variables qui sont respectivement un courant et une tension; pour la seconde équation, on cherche à avoir un *courant* à partir de ces deux mêmes variables. Il s'agit donc de grandeurs qui lient entre elles des tensions et des courants mélangés, d'où le nom de paramètres hybrides. C'est cet aspect quelque peu illogique des paramètres h qui a poussé certains techniciens à chercher d'autres paramètres pour caractériser les transistors. Il existe en particulier les paramètres en « r » ou résistants, et les paramètres en « y » qui sont des paramètres en admittance (inverse d'une résistance ou plutôt d'une impédance). Nous donnerons en annexe les tables permettant de passer des paramètres en r aux paramètres en h , et celles qui permettent également de passer des paramètres en y aux paramètres en h , — nous considérons en effet ces derniers comme les plus pratiques pour la représentation des propriétés des transistors.

Comme nous l'avons précisé plus haut, le montage émetteur commun que nous avons utilisé pour définir les paramètres en h n'est pas, quoique le plus souvent utilisé, la seule façon de monter un transistor. Nous allons examiner rapidement les paramètres caractéristiques des deux autres montages. Nous pensons toutefois qu'il est inutile de faire intervenir de nouveaux paramètres; en effet, ceux qui sont relatifs au montage base commune, et surtout ceux qui ont trait au montage

1. Cette pente est pratiquement connue dès que l'on connaît I_c (voir additif 1. et principes page 42).

collecteur commun, se déduisent facilement des paramètres en h relatifs au montage émetteur commun. A notre avis, seuls ces derniers devraient être donnés pour un transistor, puisque, par des calculs simples que nous allons indiquer, on peut en déduire les paramètres en h relatifs aux deux autres montages.

Les puristes, et ceux qui aiment les expressions mathématiques compliquées, nous reprocheront d'avoir indiqué des formules approchées. Nous reconnaissons bien volontiers que les expressions que nous donnons ci-après pour les transformations de paramètres ne sont pas toutes rigoureuses; il nous semble toutefois qu'il serait parfaitement illusoire de chercher la grande précision dans un domaine où les paramètres initiaux sont eux-mêmes définis avec une marge de tolérance assez importante. Il ne faut pas oublier, en outre, que ces paramètres peuvent varier avec la température et que les calculs que l'on désire faire en les utilisant doivent être valables non pour un transistor déterminé, mais pour n'importe quel transistor portant un numéro donné. Or, le fait que deux transistors portent la même désignation n'implique pas, tant s'en faut, que leurs paramètres en h soient identiques, même mesurés dans des conditions identiques. En raison de la dispersion de ces paramètres, l'utilisation de formules très complexes et rigoureuses nous semble parfaitement illusoire.

Commençons par le montage base commune tel qu'il est représenté sur la figure 15. Rappelons que les flèches que nous utilisons sur cette figure sont uniquement destinées à indiquer les sens positifs pris par convention. Elles ne signifient nullement que les courants passent dans le sens de ces flèches. Par exemple, dans le cas d'un transistor $n-p-n$ comme celui qui est représenté sur la figure 15, le courant émetteur I_e passe en sens inverse de la flèche. Il sera donc exprimé par un nombre négatif. De même, la tension émetteur-base dans ce montage sera telle que l'émetteur se trouvera négatif par rapport à la base. Nous exprimerons donc la tension V_{eb} par un nombre négatif.

Le premier paramètre en h relatif à ce montage est h_{11b} . C'est celui qui exprime le rapport entre les variations de V_{eb} et les variations de I_e qui lui ont donné naissance (la tension collecteur-base V_{cb} étant maintenue constante). Ce paramètre, ou résistance d'entrée du montage base commune, est beaucoup plus petit que le paramètre h_{11e} (1).

En première approximation on peut dire que l'on a :

$$h_{11b} \neq \frac{h_{11e}}{h_{21e}}$$

autrement dit, en désignant le dénominateur h_{21e} par son expression habituelle β (nous emploierons souvent cette lettre qui est plus simple du point de vue typographique que h_{21e}), nous voyons que la résistance d'entrée dans le montage base commune est β fois plus petite que dans le montage émetteur commun. Cette formule est approximative.

Le second paramètre que nous rencontrerons est h_{12b} . Il exprime le rapport de la variation de tension émetteur-base à la variation de tension collecteur-base qui lui a donné naissance, en supposant le courant émetteur constant. Ce paramètre est encore plus petit que le h_{12e} que nous avons défini : le plus souvent on peut le considérer comme nul; son expression en fonction des paramètres h en émetteur commun est inutilement compliquée.

1. Il est égal à l'inverse de la pente, soit très voisin de $1/35 I_c$, I_c étant le collecteur moyen (voir additif 1).

Le paramètre h_{21b} ou $-\alpha$ nous est déjà très familier. Si nous avons mis le signe moins devant la lettre α c'est qu'en effet, en raison de nos conventions de signe, les courants d'émetteur et de collecteur dans les montages base commune seront toujours exprimés par des nombres de signes opposés. Pour un transistor $p-n-p$, contrairement à la figure 15, le courant collecteur serait négatif (ce courant allant du collecteur vers la source), tandis que le courant d'émetteur serait positif. La relation qui lie ce coefficient α au coefficient β (ou h_{21e}), nous la connaissons déjà. Il suffit d'en modifier l'expression algébrique et nous obtenons :

$$-h_{21b} = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}, \quad \text{soit} \quad \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Il nous reste le quatrième paramètre, c'est-à-dire h_{22b} . Pour celui-ci une formule approximative nous indique que :

$$h_{22b} \neq \frac{h_{22e}}{h_{21e}}$$

Nous voyons donc que la conductance de sortie collecteur dans le montage base commune est β fois plus petite que la conductance correspondante dans le montage émetteur commun. Nous pouvons donc dire que, en passant du montage émetteur commun au montage base commune, la résistance d'entrée (paramètre h_{11}) est divisée par β , tandis que la résistance dynamique de collecteur (inverse du paramètre h_{22}) est multipliée par β .

Passons maintenant au montage collecteur commun tel qu'il est représenté sur la figure 16. Le paramètre correspondant à la résistance d'entrée, soit h_{11c} , est tout simplement égal au paramètre h_{11e} . En effet, pour mesurer cette résistance d'entrée, nous devons faire en sorte que l'émetteur soit maintenu à un potentiel constant par rapport au collecteur. Autrement dit, selon l'expression que nous avons indiquée plus haut, l'émetteur et le collecteur sont en court-circuit du point de vue alternatif. Dans ces conditions, il n'y a aucune différence, en ce qui concerne la résistance d'entrée, entre le montage de la figure 8 et celui de la figure 16. Il était donc logique de trouver la même résistance d'entrée. Le coefficient h_{12c} traduit le rapport de la variation de tension base-collecteur à la variation de tension émetteur-collecteur, le courant de base étant maintenu constant. Nous avons dit que la jonction base-émetteur était conductrice, et que la tension aux bornes de cette jonction était toujours faible. Il est donc naturel de prévoir que ce paramètre h_{12c} sera très voisin de l'unité, ce que l'expérience vérifie.

Passons maintenant au paramètre h_{21c} . Il est facile de montrer que ce coefficient est très voisin du coefficient β ou h_{21e} . En effet, il exprime le rapport entre les variations de courant émetteur et les variations de courant base. Or, d'après la définition du paramètre h_{21c} ou β , on a :

$$\Delta I_c = \beta \Delta I_b \quad \text{or} \quad \Delta I_e = \Delta I_c + \Delta I_b$$

donc $\Delta I_e = (\beta + 1) \Delta I_b$, et, par conséquent :

$$h_{21c} = 1 + \beta = 1 + h_{21e}$$

Étant donné que le coefficient h_{21e} , ou β , est en général assez grand par rapport à l'unité, on peut parfaitement confondre h_{21c} et h_{21e} .

Pour ce qui est du coefficient h_{22c} , on peut montrer qu'il est égal au coefficient h_{22e} .

On voit ainsi que les quatre coefficients qui interviennent dans le montage collecteur commun se déduisent très facilement des coefficients relatifs au montage

émetteur commun, à moins qu'ils ne soient égaux (ou peu s'en faut) à ces coefficients eux-mêmes.

Il nous reste à définir encore une grandeur qui caractérise le fonctionnement du transistor en régime de saturation. Rappelons que ce régime est celui dans lequel le courant collecteur varie rapidement en fonction de la tension collecteur. Le point correspondant, sur la figure 9, se situe sur la partie des caractéristiques à pente élevée, valable pour les tensions de collecteur faibles. On peut, sur cette région des caractéristiques, définir une résistance dynamique. Cette résistance sera tout simplement le quotient des variations de tension collecteur par les variations de courant collecteur qu'elle entraîne. Autrement dit, sa définition est ana-

Fig. 15. — Dans le montage « base commune » (B.C.), on attaque le transistor sur son émetteur, on utilise le collecteur comme électrode de sortie. Les sens des flèches indiquent uniquement les sens positifs conventionnels des courants; dans le cas de la figure (transistor *n-p-n*), le courant émetteur, allant en sens opposé à la flèche, sera mesuré par un nombre négatif.

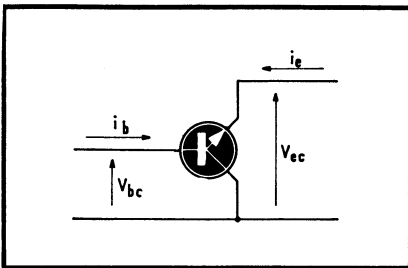
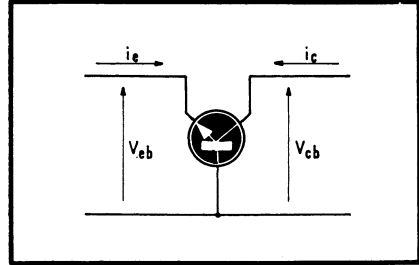
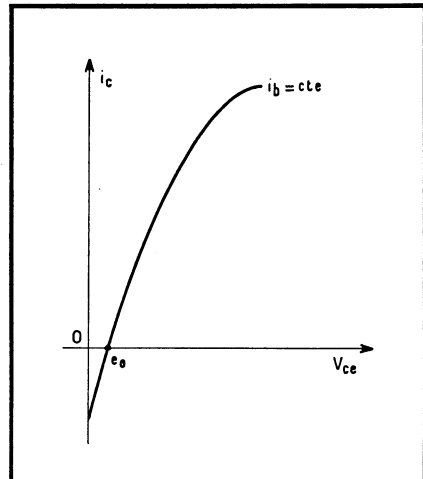


Fig. 17. — La caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ d'un transistor, tracée à i_b constant à faible tension de collecteur, passe par un point d'intensité nulle pour une tension collecteur e_0 dite « tension d'offset », très importante à connaître quand on veut utiliser le transistor en modulateur tout ou rien (ou « chopper »).

Fig. 16. — Le montage « collecteur commun » est attaqué par la base et fournit le signal de sortie sur l'émetteur (quand on dit le collecteur est « à la masse », cela veut dire qu'il est à potentiel constant, il faut évidemment qu'il soit correctement polarisé par rapport à la base).



logue à celle du paramètre h_{22e} , mais elle s'applique aux zones de fonctionnement pour lesquelles la pente des caractéristiques est élevée. Ainsi, alors que la résistance interne dynamique de collecteur pour le régime de fonctionnement normal, c'est-à-dire l'inverse de h_{22e} , était grande, cette résistance de saturation sera très faible.

En examinant le réseau de caractéristique de la figure 9, on conclut tout d'abord que toutes les parties à forte pente de ces caractéristiques sont communes. Ce n'est pas rigoureusement le cas, mais il s'en faut de peu.

Nous définirons une grandeur importante lors de l'emploi du transistor en interrupteur : la tension d' « offset ». Considérons (fig. 17) une partie de caractéristiques $I_c = f(V_{ce})$ tracée à courant base constant. On voit sur la figure que cette partie de caractéristiques ne passe pas par l'origine des coordonnées. Elle coupe l'axe des tensions en un point correspondant à une tension e_0 ; c'est cette valeur qui est appelée la tension d' « offset ». Cette tension est faible, de l'ordre de quelques millivolts pour les transistors de commutation usuels; on peut la rendre encore beaucoup plus faible en utilisant le transistor en montage dit « inversé », c'est-à-dire dans lequel on a permuté l'émetteur et le collecteur. Un transistor utilisé ainsi a un β beaucoup plus faible que dans son montage normal. Mais la tension d'offset correspondante peut être divisée par 10 par rapport à celle que l'on aurait dans le montage conventionnel. Pour les valeurs usuelles du courant de base, cette tension d'offset ne varie pas trop avec le courant de base.

6. — LES LIMITATIONS EN FRÉQUENCE

Tous les paramètres que nous venons d'envisager, dans les trois montages fondamentaux, sont valables pour des variations de courant et de tension à basse fréquence. Nous avons déjà indiqué que les performances des transistors étaient fonction de la fréquence. Mais il s'agit là d'un des points les plus délicats de l'utilisation des transistors et le perfectionnement constant des transistors haute fréquence, principalement entre les années 1960 et 1965, a permis des résultats remarquables avec des montages relativement simples.

Il importe de bien noter que les limitations en fréquence des montages à transistors étaient initialement très différentes, tant par leur valeur que par leur origine, de celles des montages à tubes. En effet, dans les tubes électroniques, à de rares exceptions près, on considère toujours que les limitations en fréquence sont inhérentes aux *circuits* qui utilisent les tubes. Par exemple, pour trouver la limite de la bande passante d'un amplificateur vidéo-fréquence, on considère toujours que la réponse de la variation de courant anodique à la variation de tension grille est instantanée. Toute diminution du gain ne peut donc venir que d'une diminution de l'impédance de charge anodique (constituée de la résistance de charge anodique, shuntée par la capacité parasite anode-masse). Pour tous les calculs, on suppose que la variation de gain n'est due exclusivement qu'à la variation de cette impédance en fonction de la fréquence.

Dans les transistors, le problème est autre : à une variation donnée du courant de base ne répond pas instantanément la variation correspondante du courant de collecteur. Dans la plupart des transistors du type basse fréquence (c'est-à-dire ceux dans lesquels on n'a pas essayé d'augmenter les performances du dispositif en ce qui concerne les fréquences élevées), les limitations en fréquence ne viennent exclusivement que des propriétés mêmes du transistor. En effet, celui-ci est utilisé avec des résistances de charge relativement faibles, étant donné la valeur relativement élevée des intensités qui le traversent et la valeur faible des tensions d'alimentation. L'influence des capacités parasites éventuelles ne se ferait sentir, dans ces conditions, qu'à des fréquences pour lesquelles le transistor est déjà depuis long-

temps inapte à fonctionner. C'est ce type de calcul sur lequel on insiste le plus dans les traités usuels parlant des transistors.

Il ne faut cependant pas oublier que les progrès des réalisations technologiques ont amené maintenant les fréquences de coupure propres des transistors à des valeurs tellement élevées que, dans de nombreux cas, on retrouve des limitations de performances en fréquence provoquées davantage par les circuits d'utilisation que par le transistor lui-même. En conséquence, les calculs relatifs aux performances en fréquence de ces transistors améliorés deviennent très voisins de ceux que l'on utilisait pour les tubes électroniques. Du fait que les fréquences de coupure de ces transistors améliorés sont très grandes, que les capacités parasites des montages sont très faibles, que les résistances de charge utilisées normalement sont également très faibles, ceci permet d'utiliser des montages à transistors à des fréquences pour lesquelles les tubes électroniques ne fonctionneraient plus.

En effet, les tubes électroniques connaissent eux-mêmes des limitations intrinsèques de fonctionnement en fréquence : on sait, par exemple, qu'un tube électronique utilisé en haute fréquence introduit sur le circuit qui attaque sa grille un amortissement. Ce dernier est dû à ce que la propagation des électrons entre la cathode et l'anode n'est pas instantanée; il s'agit donc bien d'une limitation intrinsèque du tube; cette limitation ne tient pas au circuit d'utilisation.

Nous commencerons par définir les grandeurs usuelles qui caractérisent les limitations intrinsèques des transistors. Pour cela, nous étudierons pour un transistor donné, la variation du coefficient α ou ($-h_{21B}$, gain en courant en base commune) en fonction de la fréquence. Dans le montage base commune (fig. 15), nous enverrons donc un courant d'émetteur qui comporte, en plus d'une composante continue suffisante, une composante alternative d'amplitude constante et de fréquence f . Nous mesurerons ensuite la composante alternative correspondante du courant de collecteur, et nous ferons le rapport de ces deux composantes, en utilisant la notation complexe, car elle nous permet de chiffrer en un seul nombre le rapport des amplitudes de ces composantes et leur déphasage respectif. En effectuant cette mesure, on s'aperçoit que le coefficient α varie en fonction de la fréquence, d'une façon qui peut s'exprimer approximativement par la formule :

$$\alpha_f = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f\alpha}}$$

Dans cette formule, α_f représente la valeur du coefficient α à la fréquence f ; α_0 représente sa valeur pour les fréquences très basses, c'est-à-dire que c'est une constante extrêmement proche de l'unité à 1 ou 2 % près. Au dénominateur, la lettre j représente le symbole imaginaire de la racine carrée de -1 . La fréquence $f\alpha$ est une valeur caractéristique du transistor : pour une fréquence de fonctionnement égale à $f\alpha$, le coefficient α du transistor a pris la valeur :

$$\frac{\alpha_0}{1 + j}$$

La valeur du module (valeur absolue réelle) de $1 + j$ étant $\sqrt{2}$, on voit que, pour la fréquence $f\alpha$, le coefficient α du transistor est, en module égal à $1/\sqrt{2}$ de sa valeur à fréquence basse. Cette fréquence $f\alpha$ est donc celle pour laquelle le coefficient α a diminué de 3 dB. C'est pourquoi on l'appelle également : fréquence de coupure en base commune, ou fréquence de coupure α . L'argument du nombre

complexe $1 + j$ étant de 45° , on voit que, à la fréquence $f\alpha$, la composante alternative de courant collecteur doit être déphasée de 45° par rapport à la composante alternative de courant émetteur.

Précisons que la formule donnant la variation de α en fonction de la fréquence est une loi approximative déduite de constatations expérimentales et qui ne rend pas compte rigoureusement de la variation de α . Elle suffit toutefois pour donner une assez bonne approximation de cette variation pour les fréquences notablement inférieures à $f\alpha$. C'est ainsi que, par exemple, elle permet de calculer avec une assez bonne précision la fréquence de coupure en montage émetteur commun. Nous indiquons ci-après le calcul correspondant. Étant donné que :

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

en remplaçant dans cette expression α par sa valeur à la fréquence f , nous obtenons l'expression de β à la fréquence f :

$$\beta_f = \frac{\frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f\alpha}}}{1 - \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f\alpha}}}$$

Cette expression se transforme en l'expression suivante :

$$\beta_f = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f\alpha} - \alpha_0}$$

En plaçant en facteur au dénominateur $1 - \alpha_0$, on met alors l'expression sous la forme :

$$\beta_f = \frac{\alpha_0}{(1 - \alpha_0) \left[1 + j \frac{f}{f\alpha(1 - \alpha_0)} \right]} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f\beta}}$$

Cette dernière expression fait intervenir la fréquence $f\beta$ qui est tout simplement donnée par l'expression :

$$f\beta = f\alpha(1 - \alpha_0)$$

Comme nous l'avons montré plus haut, $1 - \alpha_0$ est très voisin de $1/\beta_0$; on

peut donc en déduire que : $f\beta = \frac{f\alpha}{\beta_0}$

Cette fréquence $f\beta$ joue, pour le montage émetteur commun, le même rôle que la fréquence $f\alpha$ pour le montage basse commune. Autrement dit, c'est la fréquence pour laquelle le gain en courant en émetteur commun, β , diminue de 3 dB, le déphasage entre le courant collecteur et le courant base étant alors de 45° .

On voit d'après cette dernière formule que la fréquence de coupure en émetteur commun (c'est ainsi que l'on baptise $f\beta$) est beaucoup plus faible que la fréquence de coupure en base commune. Il ne faudrait pas en conclure que le montage base commune est nettement préférable pour l'amplification haute fréquence. Cette

fréquence de coupure $f\beta$ ne se manifesterait que lorsque le transistor sera attaqué, en montage émetteur commun, par une source de *courant*.

Si l'on admet, ce qui est très près de la vérité, que α_0 est pratiquement égal à l'unité, on peut facilement calculer la valeur de β pour la fréquence $f\alpha$. On trouve en effet, pour cette fréquence : $\beta = -j$.

On peut donc en conclure que, pour la fréquence $f\alpha$, le coefficient β est tombé à l'unité en module, et qu'il y a un déphasage de 90° entre le courant collecteur et le courant base (ceci étant envisagé dans le montage émetteur commun). Or, on définit souvent pour les transistors une autre fréquence limite caractéristique : c'est la fréquence f_1 (on dit quelquefois f_i) pour laquelle le gain en courant en émetteur commun, c'est-à-dire β , est tombé à la valeur de l'unité en module. D'après le calcul ci-dessus, cette fréquence f_1 ne serait autre que la fréquence $f\alpha$. Cependant, des relevés expérimentaux montrent que la fréquence f_1 n'est pas tout à fait égale à $f\alpha$; elle est en général un peu supérieure. Ceci tient au fait que la loi de variation de α en fonction de la fréquence n'est pas tout à fait conforme à celle que nous avons indiquée. Cette différence fait que les constructeurs préfèrent souvent indiquer comme fréquences caractéristiques de leurs transistors f_1 ; et, puisqu'il s'agit de la plus élevée de toutes les fréquences caractéristiques que nous rencontrerons, l'effet publicitaire est incontestablement meilleur.

On peut remarquer, dans l'expression de α en fonction de la fréquence, que la variation de cette grandeur est la même que celle du gain d'un circuit intégrateur R-C analogue à celui de la figure 18. On sait en effet que, dans un tel circuit, son « gain » exprimé en grandeur complexe a la valeur :

$$\frac{S}{E} = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_0}}$$

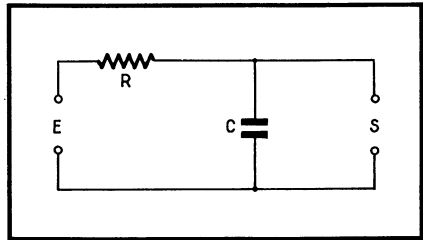
Dans cette expression f_0 désigne la fréquence pour laquelle le circuit introduit une atténuation de 3 dB, cette fréquence étant :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

Cette remarque nous servira par la suite pour étudier le fonctionnement du transistor en impulsions.

Nous sommes donc en possession de trois grandeurs exprimant les limitations intrinsèques du transistor en fonction de la fréquence : la fréquence $f\alpha$

Fig. 18. — La diminution du gain en courant α d'un transistor en fonction de la fréquence se fait à peu près suivant la même loi que la diminution du facteur de transmission d'un circuit intégrateur R-C (filtre passe-bas) dont la constante de temps serait : $RC = 1/2 \pi f\alpha$.



de coupure en base commune, la fréquence $f\beta$ de coupure en émetteur commun, et la fréquence f_1 pour laquelle le module de β tombe à l'unité. Nous avons vu que la seconde se déduit de la première en divisant celle-ci par β_0 , et que, d'autre

part, la troisième est voisine de la première. La connaissance d'une seule de ces trois fréquences entraîne la connaissance plus ou moins exacte des deux autres (on suppose toujours connu le coefficient β_0).

Mais il existe une autre fréquence limite très intéressante : la fréquence de coupure de la pente. Cette fréquence, représentée en général par f_{cs} , est celle pour laquelle la pente (s) du transistor tombe de 3 dB. On ne peut l'obtenir par des calculs à partir des autres fréquences que nous avons indiquées. C'est une donnée expérimentale supplémentaire, très intéressante pour l'emploi du transistor. Malheureusement, la plupart des constructeurs négligent de l'indiquer. Disons que, en général, cette fréquence de coupure de la pente est très supérieure à $f\beta$ et qu'elle peut même être voisine de $f\alpha$ dans les transistors haute fréquence, c'est-à-dire ceux dans lesquels on a surtout cherché à réduire la résistance intrinsèque de la base. Dans les transistors dits « de commutation », où l'on a principalement essayé de réduire au minimum la résistance intrinsèque de la zone constituant le collecteur, il se peut que le morceau de semiconducteur constituant la base ait une résistance ohmique élevée; dans ce cas la fréquence de coupure de la pente n'est que peu supérieure à la fréquence $f\beta$.

Pour caractériser utilement le comportement du transistor aux fréquences élevées, il est donc bon de connaître l'une des trois fréquences que nous avons indiquées ci-dessus ($f\beta$ ou $f\alpha$ ou f_1) et la fréquence de coupure de la pente (qu'on est, hélas, souvent obligé de mesurer soi-même). Il y a enfin une cinquième valeur, qui présente également de l'intérêt, c'est la charge stockée dans la base par milliampère de courant émetteur. Certains constructeurs l'indiquent, surtout pour les transistors de commutation rapide. On la chiffre en général en picocoulombs par milliampère d'émetteur. Cette grandeur, quotient d'une charge par une intensité, a les dimensions d'un temps. C'est pourquoi certains constructeurs l'appellent le temps intrinsèque de commutation.

On pourrait déduire, de tout ce qui précède, que l'étude du comportement en fréquence des transistors est inextricable. Ce serait très nettement exagéré. On peut parfaitement prévoir le comportement des transistors aux fréquences élevées au moyen des deux grandeurs $f\alpha$ et f_{cs} , le tout au moyen de calculs relativement simples.

Dans tous les calculs dont il est question, nous avons toujours supposé que les limitations en fréquence étaient inhérentes aux transistors eux-mêmes, c'est-à-dire aux éléments actifs. Si nous considérons les transistors plus perfectionnés du point de vue technologique, c'est-à-dire dont les fréquences de coupure $f\alpha$ se situent entre 1 000 et 5 000 MHz, ce qui est maintenant tout à fait courant, il peut être nécessaire de faire intervenir les capacités parasites. En effet, malgré les faibles valeurs de résistance de charge utilisées avec les transistors, il peut arriver que le produit de ces résistances par les capacités parasites des transistors eux-mêmes et surtout du câblage, donnent des constantes de temps suffisamment grandes pour qu'on ne puisse plus les considérer comme négligeables par rapport au temps de réponse propre du transistor. Dans ces conditions, le calcul des limitations en fréquence est tout à fait analogue à celui que l'on fait avec les tubes. Et, étant donné la rapide évolution technologique des transistors en haute fréquence, compte tenu du fait que « qui peut le plus peut le moins » et qu'un transistor haute fréquence peut parfaitement être utilisé en basse fréquence, il est à prévoir que le développement des modèles haute fréquence entraînera des calculs tenant compte de plus en plus des limitations inhérentes aux circuits, exactement comme dans les tubes.

7. — LES LIMITATIONS TECHNOLOGIQUES

Jusqu'à présent, les limitations que nous avons indiquées concernaient la fréquence. Elles étaient liées à des questions de physique du solide et ne dépendaient que d'une manière accessoire de considérations technologiques.

Il s'agit maintenant, en possession d'un transistor déterminé, réalisé et placé dans son boîtier, de savoir quelles sont les limitations que nous imposera la réalisation matérielle (technologique) du transistor.

La plus importante est celle qui concerne la dissipation maximale de puissance sur le collecteur. En effet, cette dissipation entraîne une élévation de température de la jonction collecteur-base. Nous reviendrons sur ce sujet au chapitre III pour l'étudier en détail. Indiquons simplement ici que, pour un transistor donné, dans un montage mécanique donné, il y a une certaine puissance que l'on ne doit pas dépasser en dissipation collecteur. Autrement dit, il faut que le produit de la tension collecteur-base par l'intensité du courant collecteur ne dépasse pas un certain nombre de watts (dans certains cas il s'agit même de milliwatts); ce nombre est d'ailleurs fonction de la température ambiante. Si on s'approche de cette dissipation maximale, ou surtout si on la dépasse, on risque de voir se produire le phénomène fâcheux connu sous le nom de « emballement thermique ».

Ce phénomène est le suivant : si le nombre de calories dégagé sur la jonction collecteur-base est élevé, c'est-à-dire si la dissipation collecteur est presque égale (ou a fortiori supérieure) à la valeur maximale indiquée, la température de cette jonction s'élève beaucoup. L'élévation de cette température entraîne, comme nous le verrons plus loin, une augmentation du courant collecteur, provoquant une nouvelle augmentation de la dissipation; le phénomène peut être cumulatif, se traduisant par la mort du transistor. En effet, la grande élévation de la température de la jonction entraîne soit la fusion de la substance qui réalise le collecteur, soit un perçage du transistor, mettant en contact direct la zone du collecteur et celle de l'émetteur.

La tension collecteur-émetteur est limitée par des considérations diverses, indépendamment de toute question de dissipation maximale. Nous avons déjà signalé que le phénomène de Zener pouvait intervenir pour faire augmenter rapidement le courant de fuite d'une diode normalement bloquée. C'est avec un certain coefficient de sécurité que l'on définit la tension maximale collecteur-base. Pour les transistors au germanium ordinaires, cette tension maximale peut être de l'ordre de 10 V à 30 V, plus élevée pour certains modèles. Dans le cas du silicium, il se peut que cette limitation se situe à environ 20 V, mais on rencontre couramment des modèles de 80, 100 ou 200 V, certains types spéciaux pouvant supporter 1 500 ou 2 000 V⁽¹⁾.

Il faut aussi tenir compte des tensions maximales base-émetteur. Normalement, la base est polarisée par rapport à l'émetteur de telle sorte que la jonction émetteur-base soit conductrice; dans ces conditions, il ne saurait y avoir une tension excessive entre l'émetteur et la base. Mais il y a de nombreux cas, surtout dans les fonctionnements en impulsion et en commutation, où l'on doit polariser la base par rapport à l'émetteur dans le sens qui correspond au blocage de la

1. En fait, aux courants collecteur faibles, et si l'on s'approche de la dissipation maximale, on court surtout le danger d'un « claquage secondaire », dont nous parlerons en détail au chapitre final relatif aux transistors de puissance.

jonction émetteur-base. Dans ce cas, la tension inverse base-émetteur ne doit pas dépasser un maximum, indiqué également par le constructeur. En général, ce maximum est nettement plus petit que celui que l'on peut tolérer entre le collecteur et la base. Il y a même certains transistors qui risquent d'être endommagés par une tension inverse de base de 0,8 V seulement. En général, on peut souvent tolérer des tensions inverses de base de 2 à 5 V. Si l'on utilise des transistors dans lesquels la tension maximale inverse de base est strictement limitée, il est prudent de prévoir des diodes série et/ou parallèles qui évitent l'application à la base d'une tension inverse trop élevée.

Les intensités des courants qui traversent les électrodes des transistors doivent également être maintenues en-dessous de certaines valeurs maximales. Ces limitations sont moins critiques que celles qui étaient relatives aux tensions maximales. On peut dire, en quelque sorte, que les limitations en courants maximaux du transistor correspondent à peu près aux limitations en tensions maximales des tubes. On sait en effet que, pour les tubes, il est souvent possible de dépasser largement les tensions maximales indiquées par le constructeur. Étant donné que les transistors travaillent en général plus près de leurs limites de sécurité, il est recommandé de tenir compte assez scrupuleusement des intensités maximales indiquées par le constructeur. Il ne faut pas oublier, comme nous le verrons à la fin de ce chapitre, que, pour certains transistors du modèle « planar », les fils de connexion de base et d'émetteur ont un diamètre plus petit que celui d'un cheveu. Il ne saurait être question d'y faire passer des intensités efficaces élevées. Leurs inerties thermiques étant faibles, il faut donc limiter non pas l'intensité moyenne du courant, mais l'intensité maximale (sauf dans le cas où cette intensité a une variation périodique de période très courte).

8. — LES TREIZE PRINCIPES D'UTILISATION DES TRANSISTORS

Pour la réalisation des circuits à transistors, il est essentiel de bien connaître les propriétés de ces derniers. On peut penser, en raison des nombreux points que nous avons étudiés plus haut sur ces dispositifs, que cette connaissance est très difficile. En réalité, on arrivera, comme notre expérience nous l'a montré, à des résultats très satisfaisants si l'on a constamment présent à l'esprit les treize règles que nous énonçons ci-dessous, sous le nom bien prétentieux de « principes ». Certains d'entre eux ne sont que des vérités de La Palice, le « principe » n° 3 n'est autre que la loi de Kirchhoff. Cependant, les évidences sont les notions que l'on oublie le plus, ou que l'on utilise le moins, et nous avons vu nombre de techniciens de valeur « sécher » sur des problèmes de circuits que l'application de quelques « principes » ci-après aurait résolu en cinq minutes.

Ces principes sont les suivants :

- 1° Dans un transistor (sauf cas de saturation poussée), les courants collecteur et émetteur doivent être considérés comme *égaux*.
- 2° Pour obtenir un courant collecteur I_c , il faut fournir à la base un courant égal (fonctionnement normal) ou supérieur (saturation) au quotient de I_c par le gain statique en courant h_{21E} valable pour la valeur I_c .

- 3° La somme algébrique des courants base, émetteur et collecteur est toujours nulle.
- 4° Dans un transistor non bloqué, la tension base-émetteur est très faible (0,2 V pour le germanium, 0,6 V pour le silicium); sa variation l'est encore plus : cette tension doit être souvent considérée comme presque constante.
- 5° En montage émetteur commun, et surtout en montage base commune, le courant collecteur dépend peu de la tension collecteur-émetteur.
- 6° Un transistor saturé (dont le courant base est supérieur au quotient du courant maximal qui peut passer dans le collecteur par le gain moyen) est pratiquement un nœud dans le montage : l'espace émetteur collecteur est très proche d'un court-circuit, l'espace base-émetteur y ressemble.
- 7° La pente $\frac{\Delta I_c}{\Delta V_{be}}$ (exprimée en mA/V) d'un transistor quelconque est voisine du produit par 35 du courant collecteur moyen I_c , exprimé en milliampères, cela étant surtout valable pour les courants collecteurs faibles.
- 8° La résistance d'entrée en base commune est l'inverse de la pente; en émetteur commun, elle est environ β fois plus grande.
- 9° Quand un transistor est attaqué en *courant* sur sa base, les montages émetteur commun et collecteur commun sont identiques; s'il est attaqué en *tension* entre base et émetteur, les montages émetteur commun et base commune sont identiques (voir additif 3).
- 10° La température agit sur un transistor en augmentant sa fuite (qui double tous les 10 °C d'élévation de température), en augmentant le gain en courant et surtout en diminuant la tension base-émetteur d'environ 2,2 mV/°C d'élévation de température de la jonction.
- 11° Dans un montage base commune attaqué en courant, la fréquence de coupure à 3 dB est $F\alpha$, dans les montages base commune ou émetteur commun attaqués en tension, cette fréquence est $F\alpha_s$, voisine de $F\alpha$ et un peu inférieure à $F\alpha$; dans un montage émetteur commun attaqué en courant, la fréquence de coupure est $F\beta$ voisine du quotient de $F\alpha$ par le gain moyen β_0 en continu.
- 12° En plaçant, entre émetteur et masse, une impédance Z , on augmente approximativement de βZ l'impédance d'entrée.
- 13° Quand un transistor est alimenté sur son collecteur par une tension E à travers une résistance R , sa dissipation collecteur, nulle au blocage, presque nulle à la saturation, passe par un maximum égal à $\frac{E^2}{4R}$ quand le courant collecteur est égal à $E/2R$, moitié de sa valeur maximale E/R (voir page 95).

Certains de ces principes ne font qu'exprimer brièvement ce que nous avons déjà vu.

Bien entendu, ces treize principes ne prétendent pas expliquer complètement le fonctionnement des transistors. Certains d'entre eux sont énoncés sans être justifiés; c'est en particulier le cas des principes numéros 9 et 10 que nous justifierons au chapitre suivant. Mais nous pensons que, avant toute explication de circuit à transistors, on a intérêt à relire ces 13 principes de telle sorte qu'ils soient parfaitement présents à l'esprit. Nous y ferons allusion constamment au cours de cet ouvrage.

9. — BASES PHYSIQUES DE FONCTIONNEMENT ET PARAMÈTRES DES AUTRES DISPOSITIFS SEMICONDUCTEURS

Avec les semiconducteurs, on peut réaliser d'autres dispositifs que le transistor $n-p-n$ que nous avons envisagé jusqu'à maintenant. Nous indiquerons très rapidement que l'on peut évidemment faire un transistor dans lequel la base soit une région n , l'émetteur et le collecteur étant des régions p . Nous obtenons alors un transistor du type $p-n-p$ qui fonctionne d'une façon tout à fait analogue, à cette différence près que l'on doit inverser les sens des tensions et courants que nous avons indiqués pour le transistor $n-p-n$.

Précisons, à ce propos, la raison qui nous fait préférer l'étude des transistors $n-p-n$. Ceux-ci sont en passe de devenir aussi répandus que les modèles $p-n-p$ qui ont été, historiquement, les premiers à apparaître. Étant donné la grande quantité de modèles $p-n-p$ qui ont déjà été fabriqués, la plupart des Traités concernant les semiconducteurs envisagent toujours des définitions de paramètres et des explications avec des transistors $p-n-p$. Le développement des transistors au silicium, amenés vraisemblablement à remplacer les transistors au germanium et qui sont plus souvent du type $n-p-n$, nous justifie dans notre façon d'exposer les circuits avec des modèles $n-p-n$.

D'autre part, il est beaucoup plus facile de raisonner en envisageant des transistors $n-p-n$ puisqu'on utilise des tensions de collecteur positives et des tensions de base également positives. Dans ces conditions, quand une tension de collecteur décroît en valeur absolue, elle décroît aussi en valeur algébrique puisqu'elle est positive. Nous avons constaté, au cours de notre expérience de professeur, qu'une des grandes difficultés qu'éprouvaient les techniciens à s'assimiler la technique des transistors, provenait du fait qu'il fallait raisonner sur des tensions et courants négatifs. En effet, dans un transistor $p-n-p$, alimenté en tension négative sur le collecteur, si la tension de collecteur *diminue* en valeur absolue, c'est-à-dire si elle se rapproche de la valeur de l'émetteur, elle *augmente* en valeur algébrique. Passer de -9 V à -1 V est une augmentation. On ne trouvera aucune difficulté de cet ordre en raisonnant sur des transistors $n-p-n$. Bien entendu, nous aurons à envisager aussi le cas des modèles $p-n-p$, en particulier dans les montages qui les emploient en association avec les $n-p-n$: les possibilités de ces associations sont d'ailleurs considérables, et sans aucune équivalence dans les circuits à tubes électroniques. Dans certains cas, en particulier pour les transistors de puissance, qui se rencontrent plus couramment en type $p-n-p$ quand il s'agit de modèles au germanium, nous raisonnerons sur ces transistors $p-n-p$. Dans le cas de circuits réalisés avec des transistors réels, portant un nom correspondant à un type existant, nous serons également amené quelquefois à utiliser des $p-n-p$. Mais nous emploierons toujours les raisonnements basés sur les modèles $n-p-n$ pour simplifier la compréhension.

Ceci étant, quels sont, en dehors des transistors $n-p-n$ et $p-n-p$, les semiconducteurs que l'on peut utiliser ?

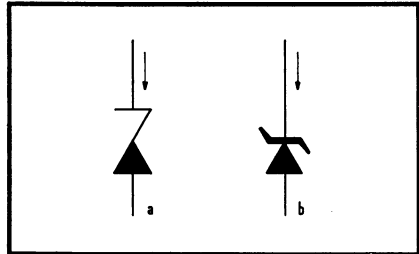
La diode Zener

Nous commencerons par les diodes Zener. On sait que ces diodes utilisent l'effet Zener, dont nous avons déjà parlé, et qui se manifeste, sur la figure 4, par

une brusque augmentation du courant de fuite inverse d'une diode à jonction, quand la tension inverse appliquée dépasse une certaine valeur E_z . Ce phénomène s'appelle aussi le claquage. En effet, dans une diode à jonction ordinaire, quand elle est utilisée dans le sens passant, la tension à ses bornes est très faible. Dans ces conditions, même avec une intensité directe notable, la dissipation de puissance dans la diode est très faible. Quand cette diode est polarisée en sens inverse, tant que la tension appliquée est inférieure à la tension Zener, l'intensité du courant inverse qui passe dans la diode étant très faible, la dissipation de puissance dans celle-ci est encore minime. En revanche, quand la tension appliquée dépasse la tension Zener, l'intensité du courant qui traverse la diode peut être assez élevée, comme le montre la figure 4. La tension aux bornes de la diode étant assez grande aussi, il en résulte une forte dissipation de puissance. Si l'on n'a pas pris de précautions particulières, et surtout si cela se produit dans un montage destiné à redresser les tensions alternatives, le dépassement de la tension Zener peut s'accompagner d'une dissipation de puissance considérable dans la diode : celle-ci se trouve détruite par la chaleur engendrée. Nous voyons donc pourquoi cette tension Zener est appelée « tension de claquage ».

Mais, si l'on a pris soin de limiter le courant qui passe dans la diode, ou, plus exactement, de limiter le produit de ce courant par la tension aux bornes de la diode à une valeur de puissance suffisamment faible, la dissipation de puissance dans la diode n'élève pas la température de celle-ci à une valeur qui risque de la détruire. Les diodes spécialement réalisées pour être employées dans la région Zener, réalisées technologiquement pour que cette tension soit relativement faible,

Fig. 19. — On appelle « diodes Zener » des diodes dans lesquelles une construction adéquate (fort dopage des zones, jonction assez abrupte) a abaissé la tension Zener à quelques volts pour que l'on puisse utiliser ces diodes comme régulatrices ou sources de tension de référence. Elles sont symbolisées surtout comme en *a* et quelquefois en *b*. Pour fonctionner en source de référence ou stabilisatrices, elles doivent être parcourues par un courant passant dans le sens des flèches.



sont très utiles comme éléments stabilisateurs de tension. (La figure 19 en montre les représentations symboliques, le symbole le plus usité étant celui de la figure 19 a). Pour les employer comme sources de tension de référence ou comme stabilisatrices, il faut faire passer le courant dans le sens indiqué par les flèches sur les figures 19 a et 19 b. Puisque ce sont des diodes au silicium, en faisant passer le courant dans le sens opposé, elles se comportent comme des diodes à jonction normales dans le sens direct, c'est-à-dire qu'il n'y a plus à leurs bornes qu'une chute de tension d'environ 0,7 V.

Pour caractériser une diode Zener, il faut quatre grandeurs :

- 1° La plus importante est la tension Zener, tension qui doit être donnée pour une valeur spécifiée du courant Zener;
- 2° Le courant maximal que l'on peut faire passer dans la diode (ou la dissipation maximale que la diode supporte);
- 3° La résistance dynamique de la diode, traduisant le quotient des variations de tension aux bornes de cette diode par les variations de courant qui lui ont donné naissance (plus cette résistance dynamique est faible, meilleure est la diode);

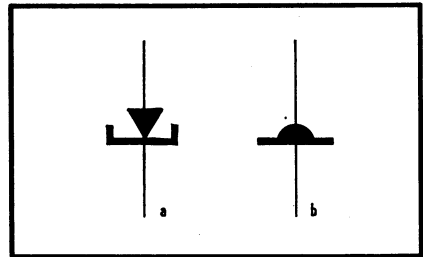
4° Le coefficient de température de la tension Zener.

Les diodes qui ont la plus faible résistance dynamique sont celles dont la tension Zener est voisine de 8 V. Celles qui ont le plus faible coefficient de température sont celles dont la tension Zener est voisine de 6 V. Les toutes petites diodes Zener, pouvant dissiper 0,4 ou 0,5 W, comme les BZX 46 C par exemple, ont la taille d'une résistance 0,2 W. Les modèles dissipant 1 W, comme les BZX 85 C sont un peu plus grosses (le corps de la diode a un diamètre d'environ 2,5 mm et une longueur de 5 mm, contre 1,8 et 3,5 mm pour les BZX 46 C). Il y a des modèles à vis, à monter sur un radiateur, pouvant dissiper 4, 25 ou 100 W, mais il est toujours préférable d'associer un transistor de puissance avec une diode Zener de petite puissance, montée entre son collecteur et sa base, pour avoir, entre collecteur et émetteur, l'équivalent d'une diode Zener de forte puissance (voir page 298, figure 230 b).

La diode tunnel

Nous avons déjà rencontré l'effet tunnel. Rappelons que la diode spécialement conçue pour présenter cet effet a la propriété d'avoir, pour une certaine tension directe à ses bornes, une résistance dynamique négative. Cette diode tunnel (ou diode Esaki, du nom de son inventeur) se symbolise sur les schémas comme l'indique la figure 20, le symbole *a* étant le plus courant, tandis que le symbole *b*

Fig. 20. — Ces deux symboles sont utilisés pour les diodes tunnel, celui de gauche étant le plus logique : suivant l'orientation du dessin on peut y voir un T (comme tunnel) ou un E (comme Esaki, du nom de Léo Esaki, inventeur de la diode tunnel).



se rencontre moins fréquemment. Pour caractériser une diode tunnel, il suffit de donner la courbe représentant la variation du courant qui la traverse en fonction de la tension qui lui est appliquée, c'est-à-dire celle de la figure 21. En effet, la diode tunnel est un dipôle : à ce titre elle n'a qu'une caractéristique et non pas un réseau de caractéristiques. On se contente le plus souvent, pour caractériser une diode tunnel, d'indiquer les valeurs de la tension de pic (V_p sur la figure 21), de la tension de vallée (V_v) et de la tension dite « pic direct » (V_{fp}) pour laquelle le courant dans la diode reprend la valeur correspondante au courant de pic. Il faut également préciser l'intensité de courant de pic (I_p) ainsi que l'intensité du courant de vallée (I_v). En général, quand on a indiqué le matériau dans lequel la diode est réalisée, que ce soit le germanium, le silicium ou l'arséniure de gallium, cette indication suffit à caractériser une fois pour toutes les tensions de pic et de vallée et le rapport des courants de pic et de vallée. Pour une diode d'un matériau déterminé, il suffit donc d'indiquer la valeur du courant de pic.

Le transistor unijonction (ou diode double base)

Pour réaliser un transistor unijonction, on prend un barreau de silicium du type N (fig. 22) dont les deux extrémités, B_1 et B_2 , sont reliées à des soudures

ohmiques (non redressantes). Sur ce barreau, plus près de la base B_2 que de la base B_1 pour des raisons technologiques, a été réalisée une jonction avec une zone de silicium P. Le fil soudé sur ce silicium P s'appelle l'émetteur, les fils soudés sur B_2 et B_1 s'appellent les fils de base.

Fig. 21. — La caractéristique d'une diode tunnel se définit par les courants et tensions de pic et de vallée ainsi que par la tension de pic direct (V_{fp}) pour laquelle le courant reprend une valeur égale au courant de pic.

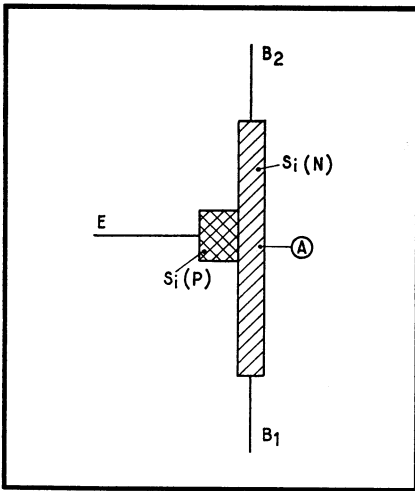


Fig. 23. — Les deux parties du barreau de silicium N d'un UJT jouent le rôle de deux résistances; celle du bas peut se trouver réduite, quand il passe un courant par l'émetteur, en raison de la saturation de la zone correspondante par les porteurs minoritaires.

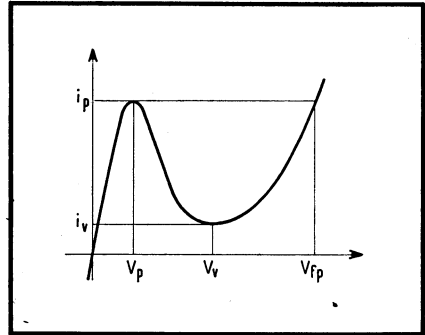
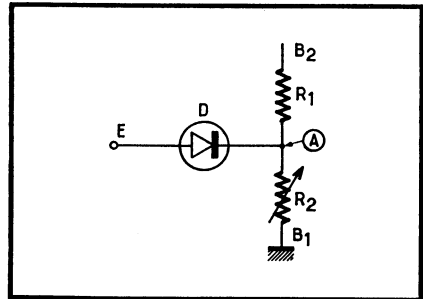


Fig. 22. — Structure du transistor unijonction (UJT ou diode double base), comportant un barreau de silicium de type N, deux connexions ohmiques B_1 et B_2 et une jonction avec un « émetteur » en silicium P.



Si nous appliquons une différence de potentiel E entre B_2 et B_1 , B_2 étant positif par rapport à B_1 , et que nous ne faisons passer aucun courant par la connexion d'émetteur, le barreau de silicium se comporte à peu près comme une résistance suivant la loi d'Ohm. En conséquence, le point A situé en regard de la jonction se trouve porté à un potentiel voisin de la moitié de E . On peut dire, en quelque sorte, que le dispositif se comporte comme le montage schématisé sur la figure 23. La somme des résistances R_1 et R_2 n'est autre que la résistance du barreau de silicium. Si maintenant nous faisons passer un courant par l'émetteur, les porteurs minoritaires injectés dans la jonction $p-n$, allant dans le sens qui descend le courant (ce sont des charges positives, autrement dit des trous), vont

saturer la partie du silicium n comprise entre le point A et la base B_1 . Cette région étant saturée de porteurs verra sa résistance diminuer. Tout se passe comme si, dans le montage de la figure 23, la résistance R_2 diminuait. Cette résistance diminuant, le potentiel du point A va baisser, tombant en dessous de la moitié de E. La chute de tension dans la diode D de la figure 23, polarisée dans le sens direct, est à peu près constante. Le potentiel de l'émetteur va donc diminuer quand on augmentera le courant de l'émetteur. Nous avons alors un dispositif qui présentera, pour certaines valeurs de courant d'émetteur, une résistance dynamique d'émetteur négative. Ce dispositif est représenté sur la figure 24 : l'inclinaison de la flèche représentant l'émetteur est destinée à rappeler que les bases B_1 et B_2 ne doivent pas être permutées au montage (la base B_2 doit toujours être positive par rapport à la base B_1).

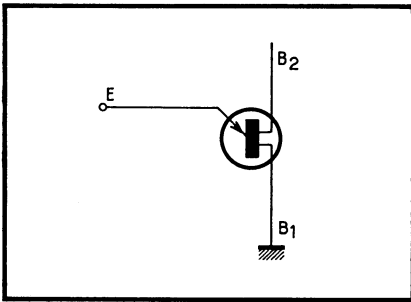


Fig. 24. — Le symbole de l'UJT tient compte du fait que les deux connexions de base ne jouent pas un rôle symétrique.

Une fois que l'on a fixé la tension E appliquée entre B_1 et B_2 , nous avons besoin de connaître la caractéristique donnant le courant d'émetteur en fonction de la tension d'émetteur. On voit que, si l'on alimente le transistor unijonction avec une tension d'émetteur constante, le fonctionnement n'est pas stable. Par contre, on pourra très bien relever cette caractéristique si l'on alimente l'émetteur par une source de courant. Si on relève la caractéristique donnant le courant d'émetteur en fonction de la tension d'émetteur, on obtient une courbe analogue à celle de la figure 25.

Sur cette figure, entre les points P et V, la résistance dynamique d'entrée est négative, ainsi que nous l'avions prévu. Pour des intensités de courant émetteur inférieures à I_p , l'effet de résistance négative ne se manifeste plus, et nous avons une caractéristique à résistance dynamique positive et de valeur très forte. Pour des intensités d'émetteur supérieures à I_v , la partie inférieure du barreau de silicium étant saturée de porteurs, sa résistivité ne varie plus : nous avons de nouveau une résistance dynamique positive; cette fois elle est très faible. On appelle $-I_0$ le courant inverse qui traverse la diode D de la figure 23 quand l'émetteur est relié à la masse. En général, la tension V_p est voisine de la moitié de la tension appliquée entre les bases B_1 et B_2 ; le courant I_p est de quelques microampères; $-I_0$ est encore plus petit, le courant I_v étant de plusieurs milliampères. La tension V_v , à peu près proportionnelle à la différence de potentiel entre les bases, est en général égale au tiers ou au quart de la tension V_p .

Les paramètres définissant le transistor unijonction sont :

1° La résistance interbase, résistance suivant sensiblement la loi d'Ohm, que l'on mesure entre la base B_1 et la base B_2 , la connexion d'émetteur étant en l'air (on trouve des valeurs de l'ordre de 5 k Ω);

2° Le coefficient η (η), ce coefficient est celui qui intervient dans la formule

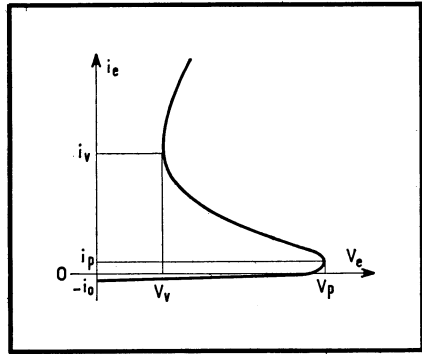
$$V_p = \eta (V_{b_2} - V_{b_1}) + \frac{200}{T_j}$$

Dans cette formule, le terme $\frac{200}{T_j}$ (T_j étant la température absolue de la jonction) est relatif à la chute de tension directe d'une diode au silicium. Le coefficient η est en général voisin de 0,5 il varie de 0,4 à 0,9;

3° Les valeurs des courants pic I_p et vallée I_v , ainsi que la valeur de la tension de vallée. Ces termes de pic et de vallée ont été utilisés par analogie avec la diode tunnel. La courbe de la figure 25 ressemble en effet à celle de la figure 21, à condition de permuter les axes des tensions et des intensités.

Le transistor unijonction est très utile pour de nombreux montages de relaxation.

Fig. 25. — La caractéristique $i_e = f(V_e)$ de l'UJT montre une zone à résistance négative. Elle présente une analogie avec celle de la diode tunnel, mais à la condition de permuter les axes des tensions et des intensités.



Le redresseur au silicium commandé ou thyristor

Le dispositif dont nous allons nous occuper maintenant a également un fonctionnement discontinu. Il est constitué par la superposition de quatre couches de silicium, alternativement de type $p-n-p-n$, ainsi que le montre la figure 26. L'électrode supérieure, appelée anode, est en général portée à un potentiel positif par rapport à la région N inférieure appelée cathode. La zone P immédiatement au voisinage de la cathode s'appelle la gâchette, elle est reliée à une électrode de commande G. La zone N située entre la grille et l'anode ne sort pas du boîtier.

Pour expliquer le fonctionnement de ce dispositif, nous l'avons représenté sur la figure 27 comme si les zones N et P intermédiaires étaient fractionnées en deux. On voit alors que l'ensemble se comporte comme deux transistors. L'un, T_1 , à gauche, est un type $p-n-p$, l'autre, T_2 , à droite, est un type $n-p-n$. L'ensemble, schématisé avec les symboles habituels des transistors, se présente comme le montage de la figure 28.

Supposons que nous ayons une tension positive en A par rapport à K. Initialement, les deux transistors sont bloqués. Appliquons sur l'électrode G un courant. Ce courant i ira dans la base du transistor T_2 . Il en résultera un courant collecteur $\beta_2 i$ (β_2 étant le gain en courant du transistor T_2). Ce courant $\beta_2 i$ passe

par la base du transistor T_1 . Il entraîne donc le passage d'un courant collecteur β_1 fois plus grand dans le transistor T_1 . Ce courant sera donc $\beta_1 \beta_2 i$. Si le produit $\beta_1 \beta_2$ est supérieur à l'unité, nous pourrions couper l'arrivée de courant par l'électrode G, le dispositif se maintiendra de lui-même en état de conduction. Les deux transistors T_1 et T_2 seront à la saturation, une intensité importante pourra les traverser sans que la tension totale entre A et K dépasse environ 1 V. Un redresseur commandé au silicium se schématise comme sur la figure 29, sa courbe caractéristique est représentée sur la figure 30. La courbe en trait plein est celle qui correspond à un courant de grille nul. Pour une tension anode-cathode V_0 , le courant de fuite des deux transistors T_1 et T_2 arrive à être suffisant pour déclencher l'amorçage du dispositif sans que l'on ait appliqué de courant à l'électrode G. Quand la tension anode-cathode est appliquée en sens inverse, au-delà d'une tension négative $-V_1$, le dispositif commence à présenter un courant de fuite assez important. La caractéristique tracée en trait discontinu sur la figure 30 correspond au cas où un certain courant gâchette a été appliqué au redresseur commandé; la tension nécessaire pour amorcer la conduction est plus faible dans le sens direct, sans que l'aspect de la fuite en sens inverse soit sensiblement modifié.

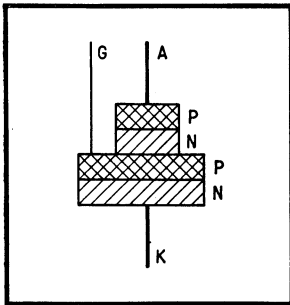


Fig. 26. — En réalisant quatre couches de dopage alterné, on arrive à un dispositif connu sous le nom de redresseur commandé au silicium (SCR) ou thyristor, à fonctionnement essentiellement discontinu.

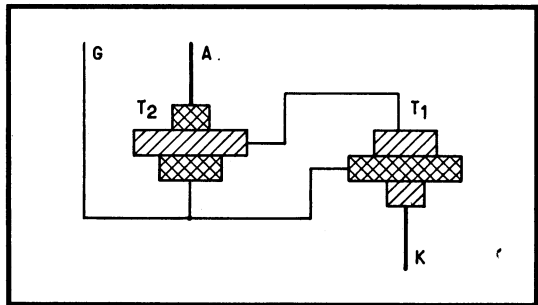


Fig. 27. — Le SCR peut être considéré comme séparé en deux transistors, un $n-p-n$ T_2 et un $p-n-p$ T_1 , interconnectés comme l'indique le dessin.

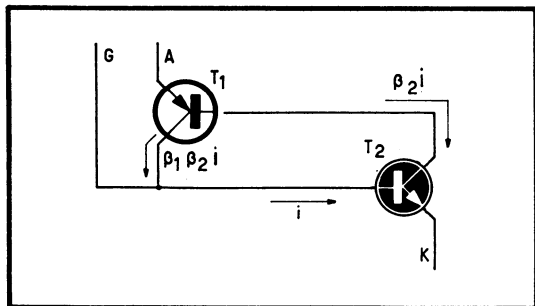


Fig. 28. — La disposition de la figure 27, schématisée ci-dessus avec les symboles habituels, montre le fonctionnement du SCR : quand le courant i est injecté par G, il en résulte un courant $\beta_2 i$ dans le collecteur de T_2 , c'est-à-dire dans la base de T_1 donc un courant $\beta_1 \beta_2 i$ dans le collecteur de T_1 . Si le produit $\beta_1 \beta_2$ dépasse l'unité, on peut supprimer i et les deux transistors restent conducteurs (et même saturés).

Pour caractériser un redresseur commandé au silicium, on indique d'abord la tension maximale, positive ou négative, qu'il peut supporter avec un courant gâchette nul sans amorcer (il s'agit des tensions $+V_0$ et $-V_1$ de la figure 30). On indique d'autre part l'intensité maximale efficace qui peut traverser le redresseur en spécifiant dans quelle condition cette intensité doit être mesurée. Sur la courbe de la figure 30, la partie en pointillé indique une discontinuité correspondant à l'amorçage du thyristor. La partie presque verticale de la courbe correspond à la zone de conduction, l'intensité qui peut passer dans le thyristor étant éventuelle-

Fig. 29. — Représentation symbolique courante du SCR.

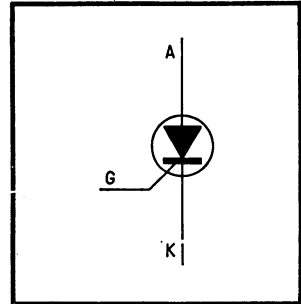
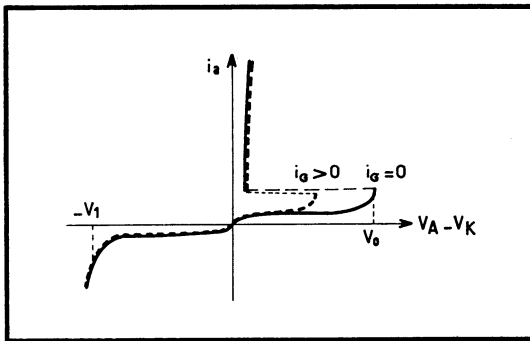


Fig. 30. — Courbe caractéristique du SCR : en gras sans courant de commande, en pointillé avec un courant de commande.

ment très élevée, alors que la tension à ses bornes reste très faible. Pour un thyristor donné, il faut également préciser l'intensité minimale du courant de commande nécessaire à l'amorçage (1).

Les transistors à effet de champ

Dérivant en grande partie des travaux de l'ingénieur français Tezner, les transistors à effet de champ (T.E.C. ou F.E.T.) sont constitués d'une couche épitaxiale N (fig. 31) dans laquelle les électrons passent, de la zone appelée « source » (cathode) à une autre appelée « drain » (anode), entre le substrat P et une barre de diffusion P, reliée au substrat par la diffusion profonde P (« caisson ») entourant la zone active. L'ensemble des zones P constitue la « grille ». Plus on la polarise négativement par rapport à la source, plus l'effet du champ électrique vide le « canal » (zone N entre les zones P) de porteurs, réduisant ainsi le courant drain-source. Celui-ci est maximal quand $V_{gs} = 0$, il s'appelle alors I_{dss} . Une polarisation grille-source égale ou supérieure à une valeur V_p (ou V_{gsx}) permet de l'annuler complètement. Le courant dans l'électrode de commande (la grille) est presque nul, il est souvent de 10^{-9} à 10^{-11} A.

Les caractéristiques sont celles d'une pentode à vide; les applications de ce T.E.C. sont extrêmement nombreuses et se multiplient chaque jour. On le carac-

1. En général, une fois le thyristor amorcé, la gâchette ne peut plus le désamorcer. Certains modèles, toutefois, sont désamorçables par un courant inverse de gâchette.

térisée par ses valeurs de I_{dss} , de V_p , ainsi que par la valeur maximale de sa « pente » $\frac{\Delta I_d}{\Delta V_{gs}}$. Il en existe des modèles de polarité inverse (à canal P); tous ces T.E.C. sont très utiles en H.F. et V.H.F.

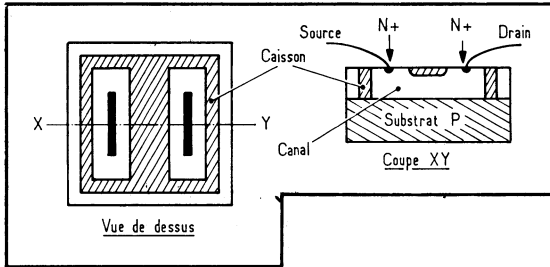
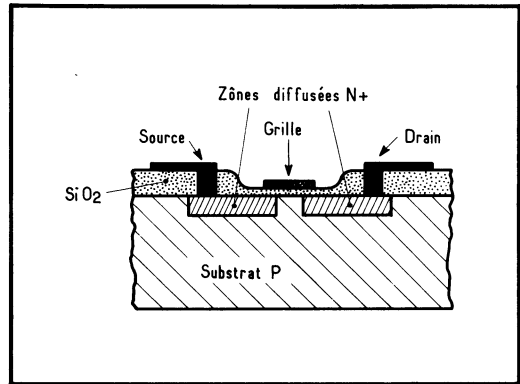


Fig. 31 (à gauche). — Transistor à effet de champ, dans lequel une zone de silicium N, appelée « canal » est pincée entre deux zones P, une en dessous qui constitue le substrat, l'autre en dessus étant une zone diffusée, reliée au substrat par la diffusion périphérique (« caisson »). Les

électrons passent de la « source » S vers le « drain » D; une polarisation négative de la « grille » (l'ensemble des zones P) par rapport à la source réduit ce courant, sans que cette commande corresponde à une consommation décelable de courant sur la grille.

Fig. 32 (à droite). — Transistor M.O.S. (Metal Oxyde Semiconducteur). En appliquant une tension positive à la grille (partie métallisée) par rapport à la source, le champ électrique à travers la couche de silice appelle des porteurs et crée une sorte de canal, laissant passer le courant. C'est un fonctionnement par enrichissement (« enhancement type »). L'isolement de la grille est presque parfait, mais le risque de destruction de la couche de silice par une charge électrostatique de la grille est élevé.



Le type « M.O.S. » (Metal Oxyde Semiconductor), schématisé sur la figure 32, comporte une électrode de commande (grille) isolée du canal par une couche très mince ($0,2 \mu\text{m}$) de silice pure. Dans les M.O.S. les plus classiques, dits « à enrichissement », le courant drain-source est nul pour une polarisation nulle de la grille par rapport à la source. Il ne commence à passer que si la grille est polarisée positivement par rapport à la source (cas du canal N).

L'isolement d'entrée peut atteindre $10^{15} \Omega$, le danger de perçage destructif de la couche de silice par une tension résultant d'une charge électrostatique est très grand.

Les diodes à capacité variable

Si nous appliquons à une diode à jonction une polarisation inverse, les porteurs s'éloignent de plus en plus de la jonction. Tout se passe comme si nous avions affaire à un condensateur dont les électrodes s'écarteraient. On constate donc, en général, dans les diodes à jonction, que la capacité parasite de ces diodes diminue quand la tension inverse appliquée à ces diodes augmente. En général, la capacité parasite est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension

appliquée. Si la jonction est très abrupte, les matériaux des zones P et N étant fortement dopés, on peut réaliser une capacité parasite importante. Le dispositif se comporte alors comme un condensateur variable, condensateur sur la capacité duquel on agirait par la tension inverse appliquée. Ce qui complique un petit peu l'emploi de ce dispositif c'est que l'utilisation d'un condensateur oblige à lui appliquer une certaine tension alternative aux bornes. Cette tension alternative vient modifier la capacité du condensateur pendant son utilisation. Elle doit rester faible par rapport à la composante continue de polarisation. En général, on utilise ces diodes à capacité variable montées par deux en série dans le sens opposé. On les appelle « varistors ».

10. — TECHNOLOGIE DE FABRICATION, ÉQUIVALENCES

Pour achever de faire connaissance avec les transistors, nous allons indiquer assez brièvement le mode de fabrication de ces éléments. On ne peut, pas plus que pour les diodes, amener simplement en contact des morceaux de germanium P et de germanium N : la jonction ne serait pas franche. Pour fabriquer les transistors il existe beaucoup de méthodes nous n'en retiendrons que quelques-unes.

Une des premières méthodes de fabrication des transistors à jonction est l'utilisation de la technique « alliage-diffusion ». Comme pour toute fabrication de semiconducteurs, on commence par purifier à l'extrême le matériau de base. La purification chimique, portant en général sur des distillations de tétrachlorure de germanium ou de silicium, permet difficilement de dépasser une pureté de 999/1 000. Le dernier millième d'impureté qui se trouve dans le produit doit être éliminé par utilisation de méthodes physiques. Une des plus couramment employée est la fusion par zone.

Elle consiste, ayant déposé le matériau semiconducteur dans une nacelle en silice, à déplacer le long de cette nacelle une zone chauffée, presque jusqu'à la fusion du matériau. Au cours de son déplacement, cette zone fondue pousse devant elle les impuretés contenues dans le matériau. Ces impuretés sont rassemblées dans l'extrémité du barreau, que l'on coupe et qui est soumise de nouveau à la purification chimique. Une fois cette purification physique effectuée, ce qui demande quelquefois le passage de plusieurs zones fondues successives, on procède au tirage du monocristal. Dans ce but, en partant d'un bain de matériau fondu et maintenu à une température très voisine du point de fusion, on touche la surface du bain liquide avec un germe cristallin tenu au bout d'une tige. La tige est animée d'un mouvement de rotation régulier en même temps qu'elle est levée lentement par un mouvement d'horlogerie. Le matériau se solidifie en prenant une forme cristalline, tous les atomes de silicium ou de germanium se répartissant suivant un réseau cubique à faces centrées. Il importe que tout le bloc de produit solide obtenu fasse partie d'un cristal unique, autrement dit qu'il n'y ait pas, dans ce bloc, des cristaux différents, ayant des orientations cristallines autres que celle du germe. Bien qu'il s'agisse d'un cristal, l'aspect du produit solide est assez surprenant puisqu'il ne présente aucune arête géométrique. En effet, le produit obtenu est un cylindre, de section d'autant plus constante que le tirage a été plus régulier et que la température a été maintenue constante. Des problèmes de technologie très complexes se posent à propos du silicium, car cet élément, si peu actif

à la température ordinaire, est douée d'une activité chimique considérable autour de sa température de fusion.

Supposons que nous disposions d'une plaquette de germanium de type N. Cette plaquette a, par exemple, 2 mm de côté et 0,2 mm d'épaisseur. On applique sur les milieux des deux faces de cette plaquette deux gouttes d'indium, métal mou analogue au plomb, qui tient par simple collage. L'une de ces gouttes est plus grande que l'autre.

La plaquette, munie de ces deux gouttes inégales d'indium, ressemblant en coupe à la représentation de la figure 33, est placée dans un four chauffé à une température suffisante, où on la maintient pendant un temps assez long. Les gouttes d'indium fondent, et forment des alliages avec le germanium. Après un temps suffisant, si l'on regardait en coupe la plaquette on verrait un aspect analogue à celui de la figure 34 : l'indium, formant des alliages, a pénétré à l'intérieur de la plaquette de germanium. Les zones de germanium alliées à l'indium sont des

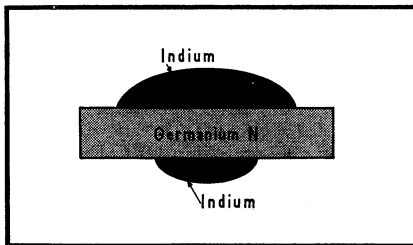
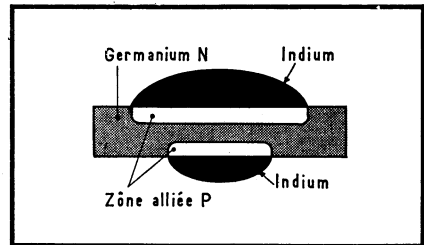


Fig. 34. — Après passage au four pendant un temps convenable de la plaquette de germanium munie de gouttes d'indium, ces dernières fondent et constituent deux zones alliées P qui pénètrent à l'intérieur du germanium.

Fig. 33. — Deux gouttes inégales d'indium, collées par simple pression sur une plaquette de germanium N, préparent la réalisation d'un transistor *p-n-p*.



zones P. Le chauffage a été prolongé pendant le temps suffisant pour que les zones alliées s'approchent près l'une de l'autre, laissant entre elles une zone de base extrêmement mince. La partie fondamentale du transistor est alors terminée; on la fixe dans un petit cadre qui est lui-même soudé par la tranche sur une petite embase. Cette embase ronde est munie de deux perles de verre par où passent deux connexions (fig. 35) qui seront reliées, par des fils soudés, aux deux pastilles d'indium. La grande pastille constituera le collecteur, la petite sera l'émetteur, la connexion de base étant reliée directement à l'embase ronde. Cette embase est alors recouverte d'un capot soudé destiné à protéger les jonctions de l'action de l'humidité et de la lumière. Cette méthode, appelée méthode par « alliage-diffusion », est très employée pour la fabrication des transistors basse fréquence.

Si l'on désire que le transistor soit capable de dissiper sur sa jonction collecteur-base une puissance importante, on dispose la partie active comme l'indique la figure 36. La plaquette de germanium, enduite d'indium sur sa face inférieure, est disposée horizontalement sur le sommet d'une petite colonnette de cuivre. C'est cette dernière qui jouera le rôle de collecteur. En même temps, l'ensemble du cuivre jouera le rôle de conducteur thermique, évacuant la chaleur dégagée sur la jonction. A la partie supérieure de la plaquette, on réalisera une soudure ohmique pour la connexion de base, et une jonction par alliage-diffusion avec une petite goutte d'indium pour la connexion d'émetteur. Quelquefois, pour améliorer

la disposition de l'émetteur, celui-ci est constitué d'une goutte centrale (au centre de l'anneau qui sert de connexion de base) reliée à un anneau situé à l'extérieur de celui qui assure la connexion de base. Comme dans le cas du transistor de petite puissance, le tout est recouvert d'un capot. Pour ce transistor de forte puissance, le boîtier est relié électriquement au collecteur, contrairement au cas du transistor de faible puissance, dans lequel le boîtier est relié à la base.

Nous passerons très rapidement en revue la méthode de réalisation des transistors par attaque : elle consiste à faire jaillir sur les deux côtés de la plaquette de germanium des petits jets de solution de sel d'indium auxquels sont reliées des électrodes. On procède ainsi à une attaque électrolytique de la plaquette de germanium qui se creuse des deux côtés. Quand l'épaisseur résiduelle est suffisamment faible, on inverse le sens de passage du courant à travers les jets de solution de sel d'indium, et il y a formation de dépôt électrolytique de deux couches d'indium de part et d'autre de la plaquette de germanium. Si l'on procède encore à un chauffage modéré, pour faire pénétrer les zones alliées, on dit que l'on a réalisé un transistor à micro-alliage et diffusion, connu sous le nom de M.A.D.T.

Citons également la méthode par tirage, qui consiste à extraire d'un bain de semiconducteurs fondus un produit solide qui présente des zones alternativement P, N et P par changement de la température du bain de liquide ou de la nature des dopants qu'on y a introduit. Une fois ce « sandwich » *p-n-p* obtenu, on le fractionne en de nombreux éléments qui constitueront chacun un transistor. Le plus difficile, dans la réalisation de ce type de transistor, est de souder la

Fig. 35. — La plaquette de germanium, avec ses gouttes d'indium et ses zones alliées, est fixée dans un petit cadre. Celui-ci est soudé sur une embase munie de deux traversées par perles de verre que l'on vient raccorder à la grosse goutte (collecteur) et à la petite (émetteur). Un capot recouvre le tout et le transistor est terminé. La connexion de base est soudée sur l'embase.

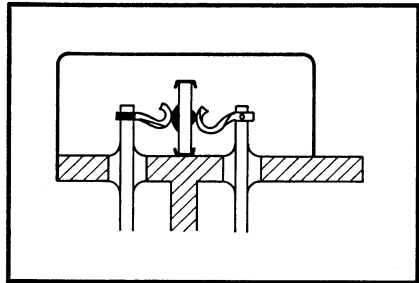
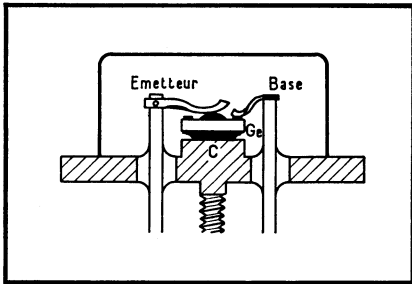


Fig. 36. — Dans le cas des transistors de puissance, la plaquette de germanium est soudée par la couche d'indium servant de collecteur sur une colonne de cuivre qui servira à évacuer la chaleur dégagée. L'embase est en cuivre de forte épaisseur pour assurer un bon contact thermique avec le radiateur.

connexion de base à l'endroit exact où on doit le faire. En effet, la zone de base est extrêmement mince. Il faut que la connexion correspondante arrive rigoureusement à l'endroit voulu. C'est ce type de réalisation que l'on emploie, par exemple, pour le transistor au silicium *n-p-n* type 2N338. Les transistors réalisés ainsi présentent quelquefois un courant de fuite I_{cbo} , un peu trop important.

Nous arrivons maintenant à une autre classe de méthodes de fabrication, méthodes utilisant trois techniques : la métallisation sous vide, la diffusion gazeuse et l'épitaixie.

— *LA MÉTALLISATION SOUS VIDE* consiste à placer sous une cloche, où l'on a fait le vide d'air, un fragment de métal que l'on porte à haute température. Le métal vaporisé se condense sur les parties froides qui sont autour de lui. Comme le déplacement des molécules de vapeur métallique n'est pas gêné par la présence de molécules d'air, ces molécules métalliques se déplacent en ligne droite à partir du métal incandescent. On peut donc, au moyen de masques convenablement découpés, réaliser des métallisations suivant des dessins très déterminés et très précis. On peut même (fig. 37) utiliser un masque percé de fentes parallèles.

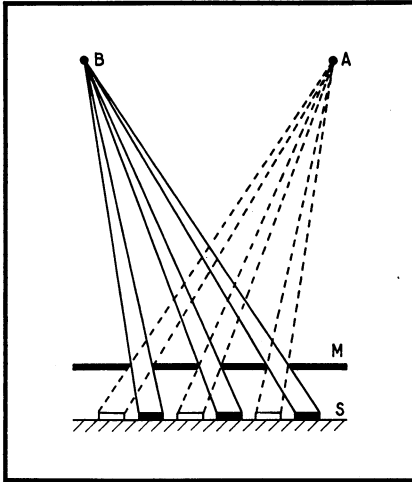


Fig. 37. — Par évaporation dans le vide, on dépose des métaux en ligne droite à partir du métal incandescent. Au moyen d'un masque M unique et de deux sources métalliques différentes, on peut déposer sur une surface S des barres alternées de deux métaux différents.

En employant deux métaux portés successivement à l'incandescence et de nature différente, on peut obtenir une métallisation par le métal B (en traits pleins) et une autre par le métal A (en traits discontinus) suivant des traits métallisés sur le support S, métallisations enchevêtrées sans se toucher.

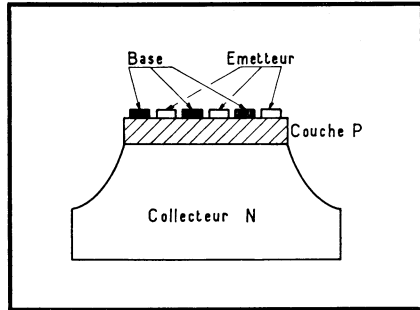
— *LA DIFFUSION GAZEUSE* est une technique qui permet de réaliser à la surface d'un semiconducteur de type N par exemple, une couche P. On procède ainsi : un morceau de semiconducteur de type N est placé dans un four et porté à une température élevée. On fait arriver, au-dessus de cette pièce chauffée, un gaz contenant des impuretés adéquates, par exemple du bore, lequel est un dopant du type P. Sous l'influence de la chaleur, les impuretés pénètrent dans la surface du semiconducteur, créant ainsi une zone P. Suivant la température et la durée de l'action du gaz, la pénétration de la couche P est plus ou moins profonde. En général cette pénétration se fait suivant un plan rigoureusement parallèle à la surface du semiconducteur.

— *L'ÉPITAXIE* est une technique permettant de déposer à la surface d'un produit cristallin un autre produit qui lui est apporté sous forme de vapeur. Prenons par exemple une plaque de silicium de type N fortement dopé; mettons-la dans une enceinte à haute température où l'on fait arriver une vapeur de silicium presque pur. Le silicium presque pur (mais contenant tout de même de faibles doses de dopant N) se condensera sur le silicium très dopé, formant à sa surface une couche dans laquelle les atomes sont orientés de telle sorte qu'ils continuent le réseau cristallin du substratum de silicium N. La couche déposée à la surface, dite couche épitaxiale (il paraît que l'on devrait dire *épitaxique*) est extrêmement peu dopée, comme l'était la vapeur envoyée dans l'enceinte.

En plus de ces trois techniques, on utilise également les possibilités de la photogravure. Il s'agit de l'utilisation de vernis photosensible, résistant à l'action des acides, soluble dans un solvant approprié, sauf aux endroits où il a été soumis à l'action de la lumière.

Prenons une plaquette de silicium; soumettons-la à l'action de l'oxygène à chaud. Il se formera, à la surface de la plaquette, de l'oxyde de silicium, ou silice, sur lequel on enduira une couche de vernis photosensible. En projetant sur cette surface l'image d'une zone sombre sur un fond clair, on rendra le vernis insoluble dans le solvant partout où la lumière a agi. En traitant par le solvant, on enlèvera le vernis aux endroits où la zone sombre s'était projetée sur lui. Si l'on fait agir de l'acide fluorhydrique, on attaquera la silice, ouvrant une fenêtre dans cette couche protectrice, à l'endroit où l'on avait projeté la zone sombre.

Fig. 38. — Dans le transistor « mesa », on fait une couche P sur un substrat N par diffusion gazeuse. On dépose sur cette couche des barres métalliques qui feront connexion ohmique (base) et d'autres qui feront jonction (émetteur).



Partons, par exemple, d'une plaquette de silicium de type N. Par diffusion gazeuse, formons à sa surface une mince couche de type P. En utilisant le dispositif de la figure 37, nous déposerons sur cette couche P des bandes métalliques parallèles enchevêtrées, de deux natures différentes. L'un de ces métaux sert uniquement à réaliser un contact ohmique avec la couche P. L'autre, de nature différente, sera utilisé, par chauffage, pour réaliser une jonction $p-n$ avec la couche diffusée. Ces bandes métalliques réalisant une jonction constitueront l'émetteur du transistor, la connexion de base étant réalisée avec la couche diffusée P par l'intermédiaire des premières bandes métalliques. Le collecteur sera le substratum de silicium N d'où nous sommes partis. Souvent, pour dégager proprement les bords de la plaquette, on les soumet à une attaque, en général localisée par photogravure, de telle sorte que tout l'ensemble se présente comme sur la figure 38. Un tel transistor est appelé *mesa*, ce mot signifiant en espagnol table; le nom vient de l'analogie de forme du transistor avec ces plateaux rocheux que l'on rencontre en Amérique du Sud et qui portent ce nom.

Une autre technique, qui semble extrêmement prometteuse, est la technique dite « planar » ⁽¹⁾. Les différentes étapes de la réalisation d'un transistor planar sont illustrées par la figure 39. Partons d'une plaquette de silicium, oxydée à chaud, et recouverte de vernis photosensible. Comme nous l'avons expliqué plus haut, nous nous arrangerons, par projection d'une image adéquate sur ce vernis, à insolubiliser ce dernier, sauf dans une zone centrale. Après traitement par le solvant, nous obtenons une plaquette analogue à celle de la figure 39 a. L'action de l'acide fluorhydrique, agissant seulement là où le vernis a été dissous, ouvre une fenêtre

1. Procédé découvert par la Société Fairchild.

dans la silice comme le montre la figure 39 b. La plaquette est alors soumise à l'action d'une vapeur contenant des impuretés de type P (par exemple du bore) suivant la technique de diffusion gazeuse. Il se forme alors dans le silicium, entrant par la fenêtre ouverte dans la silice, une zone de type P. Cette zone déborde les bords de la fenêtre et va s'étendre sous la couche de silice comme le montre la figure 39 c. Pendant cette opération le vernis photosensible a été brûlé. En réoxydant le silicium, en le réenduisant de vernis photosensible, et en projetant de nouveau une image optique laissant une zone centrale sombre plus petite que la précédente, on peut, par photogravure, ouvrir une nouvelle fenêtre dans la couche de silice. Par cette nouvelle fenêtre, on fait diffuser une nouvelle couche, contenue à l'intérieur de la précédente diffusion, et de type N. Le transistor est alors réalisé. Pour l'utiliser, on s'arrange, par une troisième opération de photogravure, après avoir uniformément réoxydé la plaquette, à ménager de petites ouvertures, situées respectivement en face de la zone de première diffusion et de la zone de deuxième diffusion (au centre de la plaquette). Ces ouvertures sont métallisées sous vide.

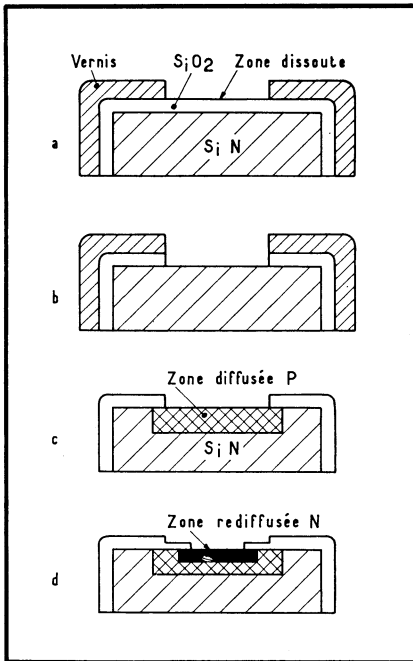


Fig. 39. — Dans la fabrication du transistor « planar », on utilise des diffusions gazeuses successives, orientées par des fenêtres pratiquées dans une couche de silice par photogravure.

Le métal qui se dépose en dehors, arrivant sur une couche de silice, peut facilement être enlevé car il n'y adhère point. Ces métallisations nous serviront à établir les connexions d'émetteur et de base, l'émetteur étant la zone centrale de deuxième diffusion et la base celle qui subsiste de la zone de première diffusion. Pour établir ces connexions, ce qui est très difficile en raison de la dimension de l'élément, on procède par la méthode dite de thermocompression.

Cette méthode consiste à appliquer sur la zone métallisée une minuscule plaquette d'or, puis à poser dessus un fil d'or et à serrer le tout contre la plaquette en même temps qu'on chauffe à environ 300 °C. Il se forme alors une sorte de soudure, malgré que les métaux n'aient pas été amenés à leur point de fusion.

On ne réalise pas un seul transistor planar, mais on en fait, par exemple, 400 à la fois. On peut en faire 20 rangées de 20 éléments sur une plaquette de silicium de 1 cm^2 : chaque élément est un carré de 0,5 mm de côté. Toujours par photogravure, on amorce un réseau de lignes d'attaque, formant un quadrillage qui permettra de séparer les éléments. La plaquette une fois faite est placée sur une plaque de caoutchouc, puis on roule sur elle une sorte de petit rouleau, ce qui brise la plaquette suivant les lignes de rupture, comme on séparerait les morceaux d'une tablette de chocolat. Ces minuscules éléments sont alors pris, soudés sur une petite embase qui sera reliée électriquement au collecteur (le collecteur du transistor n'est autre que le substratum de silicium), et l'on procède à la soudure par thermocompression des fils de base et d'émetteur. Ces fils ont souvent un diamètre de l'ordre de 15 microns pour les petits transistors planar. Le tout est ensuite recouvert d'un capot. Ces transistors sont extrêmement intéressants parce que la couche de silice qui les recouvre partout (sauf aux endroits protégés par ailleurs par une métallisation) les rend complètement insensibles à l'action de l'humidité. On les dit « passivés ». De tels transistors ont des courants de fuite I_{cb_0} , extrêmement faibles, on arrive à peine à les mesurer avec les galvanomètres les plus sensibles : ils sont souvent de l'ordre du nA.

Dans la technique mesa comme dans la technique planar, le substratum, constituant le collecteur, est relativement épais. Si l'on veut qu'il soit peu dopé, ce qui est nécessaire quelquefois pour améliorer les performances, il sera peu conducteur. On aura donc un transistor dans lequel une résistance intrinsèque de collecteur non négligeable viendra gêner son utilisation en commutation. On a résolu ce problème, non pas en diminuant l'épaisseur du collecteur, car le transistor serait trop fragile, mais en faisant les opérations que nous avons décrites sur une couche mince de semiconducteur peu dopé, déposée par épitaxie sur une couche épaisse de semiconducteur fortement dopé. Ainsi, la zone de collecteur est peu dopée, ce qui est intéressant, bien que le substratum de collecteur, fortement dopé, soit d'une résistance faible. Ce sont les transistors mesa épitaxiaux ou planar épitaxiaux.

L'automatisme dans ces fabrications a été poussé à l'extrême. Ce qui explique le prix relativement bas, malgré leur qualité intéressante, pour lequel on peut se procurer ces transistors. Il est à prévoir que ces prix baisseront encore plus.

Comme dans toute chaîne de fabrication de transistors, les produits sortant d'une machine de triage automatique ont une certaine dispersion. En général, après triage, on leur donne des noms différents suivant leurs propriétés. L'automatisme a été poussé si loin que, comme il est possible d'agir partiellement sur les caractéristiques moyennes des transistors qui sortent de la chaîne, on essaie d'adapter la répartition des performances des transistors à la demande des clients.

Nous en arrivons au problème particulièrement scabreux de l'équivalence des différentes espèces de transistors et de leur prix. Actuellement il existe environ 150 000 appellations différentes de transistors, alors que, en comptant largement, il n'y a pas plus de 150 variétés franchement différenciées. Autrement dit, l'anarchie la plus totale règne dans la terminologie. Elle est d'ailleurs soigneusement entretenue par beaucoup de revendeurs. Tel technicien, voulant réaliser un montage décrit dans une revue technique, voit cette dernière affirmer le plus sérieusement du monde que le montage ne peut strictement être fait qu'à condition d'employer le transistor 2 N 24687 P 2, et, encore, pas de n'importe quelle origine, uniquement celui de la *Interstellar Transistor Corp*. Nous sommes au regret de dire que, dans la plupart des cas, sauf si on leur demande des performances exceptionnelles

en fréquence ou en dissipation, tous les transistors courants sont presque interchangeables. Bien entendu, nous n'allons prétendre un instant que l'on peut remplacer un modèle haute fréquence de forte puissance, par le modèle basse fréquence tout venant. Mais les différences entre transistors, à performances voisines, sont beaucoup plus faibles que ne le disent les constructeurs. Nous donnons, en fin de cet ouvrage, un tableau indiquant les transistors utilisables en vue de telle ou telle application. Nous nous sommes volontairement limité dans l'énumération des transistors qui répondent à chaque caractéristique demandée. L'auteur tient d'ailleurs à préciser qu'il ne répondra à aucune demande concernant les équivalences de transistors, des remplacements de modèle par un autre dans un montage, ou de caractéristiques d'un transistor inconnu (1).

Comment pourra-t-on, dans ces conditions, trouver par quoi on peut remplacer un transistor spécifié dans un montage et que l'on n'arrive pas à se procurer? Il suffira d'examiner le fonctionnement du transistor dans le montage, de voir la fréquence de coupure minimale qu'il doit avoir et la dissipation de collecteur minimale qu'il doit posséder pour fonctionner en toute sécurité. En possession de ces renseignements, la consultation du tableau situé à la fin de cet ouvrage permet de trouver les nombreux transistors qui répondent à la question. Il va de soi, comme nous l'avons dit plus haut, que « qui peut le plus peut le moins ». Il nous est arrivé souvent d'utiliser des transistors planar épitaxiaux, ayant plus de 100 MHz de fréquence de coupure, pour amplifier de la basse fréquence. Si le modèle le permet et n'est pas trop coûteux, c'est aussi bien.

Il reste alors le problème particulièrement délicat du prix des transistors. L'auteur ose à peine donner quelques indications sur ce sujet. En effet, il existe au sein des grandes compagnies électroniques, des personnes dont la fonction consiste uniquement à connaître les différents transistors équivalents entre eux, fabriqués par les différents constructeurs, et d'en comparer les prix. Il est absolument courant de rencontrer deux transistors aux performances presque identiques, fabriqués par deux constructeurs différents et dont les prix sont entre eux dans un rapport de 1 à 3.

Il ne faut pas oublier que les constructeurs quoique peu nombreux, sont au moins une vingtaine. En conséquence, ils se font tout de même un petit peu concurrence. Or, il faut profiter de cette concurrence : nous affirmons que, lorsque le prix d'un transistor de signal commandé par 100 pièces ou plus dépasse deux francs, il y a lieu de se méfier et de regarder soigneusement si l'on ne pourrait pas en trouver d'autres de performances équivalentes et beaucoup moins coûteux. Nous savons la tempête de protestations que cette affirmation va soulever mais nous avons conscience d'aider les lecteurs en leur indiquant cet état de fait.

Pour les types de grande série, la concurrence a amené les constructeurs à réduire leur marge bénéficiaire presque à zéro pour les ventes par 10 000 pièces ou plus. Seules les ventes de quantités moyennes (quelques centaines de pièces) sont intéressantes alors pour le constructeur, le prix unitaire étant plus élevé par cent pièces que par 10 000.

Comment se fait-il alors, diront les lecteurs, que les modèles coûteux se vendent encore? Nous répondrons à cela que le plus grand argument de ceux qui exploitent indûment le public est l'ignorance dans laquelle celui-ci se trouve des fabrications nouvelles. Nous avons souvent rencontré des amis ou des collègues

1. On trouve tous ces renseignements dans le « Guide Mondial des Semiconducteurs » par H. Schreiber (*Société des Éditions Radio*).

qui avaient réalisé un montage avec des transistors qu'ils avaient payés fort cher, et qui sont restés stupéfaits quand nous leur avons indiqué qu'il y avait des modèles beaucoup plus récents, aux performances au moins égales, sinon supérieures, qui coûtaient la moitié ou le tiers de ce qu'ils avaient payé leurs anciens modèles. Nous ne parlerons pas ici du bénéfice que peuvent prendre les intermédiaires ou détaillants, le sujet étant véritablement explosif. Il convient de tenir compte de la variation du prix en fonction du nombre de transistors identiques achetés sur une même commande : pour de petites quantités les frais de facturation amènent à majorer très fortement le prix unitaire. Nous nous contenterons de signaler qu'il existe de nombreux transistors courants basse fréquence, parfaitement utilisables, dont le prix par grandes quantités est inférieur à un franc. Les transistors haute fréquence du type planar épitaxial sont de plus en plus perfectionnés, et il est à prévoir que leur prix limite par grandes quantités ne dépassera que peu un franc. Nous conseillons donc la plus grande méfiance aux lecteurs dans le choix de leurs transistors. Et nous terminerons, bien sûr, par un dernier conseil : sauf pour une fabrication de série, ne faites pas de gros stocks, l'évolution des transistors est tellement rapide que vous pourriez ainsi avoir perdu un capital important : un nouveau type de transistor, supérieur en performances à ceux que vous avez stockés, peut se trouver vendu du jour au lendemain à un prix nettement plus faible.

Encore un dernier mot : nous tenons à détruire la légende des « bons » et des « mauvais » fabricants de transistors. Chaque fabricant réalise certains types de transistors excellents et d'autres nettement moins bons. C'est l'expérience seule qui indiquera que le 2 N XXX doit être pris chez tel constructeur et le 2 N YYY chez tel autre.

CHAPITRE II

APPLICATIONS DIRECTES DES PRINCIPES D'UTILISATION

Dans ce chapitre très court, nous examinerons comment on applique (ou comment on justifie) les treize principes que nous avons indiqués plus haut. Comme toujours, nous raisonnerons systématiquement sur des transistors du type *n-p-n*.

1. — CONDITIONS DE SATURATION D'UN TRANSISTOR

Soit un transistor T monté comme l'indique la figure 40. Son collecteur est relié par une résistance R_1 à une source de tension $+E$, la base étant reliée par

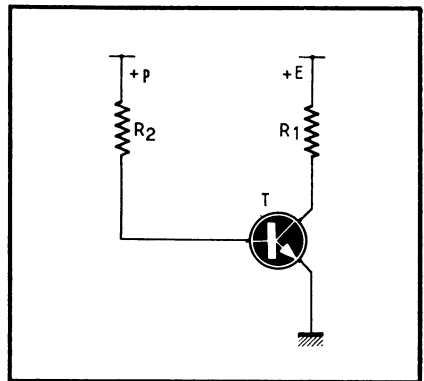


Fig. 40. — Dans ce montage, il s'agit de déterminer la valeur maximale de R_2 qui amène le transistor en état de saturation.

une résistance R_2 à une source de tension $+p$. Le problème est le suivant : quelles doivent être les conditions à remplir pour que le transistor fonctionne en régime de saturation ?

Nous appliquerons ici les principes indiqués au chapitre I.

Si le transistor fonctionne en saturation, comme dit le principe 6, la tension collecteur-émetteur est presque nulle. Le potentiel du collecteur sera donc voisin de zéro. Puisqu'il y a, dans ces conditions, une tension E aux bornes de la résistance R_1 , le courant de collecteur sera donc très proche de $\frac{E}{R_1}$.

Que faudra-t-il donc comme courant base pour obtenir ce fonctionnement en saturation? Le principe numéro 2 nous dit qu'il faudra un courant base supérieur ou égal au quotient par β du courant collecteur. Le courant base devra donc être supérieur à $\frac{E}{\beta R_1}$.

Le principe n° 4 nous dit que le potentiel de base est très voisin de celui de l'émetteur, c'est-à-dire, ici, de zéro. La différence de potentiel aux bornes de la résistance R_2 sera donc voisine de p . Le courant dans cette résistance, le courant base, sera donc voisin de :

$$\frac{p}{R_2}$$

La condition de saturation du transistor, en raison du principe n° 2 s'écrira donc :

$$\frac{p}{R_2} > \frac{E}{\beta R_1},$$

cette condition pouvant se mettre sous la forme :

$$R_2 < \frac{p}{E} \beta R_1$$

Dans de nombreux cas, la source $+p$ n'est autre que $+E$; dans ce cas, la condition ci-dessus se réduit à :

$$R_2 < \beta R_1$$

Nous aurons souvent l'occasion d'appliquer cette relation aux montages à transistors dans lesquels on désire qu'un transistor arrive à la saturation. C'est en particulier la condition que nous rencontrerons dans le multivibrateur astable.

2. — JUSTIFICATION DES RELATIONS ENTRE COURANTS DE FUITE

En l'absence de courant base, la jonction collecteur-base, normalement polarisée en sens inverse, doit être bloquée. Elle peut avoir cependant un très léger courant de fuite, surtout dans les modèles au germanium (on en utilise encore) et dans les transistors portés à haute température. Le courant de fuite I_{CB0} en montage base commune (avec l'émetteur « en l'air ») se mesure comme le montre la figure 41. Nous l'avons symbolisé par une résistance en shunt sur la jonction, mais c'est tout à fait symbolique : ce courant ne suit pas la loi d'Ohm, il varie très peu en fonction de V_{CB} . Il est d'ailleurs si faible, dans les transistors au silicium usuels à température normale qu'il est très difficile de le mesurer, et, dans la plupart des cas, on peut le négliger.

Si le transistor est essayé en émetteur commun (fig. 42), le courant de fuite a une valeur plus grande I_{CE0} .

Pourquoi ce courant est-il plus élevé? On constate tout de suite, en examinant la figure 42, que le milliampèremètre qui mesure le courant collecteur est traversé d'abord par l'ancien courant I_{cb_0} . Mais, en plus, on voit que ce courant arrive à la base du transistor, un peu comme le courant qui traversait R_2 dans le montage de la figure 40. Amener un courant I dans la base d'un transistor, c'est faire naître un courant βI dans son collecteur. Le passage du courant I_{cb_0} entraînera donc le passage d'un courant supplémentaire de collecteur qui vaudra β fois ce courant. Nous aurons donc, dans le milliampèremètre situé sur la connexion de collecteur, en plus du courant I_{cb_0} , un courant β fois plus fort qui s'ajoutera au précédent.

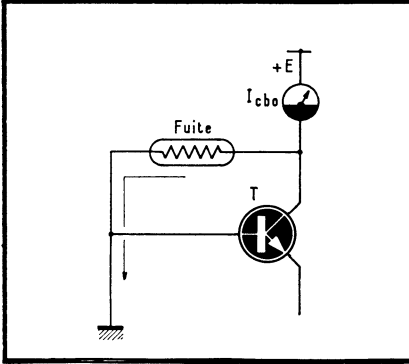
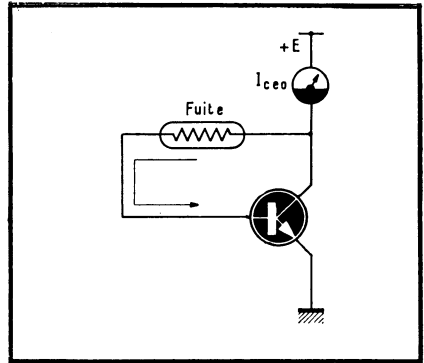


Fig. 42. — Quand le même transistor est monté avec son émetteur à la masse, mais avec sa base en l'air, le courant de fuite, de la jonction collecteur-base est, en fait, injecté dans la base : on le retrouvera dans le collecteur, multiplié par β , en plus du courant I_{cb_0} initial, nous aurons ainsi la fuite I_{ce_0} .

Fig. 41. — Quoique la fuite I_{cb_0} collecteur-base d'un transistor ne suive pas du tout la loi d'Ohm, nous avons représenté cette fuite comme le courant passant dans une résistance. La connexion d'émetteur est en l'air, la fuite ne va pas dans la jonction base-émetteur.



Le tout nous donnera le nouveau courant de fuite I_{ce_0} qui est égal, en toute rigueur à

$$(\beta + 1) I_{cb_0}$$

Étant donné que β est nettement supérieur à l'unité, nous aurons une précision suffisante en disant que ce courant I_{ce_0} est tout simplement égal à :

$$\beta I_{cb_0}$$

Comme il s'agit d'un fait très important, nous allons donner deux autres démonstrations de cette valeur, qui montreront certaines manières de raisonner.

D'abord, dans un transistor monté en base commune, les courants de collecteur et d'émetteur sont liés l'un à l'autre par la relation

$$I_c = \alpha I_e + I_{cb_0}$$

Cette relation exprime tout simplement le fait suivant : quand un courant émetteur I_e est envoyé dans la base, le courant collecteur correspondant est αI_e , comme nous l'avons expliqué, et il s'y superpose en permanence le courant de fuite I_{cb_0} .

Si le transistor se trouve monté avec la connexion de base en l'air, on doit avoir à ce moment : $I_c = I_e$, ceci tout simplement en raison du troisième principe qui dit que la somme algébrique des courants collecteur, base et émetteur doit

être nulle. En rapprochant l'égalité $I_c = I_e$ et l'égalité $I_c = \alpha I_e + I_{cb_0}$ on en tire : $I_c = \alpha I_v + I_{cb_0}$, égalité qui se transforme en : $(1 - \alpha) I_c = I_{cb_0}$ à partir de laquelle on obtient :

$$I_c = \frac{1}{1 - \alpha} I_{cb_0},$$

soit pratiquement $I_c = \beta I_{cb_0}$. Ce résultat recoupe la valeur précédente.

Donnons une troisième démonstration de ce fait. Si la base du transistor est reliée à la masse et que son collecteur soit relié au +E, un courant de fuite I_{cb_0} va passer du collecteur vers la base : c'est par la connexion de base qu'il s'écoulera vers la masse, la connexion d'émetteur étant en l'air. Si, maintenant, nous supposons la connexion de base en l'air, tout va changer. En effet, le courant I_{cb_0} qui passait du collecteur vers la base ne pourra s'en aller de cette base que par la jonction base-émetteur. Or, si l'on fait passer dans la jonction base-émetteur un courant I , il en résulte un courant αI dans le collecteur. Ce courant αI va, lui aussi, passer par la jonction base-émetteur, puisque la connexion de base est en l'air. Il entraînera donc le passage d'un courant supplémentaire de collecteur qui vaut α fois cette dernière valeur, c'est-à-dire : $\alpha^2 I$. Ce nouveau courant entraînera à son tour le passage d'un courant qui vaut α fois cette valeur dans le collecteur, c'est-à-dire, αI . On voit donc que le courant de collecteur vaudra :

$$I_c = I_{cb_0} (1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \dots)$$

L'expression entre parenthèses est une progression géométrique de raison α . Fort heureusement, cette raison étant inférieure à l'unité, la somme de cette progression a une limite quand on ajoute des termes jusqu'à l'infini. On sait que cette limite est tout simplement $\frac{1}{1 - \alpha}$ c'est-à-dire pratiquement β .

Ce mode de raisonnement peut sembler bizarre; si nous l'avons indiqué, c'est uniquement parce qu'il nous a paru important de signaler que l'augmentation de courant de fuite dans le montage émetteur commun (base en l'air) par rapport au montage base commune (émetteur en l'air) était due au fait que, avec la base en l'air, le courant de fuite collecteur-base ne peut s'écouler qu'en passant par la jonction base-émetteur.

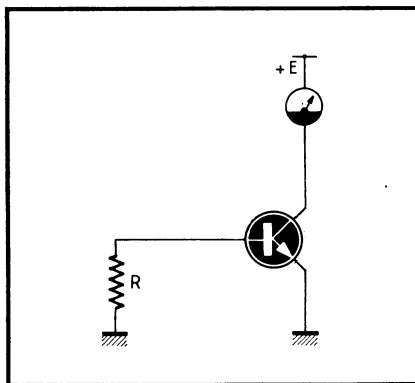


Fig. 43. — Quand la base du transistor est reliée à la masse par une résistance R, le courant de fuite collecteur peut varier de I_{cs} (R nulle) à I_{ce0} (R infinie).

Théoriquement, si nous montons le transistor comme l'indique la figure 43 et en supposant R nulle, c'est-à-dire avec l'émetteur et la base reliés ensemble à la masse, le passage du courant de fuite collecteur se fera vers la masse sans

emprunter la jonction base-émetteur et nous aurons un courant de fuite I_{cb1} . En pratique, les choses se passent d'une façon un peu différente. En effet, la résistance de la connexion de base n'est pas négligeable, pas plus que la résistance intrinsèque de la base. Une partie du courant de fuite, passant dans la jonction base-émetteur, provoque une légère augmentation de ce courant jusqu'à la valeur que nous avons appelée I_{cs} . Cette valeur est d'ailleurs peu supérieure à I_{cb0} . Si l'on monte le transistor comme sur la figure 43, c'est-à-dire avec l'émetteur à la masse et la base reliée à la masse par une résistance R , le courant de fuite de collecteur a alors une valeur comprise, suivant la valeur de R , entre I_{ce0} (pour R infinie) et I_{cs} (pour R faible ou nulle).

Quand le transistor est monté en émetteur commun, nous avons dit que, pour un courant de base nul (connexion de base en l'air), son courant de fuite collecteur vaut I_{ce0} . Mais il est possible de diminuer le courant collecteur en dessous de cette valeur I_{ce0} . En effet, nous avons expliqué que, si le courant de fuite collecteur I_{cb0} (mesuré avec émetteur en l'air) se trouvait multiplié par β quand le transistor fonctionnait avec base en l'air, c'était par suite du passage du courant de fuite par la jonction base-émetteur. Dans le montage de la figure 43, par exemple, nous avons ménagé un passage plus ou moins bon à ce courant de fuite collecteur-base à travers la résistance R . On peut faire mieux : en supposant toujours qu'il s'agit d'un transistor *n-p-n*, on peut faire passer dans la connexion de base un courant en sens inverse du courant de base normal : il s'agira d'un courant qui sort par la base. Dans ces conditions, le courant de fuite collecteur (fuite entre collecteur et base) sera en partie consommé par ce courant inverse de base; il n'y en aura donc qu'une partie qui sera obligée d'emprunter la jonction base-émetteur pour retourner au pôle négatif de la source. C'est donc seulement sur cette partie que jouera l'effet multiplicateur dont nous avons parlé.

Quelques ordres de grandeur seraient utiles pour préciser un peu la question. Supposons que nous ayons affaire à un transistor dont le courant de fuite I_{cb0} , soit de $1 \mu\text{A}$. Ayant monté ce transistor avec l'émetteur à la masse et la base en l'air, nous avons trouvé un courant I_{ce0} de $15 \mu\text{A}$. On en déduit donc que le coefficient β est voisin de 15, plus exactement qu'il est égal à 14 comme nous l'avons montré plus haut. Ce chiffre peut sembler très faible, mais il ne faut pas oublier qu'il s'agit du β relatif à un courant de collecteur très faible : ce même transistor peut parfaitement avoir un β de 50 ou 60 pour un courant collecteur de 1 à 2 mA.

Si, maintenant, nous envoyons à la base un courant inverse (sortant par la base) de $0,7 \mu\text{A}$, tout se passe comme si le courant de fuite collecteur-base I_{cb0} comportait une partie de $0,7 \mu\text{A}$ qui s'écoule par la base et une autre partie de $0,3 \mu\text{A}$ qui s'écoule par la jonction base-émetteur. C'est sur cette dernière partie que portera l'effet multiplicateur dans le rapport β , soit au maximum 15 (comme il s'agit d'un courant encore plus faible que tout à l'heure, le coefficient β est vraisemblablement inférieur encore à 15). Donc, au courant de fuite de $0,7 \mu\text{A}$ s'en allant du collecteur vers la base, s'ajoutera un courant I'_{ce0} qui aura pour valeur au maximum : $0,3 \times 15 = 4,5 \mu\text{A}$. Le courant total de fuite collecteur sera donc au maximum de : $4,5 + 0,7 = 5,2 \mu\text{A}$.

Si nous avons injecté dans la base un courant inverse de $0,9 \mu\text{A}$, l'effet de multiplication n'aurait plus porté que sur le courant de $0,1 \mu\text{A}$: on peut dire, en gros, que le courant de fuite collecteur serait au maximum de $2,5 \mu\text{A}$.

On voit donc que, au moyen d'un courant inverse de base approprié, on peut réduire le courant de fuite collecteur en montage émetteur commun bien en-dessous de I_{ce0} .

Jusqu'où peut-on le réduire? Tout simplement jusqu'à la valeur I_{cb_0} , quand on a injecté exactement I_{cb_0} comme contre-courant de base.

Il ne faut pas oublier que, quand on injecte un contre-courant à la base, si l'on veut dépasser la valeur I_{cb_0} , l'excès de courant ne pourra pas s'en aller (à part la fuite inverse de la jonction base-émetteur). On pourrait donc, si l'on commande le transistor en courant, avoir des ennuis : la base risque de devenir fortement négative. Pour supprimer cet effet parasite, la meilleure solution consiste à relier la base du transistor à la cathode d'une diode dont l'anode est reliée à l'émetteur ou à la masse. Ainsi, la base ne pourra pas devenir fortement négative, même si l'on essaye d'envoyer un contre-courant de base supérieur à I_{cb_0} : l'excès de ce contre-courant s'écoulera de la masse vers la cathode de la diode à travers cette diode. En fonctionnement normal du transistor, la base étant positive par rapport à l'émetteur, la diode annexe se trouve bloquée et ne perturbe pas le fonctionnement.

On peut également en déduire que, pour bloquer efficacement un transistor monté en émetteur commun, c'est-à-dire pour réduire son courant de collecteur à la valeur I_{cb_0} , le mieux est de commander la base en *tension* (tout au moins quand on désire la bloquer). Dans ce cas, si l'on porte la base à une tension très légèrement négative par rapport à l'émetteur, la source qui fournit cette tension négative à la base enverra exactement le contre-courant de base demandé, c'est-à-dire I_{cb_0} . De nombreux réalisateurs n'ont pas tenu compte de ce fait et c'est ce qui explique les insuccès rencontrés dans des montages de commutation à transistors. Nous verrons plus loin au chapitre IX, paragraphe 2, un exemple d'une suite d'erreurs commises par l'auteur au sujet d'un montage blocking, — erreurs que l'auteur n'aurait pas eu à commettre avec des transistors au silicium (pratiquement sans fuite) et aurait pu éviter en utilisant les relations entre courants de fuite que nous venons d'indiquer.

3. — UN TRANSISTORMÈTRE ULTRA-SIMPLIFIÉ

Les appareils destinés à mesurer les caractéristiques des transistors sont très nombreux. Il en est de très perfectionnés, dont la réalisation rebuterait les lecteurs. Celui que nous allons décrire, utilisant en grand les principes que nous avons indiqués, est tellement rustique et simplifié que ceux qui en entreprendront la construction auront l'impression de perdre leur temps tellement l'« engin » semble simple, et, par conséquent, de faibles possibilités. Nous conseillons cependant vivement de réaliser cet instrument, ce qui demande moins d'une heure. On sera surpris des possibilités qu'il offre pour l'estimation des performances des transistors usuels.

Le schéma en est indiqué par la figure 44. Sur ce schéma les points numérotés de 1 à 8 sont des douilles femelles pour fiches bananes standard. L'appareil comporte comme on le voit, une pile standard de 4,5 V. Un inverseur double K_1 permet d'en changer le sens de branchement suivant qu'il s'agit d'essayer un transistor *n-p-n* ou un modèle *p-n-p*. L'appareil ne comporte pas de galvanomètre pour la mesure du courant collecteur : il y a simplement, dans le circuit de collecteur, deux douilles (1 et 2) prévues pour le raccordement par cordons au galvanomètre G, celui-ci étant tout simplement un contrôleur universel, utilisé en microampère-mètre ou milliampère-mètre sur l'échelle adéquate. Le transistor à essayer se branche par ses trois électrodes aux points repérés E (émetteur) B (base) et C (collecteur),

sur le schéma de la figure 44. Pour la première mesure, on commence par mettre un cavalier de court-circuit, par exemple P_1 (c'est tout simplement un fusible de transformateur) entre les douilles 5 et 6, en ne mettant rien entre les douilles 3 et 4, ni entre les douilles 8 et 7. La tension de la pile est alors appliquée, à travers le galvanomètre G , la résistance R_1 et la résistance R_2 , à la jonction collecteur-base. On mesure donc, dans le galvanomètre G , le courant de fuite I_{cb_0} . Les résistances R_1 et R_2 ne jouent à ce moment aucun rôle, car, en raison de la faible valeur du courant de fuite, elles n'introduisent que des chutes de tension négligeables.

Si maintenant on place le second cavalier de court-circuit, P_2 par exemple, entre les douilles 3 et 4, la base et l'émetteur se trouvent reliés tous les deux au pôle négatif de la source (dans le cas d'un transistor $n-p-n$), et l'on mesure le courant I_{cs} , courant de fuite pour l'émetteur et la base reliés entre eux. La présence de la résistance R_2 de 220Ω ne perturbe pas cette mesure comme le montrent les essais pratiques (il ne s'agit que de transistors de petites puissances).

Comme troisième mesure, on retire le cavalier de court-circuit P_1 qui était situé entre les douilles 5 et 6. A ce moment, la connexion de base du transistor étant en l'air, on mesure dans le galvanomètre G le courant de fuite I_{cc_0} . Sa comparaison avec I_{cb_0} (première mesure) nous donne déjà une indication sur le β du transistor pour les courants de base très faibles.

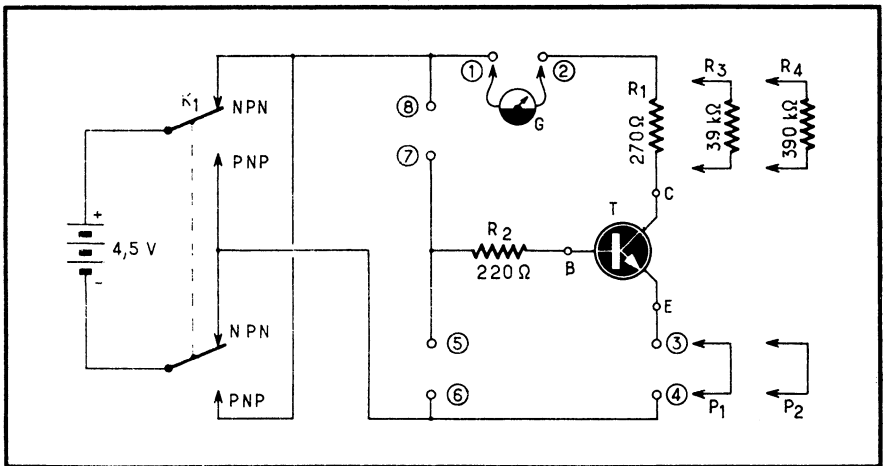


Fig. 44. — Transistormètre ultra-simplifié, utilisant un galvanomètre extérieur G (contrôleur universel) pour mesurer les courants collecteur. L'instrument permet cependant la mesure des trois courants de fuite du transistor, de son gain β à 10 et $100 \mu A$ de courant base.

En laissant le cavalier de court-circuit entre les douilles 3 et 4, on insère à ce moment entre les douilles 8 et 7 un cavalier, celui-ci n'étant plus un court-circuit, mais contenant entre ses broches une résistance R_4 de $390 \text{ k}\Omega$. En opérant ainsi, on est sûr d'envoyer à la base du transistor un courant extrêmement voisin de $10 \mu A$. En effet, comme dit le principe 4, la tension base-émetteur dans un transistor non bloqué est faible. Il y a donc environ $4,5 \text{ V}$ aux bornes de la résistance R_4 ; plus exactement on trouve environ $3,9 \text{ V}$, ce qui, dans $390 \text{ k}\Omega$, nous donne un courant de base de $10 \mu A$. Au moment où l'on place cette résistance R_4 entre les douilles 7 et 8, et puisqu'on envoie un courant base de $10 \mu A$ dans le transistor, le courant collecteur augmente, ce qui se voit dans le galvanomètre G .

Cette augmentation, comptée en milliampères et multipliée par cent, nous donne le β du transistor pour 10 μA de courant base.

Si, par exemple, le I_{ce0} était de 200 μA , et qu'au moment où l'on a placé R_4 entre les douilles 7 et 8 le courant collecteur passe à 800 μA , soit une augmentation de 600 μA ou 0,6 mA, ceci veut dire que, pour ce courant de collecteur, le β moyen du transistor est de 60.

En plaçant entre les douilles 7 et 8 le cavalier contenant la résistance R_3 de 39 k Ω , on envoie à ce moment à la base un courant voisin de 100 μA , et l'on peut ainsi connaître la valeur du β du transistor pour 100 μA de base. Lors de cette dernière mesure, il n'y a, en général, pas lieu de tenir compte de I_{ce0} . Dans le cas du transistor précédent, par exemple, nous avons trouvé $I_{ce0} = 0,2$ mA. Nous pourrions très bien trouver, avec 100 μA de courant base, un courant collecteur égal à 8 mA. Nous dirons donc que le β moyen de ce transistor pour 100 μA de base est de 80. En réalité il n'est que de 78, en raison du I_{ce0} , mais il ne faut pas chercher des précisions trop grandes. Il ne faudrait tout de même pas se faire des illusions sur la précision de la mesure. Bien entendu, tout ceci dépend de la tension de la pile, dont on suppose qu'elle est de 4,5 V. Il est bon, de temps à autre, de vérifier cette tension. Comme on consomme peu sur la pile, il est à prévoir que celle-ci durera longtemps.

La résistance R_1 de 270 Ω limite le courant collecteur du transistor à environ 16 mA. Toute lecture sur G qui dépasse en conséquence 13 ou 14 mA doit être considérée comme suspecte car il ne faut pas négliger la résistance interne de G. Le rôle de cette résistance R_1 n'est pas de limiter le courant collecteur, mais de limiter la dissipation maximale du transistor. Nous verrons plus loin qu'avec une telle résistance et avec la tension de pile utilisée, le transistor ne pourra dissiper au collecteur, dans les cas les plus défavorables, qu'une puissance de 19 mW. Il n'y a pratiquement pas de transistors qu'une puissance aussi faible risque de détériorer.

La résistance R_2 de 220 Ω dans la base est destinée à éviter la détérioration du transistor au cas où, par une fausse manœuvre, on aurait placé un cavalier de court-circuit entre les douilles 7 et 8. Dans ce cas, la résistance R_2 limite le courant de base à environ 20 mA; le transistor fonctionne en saturation avec un courant collecteur voisin de 16 mA et une dissipation collecteur très faible. Pour ceux qui désireraient une version plus élaborée de ce transistormètre, nous indiquons dans la figure 45 une version comportant, outre le commutateur K_1 déjà cité, un commutateur K_2 à deux circuits et six positions. La position 1 correspond à l'arrêt, la 2 mesure de I_{cb0} , la 3 mesure de I_{cs} , la 4 mesure de I_{ce0} , la 5 mesure de β à 10 μA de base, et la 6 mesure de β à 100 μA de base.

On remarquera que, sur ce nouveau montage, la résistance R_2 de base a été supprimée. En effet, le commutateur K_2 permet d'éviter les erreurs de connexion pour l'alimentation de la base. Le poussoir p permet de shunter la résistance collecteur de 270 Ω par une résistance de 33 Ω . Ceci ne se fait que lorsque l'on dispose d'un transistor dont on sait que sa dissipation maximale de collecteur est supérieure à 200 mW. En shuntant la résistance de 270 Ω , on permet des mesures allant jusqu'à 150 mA de courant collecteur.

Un tel transistormètre, quoique extrêmement simplifié, rend déjà de grands services dans l'estimation de la qualité d'un transistor courant. Ce modèle n'est évidemment pas prévu pour les transistors de puissance, ceux-ci devant être essayés avec des courants plus importants.

Pour terminer, nous donnerons quelques indications sur le moyen d'étudier un transistor inconnu. Autrement dit, en supposant que vous disposez d'un transistor dont vous ne savez absolument rien, il s'agit de déterminer quelles sont les connexions qui arrivent au collecteur, à l'émetteur et à la base, ainsi que les caractéristiques essentielles du transistor. On commence par réaliser le petit montage

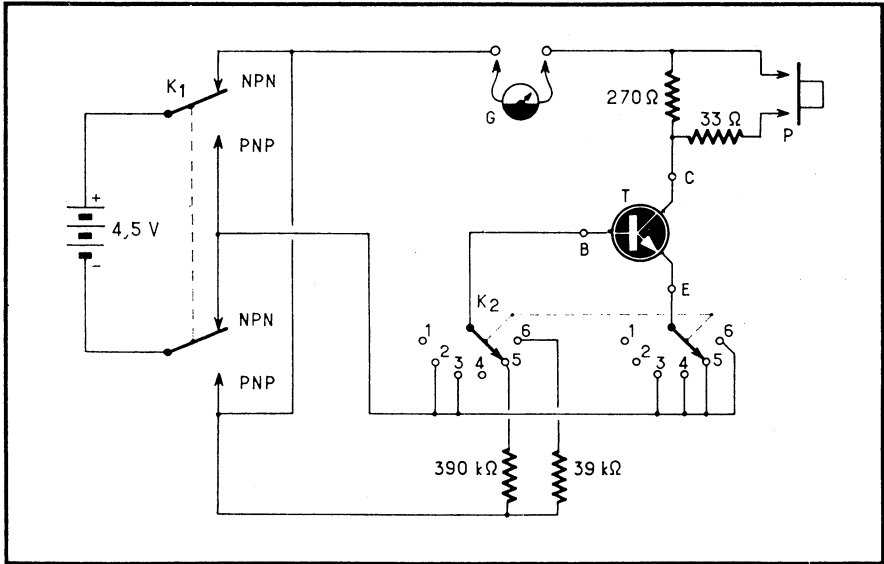
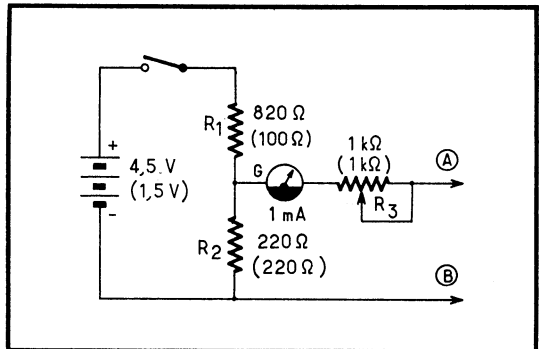


Fig. 45. — Version « de luxe » du transistormètre précédent, évitant l'emploi des cavaliers de court-circuit et des cavaliers porte-résistance.

Fig. 46. — Petit ohmmètre simplifié fonctionnant sans jamais faire apparaître entre A et B une tension de plus de 1 V. Les chiffres entre parenthèses correspondent au cas de la pile de 1,5 V.



de la figure 46, qui n'est autre qu'un ohmmètre simplifié, travaillant avec une force électromotrice de 1 V seulement. On pourrait, à la rigueur, le remplacer par un contrôleur universel utilisé comme ohmmètre, mais ces derniers utilisent souvent des sources de force électromotrice de 1,5, 4,5 ou 6 V. Ces deux dernières tensions peuvent être dangereuses pour certaines jonctions ne supportant que de faibles tensions inverses. Pour le montage de la figure 46, on court-circuite les points A

et B et l'on ajuste la résistance R_3 pour que le galvanomètre G dévie à peu près jusqu'au bout. Ce petit ohmmètre simplifié nous permettra de tester une diode (ou une jonction servant de diode et située dans un transistor). En effet, si une diode est branchée entre les points A et B dans le sens passant (anode en A), il passe un courant en général assez inférieur à 1 mA mais toujours décelable. En revanche, si la diode est branchée en sens inverse (cathode en A), il ne passe qu'un courant très faible, rigoureusement non mesurable même, si la diode est au silicium. Cet appareil nous permettra de repérer le branchement des connexions du transistor inconnu.

Il y a cependant des cas où ce repérage est facilité :

1° Le boîtier du transistor comporte un point de peinture blanche, verte ou rouge : en général ce point repère la connexion de collecteur ;

2° Les trois fils du transistor se présentent comme sur la figure 47, les trois connexions étant en ligne droite ; dans ce cas, la connexion de base est au milieu, la connexion d'émetteur est la plus proche de celle de la base et celle de collecteur la plus éloignée ;

3° Le transistor est contenu dans un boîtier standard comme ceux qui sont représentés sur la figure 48 : en a un boîtier TO-18 et en b un boîtier TO-5. Dans ce cas, le repérage des connexions est invariable ; il est indiqué sur la figure 48. Il est à noter que le boîtier TO-18 peut contenir une diode tunnel.

Fig. 47. — Quand un transistor se présente avec trois fils en ligne droite inégalement espacés, celui de droite est le collecteur, celui du milieu la base et celui qui est le plus proche de la base est l'émetteur.

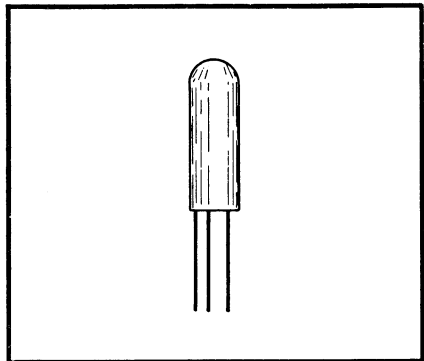
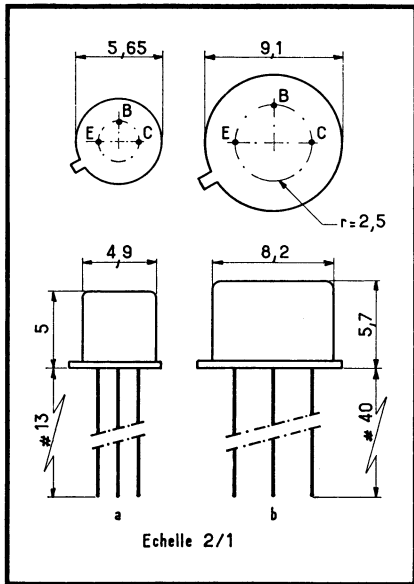


Fig. 48 (ci-contre). — Une forte proportion des transistors professionnels se présente dans les boîtiers standardisés TO-18 (a) et TO-5 (b) dont les cotes sont indiquées ci-dessus. Il y a alors une disposition standardisée des fils de raccordement.

Supposons que nous ne connaissions rien du brochage du transistor. Nous désignerons donc ses trois fils par 1, 2 et 3. Nous chercherons, au moyen de l'ohmmètre de la figure 46, deux connexions entre lesquelles on trouve l'équivalent d'une diode (passage pour un sens de branchement, non passage pour le sens

opposé). L'une de ces connexions est la base, l'autre est ou l'émetteur ou le collecteur. Supposons, par exemple, que nous ayons trouvé l'équivalent d'une diode entre les connexions 2 et 3. Nous essaierons, chaque fois dans les deux sens de branchement, quelle est l'électrode qui, avec l'électrode 1, donne également un effet de diode. Supposons que ce soit l'électrode 3 : il y a donc l'équivalent d'une diode entre 2 et 3, ainsi qu'entre 1 et 3. La connexion commune aux deux diodes est donc la base : c'est 3.

Cet essai nous a permis en même temps de savoir si le transistor est un $n-p-n$ ou un $p-n-p$: dans ce dernier cas, les diodes en question conduisent dans le sens 2 vers 3, et 1 vers 3. Une fois identifiées les connexions, on utilise le transistormètre simplifié représenté sur la figure 44 ou la figure 45. Il reste une ambiguïté : quelle électrode est l'émetteur et quelle électrode est le collecteur ? On fait une hypothèse à priori, et l'on mesure le β . On recommence en permutant les électrodes supposées émetteur et collecteur : si l'on trouve une valeur de β franchement plus élevée, c'est la seconde hypothèse qui est la bonne. Un transistor utilisé en permutant son collecteur et son émetteur fonctionne, mais, en général, son gain en courant β est nettement plus petit.

Il resterait encore beaucoup de choses à savoir sur ce transistor, dont nous connaissons déjà plusieurs caractéristiques ainsi que le branchement, mais nous verrons comment on effectue ces mesures dans la suite de l'ouvrage. Indiquons toutefois dès maintenant que, si c'est la connexion de base qui est reliée au boîtier, il y a de fortes chances que le transistor soit du type alliage-diffusion, c'est-à-dire vraisemblablement basse fréquence. Si c'est la connexion de collecteur qui est reliée au boîtier, il peut s'agir d'un modèle mesa ou planar, mais ceci n'est pas évident.

Si l'on a trouvé un court-circuit franc (pour autant que l'ohmmètre puisse en juger) entre les 3 électrodes, il peut s'agir d'un transistor court-circuité (hors d'usage) ou d'une diode tunnel. En effet, dans ces dernières, deux connexions sont reliées entre elles et à l'une des électrodes de la diode, la troisième connexion allant à l'autre électrode. Comme, pour des tensions faibles, la diode tunnel est très conductrice aussi bien dans le sens direct que dans le sens inverse, l'ohmmètre nous indique un court-circuit. Le relevé des caractéristiques de la diode tunnel est beaucoup plus complexe.

4. — MÉTHODES DE POLARISATION D'UN TRANSISTOR

Pour faire fonctionner un amplificateur à transistors, il est nécessaire de fixer le point moyen de fonctionnement de chaque transistor. C'est ce que l'on appelle *polariser* ce dernier. Si nous considérons un amplificateur de tension et (ou) de courant alternatif, nous choisirons un régime moyen de fonctionnement, autour duquel varieront les tensions et les courants des électrodes du transistor.

Supposons que celui-ci soit monté avec une résistance de charge collecteur R , une tension d'alimentation E , son émetteur étant à la masse. Si nous voulons trouver la valeur de la tension V de collecteur, il faudra trouver un couple de valeur V_c et I_c qui satisfasse à la fois la caractéristique du collecteur du transistor et la caractéristique courant/tension du producteur d'électricité (source de force électromotrice E et de résistance interne R). La caractéristique tension/courant du producteur est bien connue : c'est la *droite de charge* tracée sur la figure 50, depuis le point d'abscisse E et d'ordonnée O , jusqu'au point d'ordonnée E/R

et d'abscisse O. La caractéristique du consommateur est tout simplement celle qui relie V_{ce} à I_c pour un courant de base donné. Si, par exemple, nous avons choisi, sur le réseau de la figure 50, de polariser notre transistor à $20 \mu A$ de base, nous voyons que le point de fonctionnement se situe en A, à peu près au milieu de la partie utilisable de la droite de charge.

La première idée qui vient à l'esprit est donc d'imposer une valeur moyenne de courant base égale à $20 \mu A$. C'est extrêmement facile : il suffira, en se rappelant le principe n° 4, de relier cette base à la tension $+E$ à travers une résistance R_1 (figure 51) telle que :

$$\frac{E}{R_1} = 20 \mu A$$

Un condensateur C transmettra à l'entrée du transistor les seules composantes alternatives de la source qui doit en exciter la base.

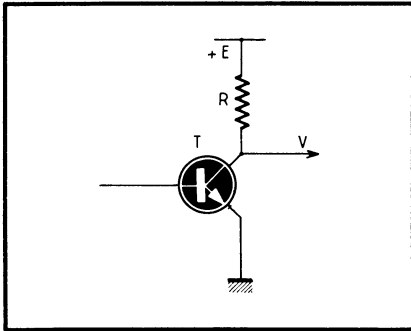


Fig. 49. — Un transistor étant alimenté sur son collecteur depuis une tension E à travers une résistance R, nous cherchons le point moyen de fonctionnement et la manière d'y amener le montage.

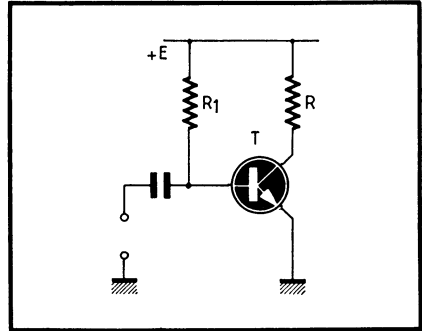


Fig. 51. — Méthode de polarisation d'un transistor qui consiste à lui imposer son courant de base. Cette méthode, déjà mauvaise pour un transistor non remplaçable (peu stable en température) devient désastreuse si l'on envisage la possibilité de remplacer le transistor par un autre du même type mais présentant par rapport au premier les différences de caractéristiques inhérentes aux dispersions.

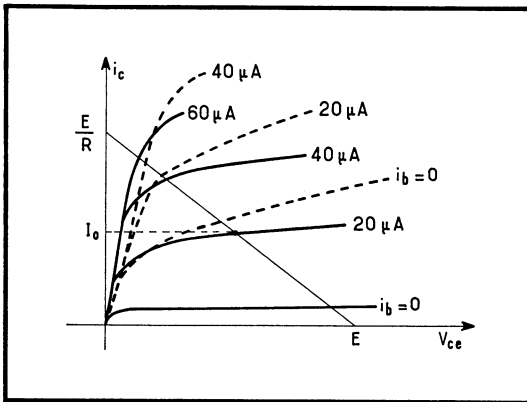


Fig. 50. — Dans le montage de la figure 49, il faut trouver un couple de valeur V/i qui satisfasse à la fois le producteur (pile de F.E.M. E et de résistance interne R) et le consommateur (transistor). Nous tracerons sur un même graphique les courbes $i = f(V)$ du producteur (droite de charge) et du consommateur (réseau à I_b constant). Malheureusement, si le régime est, pour une température ambiante de $20^\circ C$, celui qui nous donne un courant I_0 , à $45^\circ C$

le réseau du transistor est devenu celui qui est tracé en pointillé; si l'on a imposé un courant base de $20 \mu A$, le montage ne fonctionne plus du tout dans une ambiance trop élevée.

Cette solution est un pis-aller que l'on ne doit utiliser que pour certains montages d'amateur, en sachant qu'elle risque de conduire à de graves mécomptes. En effet, si l'on impose le courant base, on peut avoir de fortes variations du courant de collecteur, soit en fonction de la température, soit, surtout, en fonction de la dispersion normale du β d'un transistor à l'autre. Or, il est inadmissible de réaliser un montage qui fonctionne avec un transistor *donné* mais qui, équipé d'un autre transistor du même type, ne fonctionne plus. En effet, supposons que nous placions à la place du transistor T de la figure 51 un autre du même type, dont le β soit triple de celui de T (cela peut très bien arriver dans une série de transistors du même type), que se passera-t-il? Notre transistor, ayant toujours le même courant de base, devrait donc avoir un courant collecteur triple de celui qu'avait le premier. C'est impossible, le courant que peut débiter la source E à travers la résistance R étant limité à E/R , qui est moins du double du courant initial. Le transistor fonctionnera donc en régime de saturation : si on en a équipé un amplificateur basse fréquence, il en résultera une distorsion effroyable.

Et même, pour un transistor déterminé, l'augmentation du courant de fuite en fonction de la température peut faire que, si on impose son courant de base, le courant collecteur n'ait pas la valeur voulue. Par exemple, supposons que le transistor dont le réseau I_c/V_{ce} a été tracé en traits pleins sur la figure 50 pour une température de 20 °C voit son réseau de caractéristiques devenir celui qui est tracé en traits discontinus sur la même figure pour une température de 45 °C; en maintenant son courant de base à 20 μA , il suffit d'élever la température ambiante de 20 à 45 °C pour que le transistor se trouve saturé. La solution de la polarisation par courant base imposé n'est pas à rejeter catégoriquement, c'est même celle qui est utilisée pour l'amplificateur du magnétophone à transistors sur lequel le présent ouvrage a été dicté. Néanmoins, il faut retenir qu'un tel montage a une très mauvaise stabilisation en température, et qu'il ne supporte pas le remplacement du transistor T de la figure 51 par un autre, sauf si le suivant a le même β et le même courant de fuite que le premier. Dans le cas où l'on utilise cette solution, il est recommandé de rendre ajustable la résistance R_1 . En réalité, la solution idéale serait d'amener le courant de collecteur à la valeur voulue pour que le point moyen de fonctionnement se trouve exactement à l'endroit choisi sur la droite de charge.

Nous n'imposerons pas au transistor son courant de collecteur, mais, en vertu du principe n° 1, nous imposerons son courant d'émetteur, ce qui revient pratiquement au même. Un moyen pour y arriver est d'utiliser le schéma de la figure 52. On voit apparaître sur cette figure, pour la première fois, la résistance interne r de la source qui attaque la base. En effet, il faut toujours considérer que la base d'un transistor est attaquée à la fois en *courant* et en *tension*. Autrement dit, la source qui l'attaque a une force électromotrice e et une résistance interne r . Si r est très grande et e aussi, il s'agit pratiquement d'une attaque en courant. Par contre, si r est faible, il s'agira d'une attaque en tension.

Dans le schéma de la figure 52, nous voyons que l'émetteur est alimenté depuis une source de tension négative par rapport à la masse, $-E'$, à travers une résistance R_1 . Si nous arrivons à maintenir le potentiel de l'émetteur au voisinage de la valeur 0 (potentiel de la masse), nous maintiendrons donc le courant d'émetteur au voisinage de la valeur E'/R_1 . Si nous avons correctement choisi les valeurs de $-E'$, et de R_1 , nous avons donc maintenu sensiblement le courant de collecteur à la valeur voulue.

Il faut, pour cela, que le potentiel de l'émetteur soit voisin de 0. Comment y

arriverons-nous? Tout simplement, en vertu du principe n° 4 (la différence de potentiel base-émetteur est toujours faible dans un transistor non bloqué), en maintenant le potentiel de base à peu près à 0.

Ceci ne sera réalisé que si la chute de tension provoquée dans la résistance r par le courant base est suffisamment faible par rapport à E' .

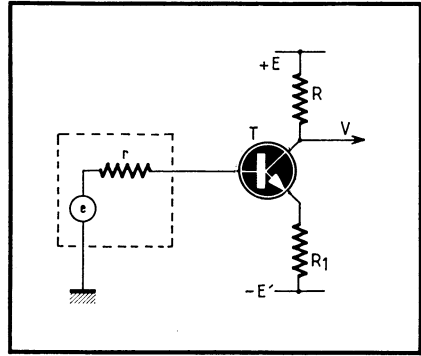
Si nous voulons imposer au transistor un courant moyen de collecteur I_0 , il faudra que la chute de tension dans la résistance r , soit

$$r = \frac{I_0}{\beta}$$

reste faible par rapport à E' . Ceci nous impose une valeur suffisamment faible de la résistance r . Prenons un exemple numérique :

Soit un transistor dont le β est de 30, alimenté depuis $+E = +12\text{ V}$ à travers une résistance R de $6\text{ k}\Omega$; nous voulons maintenir le courant moyen de collecteur à une valeur voisine de 1 mA , ceci fixant la tension de collecteur à environ $+6\text{ V}$.

Fig. 52. — Pour polariser correctement un transistor, il faut imposer son courant d'émetteur, ce qui se fait en supposant que la tension d'émetteur est voisine de celle de la base (cette dernière étant à peu près au potentiel de la masse) et en alimentant l'émetteur à travers une résistance connue depuis une tension $-E'$ connue. Le courant de base passe à travers la résistance interne r de la source d'attaque, il faut tenir compte de cette dernière.



Dans ces conditions, le courant de base sera d'environ $1/30$ de milliampère, soit à peu près $30\ \mu\text{A}$. Supposons que nous disposions d'une tension négative $-E' = -6\text{ V}$, nous prendrons une résistance R_1 de $6\text{ k}\Omega$ également, dans la mesure où nous supposons que le potentiel émetteur est voisin de 0. Pour arriver à ce résultat ($V_e = 0$), nous essayerons de maintenir nul le potentiel de la base. Or la base consomme $30\ \mu\text{A}$. Ces $30\ \mu\text{A}$ passent à travers la résistance r (résistance interne en continu du circuit d'attaque de base). Il faudra donc que la chute de tension provoquée dans la résistance r par ces $30\ \mu\text{A}$ soit faible par rapport à 6 V : nous admettrons que la solution est déjà à peu près satisfaisante quand cette chute de tension est inférieure à $0,6\text{ V}$. Nous voyons donc que la résistance r devra être inférieure à :

$$\frac{0,6}{30 \cdot 10^{-6}} = 20000\ \Omega.$$

Toutefois, si l'on réalise le montage de la figure 52, on s'apercevra que cet étage amplificateur, d'une parfaite stabilité en température, a un défaut rédhibitoire : il n'amplifie point. En effet, quand on veut faire varier le courant de collecteur, le courant d'émetteur varie pratiquement autant. Comme les résistances R et R_1 sont égales, cela veut dire que les variations de potentiel d'émetteur et de collecteur sont égales (au coefficient α près) et de signes contraires. Les variations de potentiel de l'émetteur étant au plus égales aux variations de potentiel

de la base qui leur ont donné naissance, on voit donc que l'on ne récoltera sur le collecteur qu'une tension alternative inférieure à celle que l'on avait appliquée sur la base.

Il faut toutefois noter que cette absence d'amplification en *tension* peut cacher une amplification notable en *puissance*. D'où vient cette perte d'amplification? Tout simplement de la contre-réaction résultant de la variation du potentiel de l'émetteur. Si nous voulons nous débarrasser de cette contre-réaction, il faudra maintenir constant le potentiel de l'émetteur, du point de vue de sa composante alternative seulement. Ceci sera obtenu au moyen d'un condensateur de découplage reliant l'émetteur à la masse. Cette solution n'est évidemment valable que pour l'amplification des tensions *alternatives*. Il va de soi que le système de découplage de l'émetteur, s'il doit maintenir constant le potentiel de ce dernier du point de vue alternatif, ne doit en *aucune façon* maintenir fixe le potentiel *continu* de l'émetteur. En effet, cette contre-réaction, qui limitait à moins de l'unité le gain de l'amplificateur en alternatif, doit être conservée en *totalité* en ce qui concerne la *composante continue* du courant d'émetteur. C'est en effet cette contre-réaction qui stabilise la valeur moyenne (composante continue) du courant d'émetteur, donc du courant de collecteur.

Si, par exemple par suite d'une élévation de température, le courant collecteur et émetteur du transistor a tendance à augmenter, le potentiel d'émetteur tendra à augmenter aussi, en raison de l'accroissement de la chute de tension dans la résistance R_1 . L'émetteur tendant à devenir moins négatif par rapport à la base, ceci tendra immédiatement à réduire le courant collecteur, donc à lutter contre l'effet perturbateur initial dû à la température.

Nous devons préciser dès à présent la valeur à donner au condensateur de découplage d'émetteur. On rencontre souvent, dans des ouvrages, l'indication erronée suivante :

Il faut choisir C pour que son impédance maximale (à la fréquence la plus basse à utiliser) soit faible par rapport à R_1 .

En réalité, et nous le démontrerons plus loin, l'impédance maximale de C doit être faible, non pas par rapport à R_1 , mais par rapport à :

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{\beta}$$

Dans le cas du transistor étudié sur les figures 12 et 13, cette valeur de h_{11b} est de l'ordre de 40Ω .

Le schéma de la figure 52 présente l'inconvénient de nécessiter une source auxiliaire de tension négative $-E'$. On peut, si l'on admet de se limiter en excursion maximale de tension de sortie, procéder autrement, comme l'indique la figure 53. On voit que, dans ce montage, on a essayé de porter la base, donc l'émetteur (principe n° 4), au potentiel $+p$. Dans ces conditions, le courant d'émetteur est égal à p/R_1 .

Nous avons représenté, sur le schéma de la figure 53, le condensateur C de découplage de l'émetteur. Nous supposons donc qu'il s'agit d'un étage amplificateur de tensions alternatives. On voit que, le potentiel de l'émetteur se maintenant constant et égal à $+p$, on ne dispose en réalité, comme tension d'alimentation utilisable du transistor (entre $+E$ et l'émetteur), que de $E - p$.

C'est pourquoi cette disposition ne peut être utilisée que si l'on consent à perdre une partie de la tension maximale de sortie : l'excursion maximale de tension du collecteur est, bien entendu, égale à $E - p$.

Pour les premiers étages d'un amplificateur, quand la tension maximale à obtenir à la sortie est faible, cela n'a aucune importance, et l'on peut choisir la valeur de p qui soit presque la moitié de E ou même un peu plus. La stabilisation en température n'en sera que meilleure. L'usage est d'utiliser comme valeur de p une valeur comprise entre 1/10 et 1/3 de la tension E d'alimentation, la valeur 1/10 étant surtout indiquée pour les étages de sortie.

Comme il n'est pas toujours possible de porter au potentiel positif $+p$ le pôle inférieur de la source d'excitation de base e , on utilise souvent le montage de la figure 54.

Fig. 53. — Pour ne pas utiliser une source de tension séparée, de polarité opposée à celle qui alimente le collecteur, on peut porter un des pôles de la source d'attaque à un potentiel positif $+p$. Si l'on veut avoir une amplification, il faut découpler l'émetteur : seule la composante continue de son courant passe dans R_1 . Tout se passe alors comme si la tension d'alimentation disponible pour le collecteur n'était plus que $E-p$.

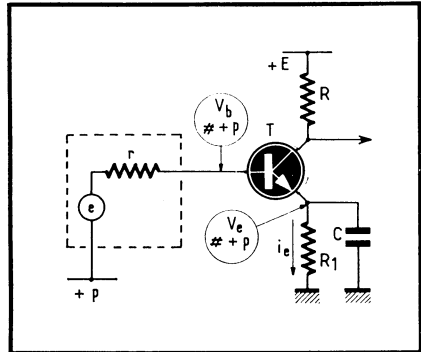
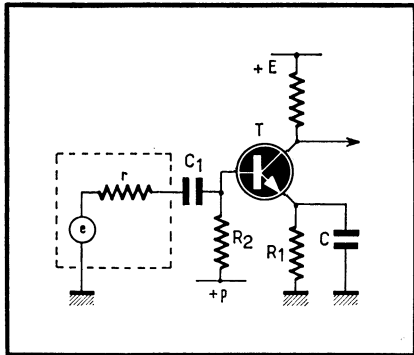


Fig. 54. — Plutôt que de mettre au potentiel $+p$ un des pôles de la source d'attaque, on peut lier celle-ci à la base du transistor par un condensateur C_1 et relier la base à un potentiel $+p$ par une résistance R_2 . La résistance interne r de la source d'attaque n'intervient plus qu'en alternatif.

Sur cette figure, on voit que la tension alternative de la source e est envoyée à la base à travers un condensateur C_1 . La base est reliée à la source de potentiel $+p$ par une résistance R_2 . Ce qui compte actuellement, du point de vue continu, comme résistance d'attaque de la base est uniquement R_2 . Du point de vue alternatif, l'impédance de C_1 aux fréquences les plus faibles à transmettre devra être faible par rapport à $r + R_a$. Dans cette expression, R_a désigne la résistance équivalente à l'entrée du transistor, c'est-à-dire celle que l'on pourrait mesurer, du point de vue dynamique, entre base et masse. Cette résistance R_a comporte donc un terme dû au transistor lui-même (voisin de h_{11e} comme nous le montrerons plus loin) et la résistance R_2 en parallèle sur la valeur précédente. La résistance interne r de la source n'intervient plus maintenant que pour provoquer une diminution de la tension effectivement appliquée à la base. Du fait de la présence d'un véritable diviseur de tension dont les éléments sont r et R_a , la tension appliquée effectivement à la base (du point de vue de la composante alternative) n'est égale à e que si r est nul, sinon elle vaut :

$$e \frac{R_a}{r + R_a}$$

On sait que, d'après le théorème de Thévenin, il revient au même :
 — de relier la base à un point à potentiel $+p$ à travers une résistance R_2 ;
 — de relier cette base à la masse par une résistance R_3 et au point $+E$ par une résistance R_4 (fig. 55), à condition que l'on ait :

$$R_2 = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{et} \quad p = E \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

Le schéma de la figure 55 est le plus classique de tous. C'est celui que l'on rencontre dans tous les Traités, et il correspond au montage le plus souvent adopté. Il nous a semblé utile d'y arriver par des voies indirectes, pour bien expliquer le rôle des différents éléments. Rappelons encore une fois le but que nous nous sommes proposé en réalisant ce montage :

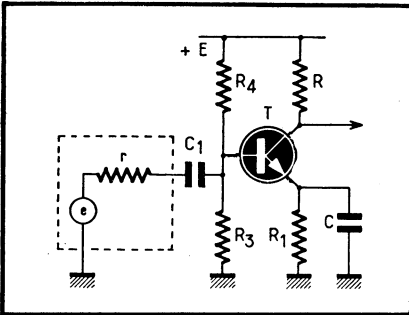


Fig. 55. — Plutôt que de relier la base à un point à potentiel $+p$ par une résistance R_2 , il est plus simple de la relier au $+E$ par R_4 et à la masse par R_3 , ce qui revient rigoureusement au même si (transformation de Thévenin) :

$$\frac{E R_3}{R_3 + R_4} = p \quad \text{et} \quad \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = R_2$$

Nous voulons imposer la valeur du courant de repos du collecteur; pour cela, nous imposerons la valeur du courant de repos d'émetteur (qui lui est presque égal). Pour imposer la valeur du courant émetteur, nous imposerons la valeur du potentiel d'émetteur, une résistance R_1 étant située entre émetteur et masse. Pour imposer la valeur du potentiel d'émetteur, nous imposerons le potentiel de base, puisque celui-ci est très voisin du potentiel d'émetteur.

Prenons un exemple de réalisation avec un transistor moyen. Soit, par exemple, le transistor dont nous avons tracé en partie les caractéristiques sur les figures 12 et 13. Nous prendrons une tension d'alimentation E de 12 V. Nous supposons d'abord que nous pouvons tolérer une résistance de charge de collecteur de 2,7 k Ω . Si nous voulons faire fonctionner le transistor autour du milieu de la partie rectiligne et utilisable de la caractéristique, nous serons donc amené (étant donné que nous avons $E - p = 8$ V utilisables entre alimentation et émetteur), à faire fonctionner le collecteur à un potentiel moyen supérieur de 4 V au potentiel d'émetteur, ce qui fera 8 V. Il y aura donc 4 V de chute dans la résistance R de 2,7 k Ω , soit un courant moyen de collecteur de 1,5 mA. Les lecteurs remarqueront que nous avons choisi, comme point de fonctionnement moyen du transistor, celui autour duquel les caractéristiques sont détaillées dans les réseaux des figures 12 et 13.

Comme nous voulons un courant d'émetteur égal à 1,5 mA et un potentiel d'émetteur de 4 V, nous aurons donc à utiliser une résistance R_1 égale à R soit : 2,7 k Ω . En première approximation, nous pourrions nous contenter de porter la base à un potentiel moyen voisin du tiers de E (soit 4 V) au moyen de deux résistances R_3 et R_4 telles que $R_4 = 2 R_3$.

Quelles valeurs choisirons-nous pour R_3 et R_4 . Il faut d'abord que le courant base du transistor (en consultant la figure 12, on voit que ce courant vaut $30 \mu\text{A}$) ne provoque dans la résistance équivalant à R_4 et R_3 en parallèle qu'une chute de tension négligeable par rapport à 4 V. En admettant, par exemple, une chute de tension de 0,4 V, nous pourrions donc avoir une résistance équivalente allant jusqu'à

$$\frac{0,4}{3 \cdot 10^{-5}} = 13\,000 \Omega.$$

Nous y arriverons au moyen de deux résistances valant respectivement $R_3 = 18 \text{ k}\Omega$, et $R_4 = 36 \text{ k}\Omega$.

Nous avons vu qu'il était bon de ne pas dépasser ces valeurs pour R_3 et R_4 . Mais quelles sont les valeurs les plus faibles que nous pourrions utiliser? Il ne faut pas que R_3 et R_4 en parallèle diminuent de façon notable la résistance propre d'entrée du transistor. Cette dernière étant proche de $h_{11e} = 1,5 \text{ k}\Omega$, les résistances R_3 et R_4 ne shunteront cette valeur d'une façon sensible que si, par exemple, R_3 devient inférieur à $5 \text{ k}\Omega$. Nous aurons intérêt à choisir une valeur de R_3 assez faible; nous prendrons par exemple $R_3 = 8,2 \text{ k}\Omega$, et $R_4 = 16,4 \text{ k}\Omega$. On peut objecter que cette dernière valeur n'est pas normalisée, mais n'oublions pas que cette détermination est faite en première approximation. Elle serait déjà assez satisfaisante pour un montage. Mais nous n'avons tenu compte, ni de la perturbation apportée au potentiel de base par le courant continu de base, ni de la différence de potentiel base-émetteur.

Commençons par cette dernière : la figure 13 a nous montre qu'elle est de 0,25 V. Si nous voulons porter l'émetteur au potentiel de +4 V, il faudra porter la base à +4,25 V. Supposons maintenant que nous désirions utiliser des résistances R_3 et R_4 voisines respectivement de 10 et 20 $\text{k}\Omega$. Ces deux résistances mises en parallèle représenteront alors une résistance équivalente de : 6,6 $\text{k}\Omega$. Un courant de $30 \mu\text{A}$ passant dans 6,6 $\text{k}\Omega$ y provoque une chute de tension de 0,2 V. Il faudra de ce fait que le diviseur de tension formé par R_4 et R_3 porte le point de base à un potentiel qui serait à 0,2 V au-dessus de la valeur voulue, si le courant de base était nul. La valeur de ce potentiel théorique serait de $4,25 + 0,2 = 4,45 \text{ V}$. Il faut donc réaliser un diviseur de tension R_4 - R_3 qui, le transistor débranché, donnerait au point commun de R_3 et R_4 un potentiel de 4,45 V par rapport à la masse. Comme nous avons supposé, par exemple, $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, pour 4,45 V aux bornes, cela nous donne aux bornes de R_4 : $12 - 4,45 = 7,55 \text{ V}$. Les résistances, dans un diviseur de tension qui ne consomme pas sur son point de jonction, étant proportionnelles aux tensions qui existent aux bornes de ces résistances, nous avons donc :

$$R_4 = R_3 \cdot \frac{7,55}{4,45} = 16,9 \text{ k}\Omega$$

Dans la pratique, il nous suffira de prendre pour R_4 la valeur normalisée la plus proche, c'est-à-dire 18 $\text{k}\Omega$. On voit que ces calculs sont relativement simples.

Nous insistons de nouveau sur le rôle de la résistance R_1 dans le montage de la figure 55. Elle est destinée, la tension émetteur-base ayant été imposée, à fixer la valeur du courant d'émetteur. Cette résistance joue donc un rôle assez différent de la résistance de polarisation cathodique des tubes électroniques. En particulier, il serait absolument *désastreux* de vouloir la remplacer par une diode Zener comme nous l'avons vu indiquer dans certains schémas : la stabilisation en température serait complètement supprimée.

La méthode qui consiste à imposer le courant d'émetteur est celle qui conduit toujours à la meilleure stabilité de fonctionnement. Évidemment, on ne peut pas toujours découpler l'émetteur par un condensateur comme sur le schéma de la figure 55. A ce propos indiquons la valeur de ce condensateur. Il faut que, pour la plus faible fréquence à amplifier, il ait une impédance faible par rapport au

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{\beta}$$

du transistor. Nous avons vu que ce chiffre était voisin de 40Ω . Le condensateur C devra donc avoir une impédance faible par rapport à 40Ω , à la fréquence la plus faible que l'on désire amplifier. Si celle-ci est, par exemple, de 20 Hz, nous souhaiterons par exemple que l'impédance de C ne soit que 20Ω à la fréquence de 20 Hz. Un calcul rapide nous montre qu'il faut pour cela une capacité de $400 \mu\text{F}$.

Dans de nombreux montages de commutation, dans lesquels on désire faire passer le courant collecteur du transistor de zéro au maximum, il est intéressant de bénéficier de cet avantage qu'apporte la stabilisation par détermination du courant d'émetteur. Dans ces conditions, on ne peut utiliser un découplage d'émetteur par condensateur. On réalisera alors le montage de la figure 56. Dans ce mon-

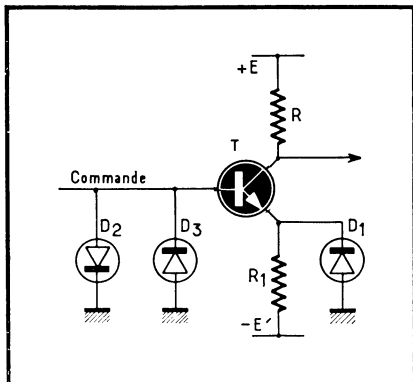


Fig. 56. — En fonctionnement « tout ou rien », on ne peut pas découpler l'émetteur. Comme on a voulu imposer le courant émetteur par $-E'$ et R_1 , on a mis une diode D_1 qui empêche l'émetteur de devenir plus négatif que $-0,7 \text{ V}$ si le transistor est bloqué. L'excursion de potentiel sur la base est limitée par les diodes D_2 et D_3 .

tage, on constate que le courant d'émetteur est fourni par une source $-E'$ à travers une résistance R_1 . Si, comme nous allons voir que c'est le cas, le potentiel de l'émetteur reste toujours voisin de 0, le courant d'émetteur, quand il y en aura, ne pourra être que E'/R_1 .

Si l'on a bloqué le transistor, aucun courant ne passe par l'émetteur : celui-ci aura donc tendance à voir son potentiel prendre la valeur $-E'$, mais la diode D_1 l'empêchera de devenir plus négatif que le seuil de conduction de cette diode, soit, par exemple, $0,7 \text{ V}$, si c'est une diode au silicium. Le potentiel de la base ne peut avoir que des valeurs comprises entre + le seuil de la diode D_2 , et - le seuil de la diode D_3 . Il ne peut, par exemple, être compris qu'entre $+0,7 \text{ V}$ et $-0,7 \text{ V}$, si D_2 et D_3 sont deux diodes au silicium. On appliquera toujours à la base une commande suffisante pour que l'une ou l'autre des diodes D_2 ou D_3 intervienne pour écrêter la tension de base. Si c'est la diode D_2 qui écrête cette tension, la base se trouve à $+0,7 \text{ V}$: le transistor conduit et le courant E/R_1 passe donc également dans le collecteur.

Si, en revanche, c'est la diode D_3 qui écrête, le potentiel de base est égal à $-0,7 \text{ V}$ comme celui d'émetteur : le courant dans la résistance R_1 , c'est-à-dire

E'/R_1 (en négligeant 0,7 V par rapport à E'), passe depuis la masse par la diode D_1 . Ce montage extrêmement simple de commutation est cependant trop peu répandu à notre avis.

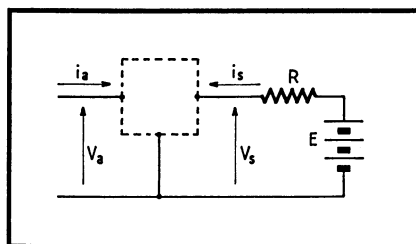
5. — DÉTERMINATION DES IMPÉDANCES D'ENTRÉE ET DE SORTIE DANS LES TROIS MONTAGES FONDAMENTAUX

D'après les définitions que nous avons données plus haut des paramètres en h , l'impédance d'entrée d'un montage à transistor est h_{11} pour la sortie en court-circuit (à tension de sortie constante), son impédance de sortie est $1/h_{22}$ en supposant l'entrée ouverte (courant d'entrée constant).

C'est intentionnellement que nous n'avons pas mis de lettre à la suite de 11 ou de 22 dans les paramètres, ce que nous allons dire s'appliquant aux trois montages fondamentaux.

Nous nous proposons maintenant de calculer les valeurs des impédances d'entrée et de sortie des transistors dans les trois montages fondamentaux, dans des conditions différentes de celles qui correspondent à la simple définition des paramètres h . Autrement dit, nous allons d'abord calculer la résistance d'entrée, en supposant que la tension de sortie n'est plus constante : c'est, par exemple, ce qui se passera si l'électrode de sortie (nous ne précisons pas de laquelle il s'agit, le calcul étant valable pour les trois montages) est reliée au + d'une source à travers une résistance R .

Fig. 57. — Le transistor, monté selon un montage non précisé, qui peut être B.C., E.C. ou C.C., est alimenté sur son électrode de sortie à travers R . Il s'agit de calculer l'effet de R sur la résistance d'entrée $\Delta V_a \Delta V_2 / \Delta I_2 \Delta I_a$.



Dans nos calculs nous affecterons d'un indice a les courants et tensions relatifs à l'entrée du transistor (a comme attaque) et d'un indice s les tensions et courants de sortie de notre montage. Autrement dit, notre montage est celui qui est symbolisé sur la figure 57. Le carré en pointillé représente un transistor monté d'une certaine façon sans indication sur les électrodes utilisées comme entrée, électrode commune et sortie. Cette dernière électrode est alimentée par une source de tension E à travers une résistance R . Nous savons déjà que si $R = 0$, l'impédance d'entrée de notre montage sera, par définition h_{11} . Nous allons écrire les relations, qui sont les définitions mêmes des paramètres en h et qui permettent de lier V_a et i_s à i_a et V_s ou plus exactement les variations de ces grandeurs, symbolisées par la lettre grecque Δ . Ces relations nous donnent :

$$\Delta V_a = h_{11} \Delta i_a + h_{12} \Delta V_s \quad (1)$$

$$\Delta i_s = h_{21} \Delta i_a + h_{22} \Delta V_s \quad (2)$$

A ces deux relations, il faut en ajouter une troisième qui est

$$\Delta V_s = -R \Delta i_s \quad (3) \quad (\text{puisque : } V_s = E - R i_s)$$

En reportant dans l'équation (2) la valeur de ΔV_s tirée de l'équation (3), on obtient l'expression :

$$\Delta i_s = h_{21} \Delta i_a - R h_{22} \Delta i_s$$

On en déduit, par mise en facteur :

$$\Delta i_s = \frac{h_{21}}{1 + R h_{22}} \Delta i_a$$

On déduit de la relation que l'on vient d'obtenir, compte tenu de l'équation (3), la relation :

$$\Delta V_s = -R \Delta i_s = \frac{-R h_{21}}{1 + R h_{22}} \Delta i_a$$

En reportant cette valeur de ΔV_s dans l'équation (1) on obtient :

$$\Delta V_a = h_{11} \Delta i_a = \frac{R h_{12} h_{21}}{1 + R h_{22}} \Delta i_a$$

Mettons en facteur Δi_a , et nous sommes au bout de nos peines, car en divisant ΔV_a par Δi_a nous obtiendrons l'impédance d'entrée, qui vaudra donc :

$$Z_a = h_{11} - R \frac{h_{12} h_{21}}{1 + R h_{22}}$$

A titre de première vérification, nous voyons que cette expression se réduit à h_{11} si $R = 0$, ce que nous devons trouver.

Supposons que nous soyons dans le cas du montage émetteur commun, c'est-à-dire le seul montage dont le coefficient h_{11} (ainsi que les trois autres) soit positif. Nous pouvons en déduire que la résistance d'entrée du transistor, égale à h_{11} pour $R = 0$, diminuera quand R augmentera, le second terme de l'expression de Z_a ayant des coefficients tous positifs. Ce qui peut nous intéresser, c'est de savoir la valeur limite de Z_a quand R croîtra indéfiniment. Pour cela, il suffit de diviser le numérateur et le dénominateur du second terme de Z_a par R , puis de faire tendre R vers l'infini, ce qui nous donne comme valeur limite de Z_a :

$$Z_a \infty = h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}}$$

Dans le cas du montage émetteur commun du transistor dont les caractéristiques sont indiquées sur les figures 12 et 13, ce second terme de $Z_a \infty$ vaut, comme il est facile de le calculer, 160Ω . On peut en déduire que la résistance d'entrée de ce transistor dans le montage émetteur commun (avec 4 V émetteur-collecteur et 1,5 mA collecteur) variera de $h_{11} = 1,5 \text{ k}\Omega$ pour une résistance R nulle, jusqu'à une valeur de $1\,500 - 160 = 1\,340 \Omega$ pour une résistance R infinie. On voit donc que la valeur de la résistance R n'influera que peu sur la valeur de la résistance d'entrée. Pour d'autres transistors, ayant des paramètres différents, cette influence pourrait être plus grande; si, par exemple, le coefficient h_{12e} est

plus grand que $2 \cdot 10^{-4}$ (ce qui est courant) et que le coefficient h_{22e} soit plus petit que $50 \mu\Omega$, on pourra voir la résistance d'entrée diminuer jusqu'à la moitié de h_{11e} quand R tend vers l'infini.

Si nous envisageons le cas du montage en base commune, dans l'expression (4) de la résistance d'entrée, le second terme est entièrement positif, puisque le coefficient h_{12} en montage base commune n'est autre que $-\alpha$ (soit pratiquement -1). L'importance de la variation de la résistance d'entrée, en fonction de la résistance R est à peu près la même que pour le montage émetteur commun : cette résistance d'entrée pourra augmenter de 20 à 50 % et rarement doubler pour R devenant infini.

Passons maintenant au montage collecteur commun, celui pour lequel ce calcul est le plus intéressant. En effet, dans un montage collecteur commun, la tension de sortie est obtenue sur l'émetteur. On ne met donc jamais ce dernier à la masse (ni du point de vue alternatif, ni surtout du point de vue continu, ce qui entraînerait en général la destruction du transistor comme nous le verrons plus loin). Dans le cas de ce montage on sait que les paramètres en h ont pratiquement les valeurs ci-après :

$$h_{11c} = h_{11e}; \quad h_{12c} = 1; \quad h_{21c} \neq -\beta; \quad \text{et} \quad h_{22c} = h_{22e}$$

Ces valeurs reportées dans l'expression (4) nous donnent :

$$Z_a = h_{11e} + \frac{\beta R}{1 + R h_{22e}}$$

On voit que, tant que R reste faible par rapport à $1/h_{22e}$, la valeur de Z_a est sensiblement fonction linéaire de R suivant l'expression $Z_a \neq h_{11e} + \beta R$.

Cette expression est la justification du principe n° 8. Dans ce principe, nous avons parlé du montage du transistor à émetteur commun; mais, à partir du moment où l'émetteur n'est pas relié directement à la masse, parce qu'une résistance ou impédance quelconque a été interposée entre cet émetteur et la masse, ce que nous avons dit du montage collecteur commun s'applique au cas du montage émetteur commun. Comme, dans la plupart des cas, la résistance R que l'on place entre émetteur et masse est toujours faible par rapport à $1/h_{22e}$ (dans l'exemple du transistor considéré sur les figures 12 et 13, cette valeur est égale à $20 \text{ k}\Omega$), la dernière formule donnant Z_a est en général très proche de la vérité.

Influence de la résistance d'attaque sur la résistance interne de sortie

Nous allons maintenant considérer que notre transistor est monté comme l'indique la figure 58 : la source qui l'attaque a une résistance interne r . Nous nous proposons de rechercher la résistance interne de sortie du montage, c'est-à-dire le quotient par les variations de I_s des variations de V_s , auxquelles les variations de I_s ont donné naissance. Comme dans le calcul précédent, nous commencerons par utiliser les deux relations (1) et (2) qui sont la définition des paramètres en h et que nous ne récrirons pas ici. On leur en ajoutera une troisième qui est :

$$\Delta V_a = -r \Delta i_a \quad (5)$$

relation due au fait que :

$$V_a = e - r i_a$$

Nous détaillerons moins le calcul que nous ne l'avons fait pour le précédent : par substitution de l'équation (5) dans l'équation (1) on obtient, après mise en facteur, l'expression :

$$\Delta i_a = \frac{h_{12}}{r + h_{11}} \Delta V_s$$

En reportant cette expression dans l'équation (2) et en mettant en facteur, on obtient la valeur de $\Delta V_s / \Delta i_s$ qui est justement Z_s et qui vaut :

$$Z_s = \frac{1}{h_{22} - \frac{h_{12} h_{21}}{r + h_{11}}}$$

On voit que l'impédance Z_s , inverse de la somme algébrique de deux quantités, est équivalente à l'impédance que l'on obtiendrait en mettant en parallèle les inverses de ces deux quantités, c'est-à-dire :

$$\frac{1}{h_{22}} \quad \text{et} \quad - \frac{r + h_{11}}{h_{12} h_{21}}$$

On remarque d'abord, si l'on rend r infini, que l'expression (6) nous donne $Z_s = 1/h_{22}$ ce qui est une vérification, car c'est bien là la définition de ce coefficient (inverse de la résistance dynamique de sortie) pour une résistance d'attaque infinie. Dans le cas du transistor de la figure 13, monté en émetteur commun (seul montage dans lequel les quatre coefficients h soient tous positifs), nous voyons que, quand la résistance r passe de l'infini à zéro, la résistance de sortie collecteur augmente d'environ 10 % (de 20 kΩ à 22,4 kΩ). L'influence de r sur la résistance interne de sortie en collecteur commun est donc faible. Comme nous l'avons indiqué plus haut, l'influence de la diminution de r sur l'augmentation de la résistance de sortie collecteur pourrait être plus grande, toujours dans un montage émetteur commun, avec des valeurs de paramètres un peu différentes. De toute façon la formule (6) permet de la calculer.

Passons maintenant au cas du montage en base à la masse. Dans ces conditions, parmi les coefficients h , il en est un qui est négatif. En conséquence quand r diminuera, la résistance de sortie collecteur en fera autant. Cette variation pourra être un peu plus importante en valeur relative que celle qui avait affecté la résistance de sortie en montage émetteur commun. En général, la valeur limite des résistances de sortie collecteur (pour $r = 0$) est la même pour les montages émetteur commun et base commune.

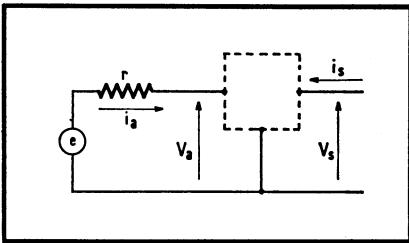


Fig. 58 — Le transistor, attaqué par une source dont la résistance interne est r , aura une résistance interne de sortie $\Delta V_s / \Delta I_s$ fonction de r .

Passons enfin au cas le plus intéressant, celui du montage collecteur commun. Dans ce cas aussi, le paramètre h_{21} est négatif : il est pratiquement égal, comme nous l'avons dit, à $-\beta$. Des deux impédances qui, mises en parallèle, fournissent Z_s ,

la première, $1/h_{22}$ est, en général très grande par rapport à la seconde. Cette dernière, dans le cas du montage collecteur commun, se réduit simplement à :

$$\frac{r + h_{11e}}{\beta}$$

Dans la mesure où r est grand par rapport à h_{11e} , on peut dire que la résistance interne de sortie du montage collecteur commun sera simplement r/β . On voit également, dans le cas où r devient nul, que la résistance interne de sortie du montage collecteur commun est égal à

$$\frac{h_{11e}}{\beta} = h_{11b}$$

ce qui représente environ 38Ω dans le cas du transistor des figures 12 et 13.

Bien entendu, quand nous parlons de résistance interne de sortie, il faut entendre par là celle du transistor lui-même, non celle de l'étage qu'équipe le transistor. En effet, l'électrode de sortie du transistor est reliée à une source d'alimentation (ou à la masse) par une résistance R , que l'on doit toujours considérer comme située en parallèle avec la résistance interne de sortie du transistor proprement dit.

Dans la grande majorité des cas, cette résistance de charge est nettement plus faible (sauf dans les montages collecteur commun) que la résistance interne de sortie du transistor. Nous le verrons plus loin aux chapitres IV et V.

CHAPITRE III

LES PROBLÈMES D'ÉCOULEMENT DE LA CHALEUR DANS LES JONCTIONS

Nous traiterons assez brièvement le problème de l'écoulement de la chaleur dans les jonctions, car ces questions sont toujours très bien examinées dans les ouvrages consacrés aux transistors. Nous ne les rappellerons donc ici que par souci de constituer un ensemble complet sur les semiconducteurs.

Quand un transistor fonctionne, il existe une certaine différence de potentiel entre son collecteur et sa base et un courant passe entre ce collecteur et cette base. Le produit de la différence de potentiel par le courant représente une certaine puissance. Cette puissance correspond à la dissipation, chaque seconde, d'un certain nombre de calories. Or s'il est une chose dont les semiconducteurs ont horreur, c'est bien l'élévation de température. Il s'agit donc de calculer, avec autant de précision que possible, les limites technologiques imposées par la structure du transistor et les moyens de refroidissement que l'on doit employer pour éviter la détérioration des jonctions.

1. — DISSIPATION COLLECTEUR D'UN TRANSISTOR CHARGÉ PAR UNE RÉSISTANCE PURE CONSTANTE

Bien que le calcul qui suit nous semble absolument évident, nous avons rencontré de très nombreuses personnes qui paraissaient avoir une certaine difficulté à déterminer la dissipation maximale d'un transistor monté selon la figure 59. Dans ce type de montage, nous supposerons toujours négligeable la tension base-émetteur. Le courant qui traverse le collecteur passant aussi par l'émetteur, la dissipation qui se produit sur la jonction base-émetteur est en général extrêmement

faible par rapport à celle existant sur la jonction collecteur-base. Dans le montage de la figure 59, si le transistor est bloqué, la tension de collecteur V_c est égale à E (elle est donc maximale), mais son courant de collecteur I_c est nul. La dissipation collecteur est donc nulle aussi. Par contre, si le transistor est presque à la saturation, son courant de collecteur est voisin de E/R , mais sa tension de collecteur est voisine de zéro. La dissipation collecteur, dans ce second cas, est également très faible. C'est, en fait, pour un régime intermédiaire entre le blocage et la saturation que la dissipation collecteur sera la plus grande. Calculons le régime pour lequel cela aura lieu.

Pour un courant de collecteur I_c , la tension de collecteur est : $V_c = E - RI_c$.

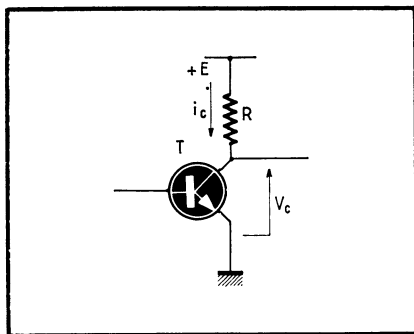
En multipliant cette tension par le courant de collecteur I_c , on obtient la dissipation de collecteur, dont la valeur est : $W_c = EI_c - RI_c^2$.

Cette dissipation variera en fonction du courant de collecteur I_c comme le représente la courbe de la figure 60 : partant de 0 pour $I_c = 0$, elle passera par un maximum pour $I_c = I_0$, puis redescendra jusqu'à 0 pour $I_c = E/R$. Calculons la valeur I_0 qui correspond au maximum, et pour cela calculons la dérivée de W_c par rapport à I_c :

$$\frac{d(W_c)}{d(i_c)} = E - 2Ri_c$$

Nous voyons que cette expression s'annule pour la valeur : $I_c = E/2R$ (soit un courant égal à la moitié de la valeur maximale). Dans ces conditions, la tension de collecteur est égale à : $V_c = E/2$, la dissipation de puissance dans le collecteur étant alors : $W_m = E^2/4R$.

Fig. 59. — Quand un transistor a une résistance de collecteur R fixe, la dissipation collecteur, $V_c I_c$, part de zéro pour I_c nul (blocage) et redevient nulle pour $I_c = \frac{E}{R}$ ($V_c = 0$, saturation).



Dans ce régime particulier, les puissances dissipées dans la résistance R et dans la jonction collecteur-base sont égales. Ce calcul est rigoureusement parallèle à celui qui indique que la puissance débitée par une pile de force électromotrice E et de résistance interne R passe par un maximum quand la pile est branchée sur une résistance externe égale à sa résistance interne R , auquel cas sa tension aux bornes est la moitié de sa force électromotrice.

Pour préciser encore les choses, nous avons tracé sur la figure 60 une ligne en traits discontinus indiquant la variation de la puissance débitée par la source E en fonction du courant collecteur I_c . Cette ligne est une droite, puisque cette puissance est tout simplement : $E \cdot I_c$. On voit que, pour les faibles courants de collecteur, cette ligne est tangente à la parabole tracée en trait plein : la quasi-totalité de la puissance débitée par la source E est dissipée sur la jonction collecteur du transistor. Pour une intensité égale à I_0 , la moitié de la puissance débitée par la

pile est dissipée sur cette jonction (l'autre moitié étant débitée dans la résistance R). Quand le courant de collecteur tend vers sa valeur maximale E/R , la proportion de la puissance débitée par la source qui se trouve dissipée par la jonction de collecteur tend vers zéro : pour l'intensité maximale, la totalité de la puissance débitée par la source est entièrement dissipée dans la résistance R ; on voit qu'elle est égale au quadruple de W_m .

Le calcul ci-dessous suppose que la résistance R suit la loi d'Ohm, que sa valeur reste constante quand l'intensité qui la traverse varie. Ce ne sera pas le cas, par exemple, si la résistance R est une ampoule à incandescence.

Il est extrêmement facile de calculer la dissipation maximale d'un transistor monté selon la figure 59. Si, par exemple, E est de 12 V et que R soit de 1 000 Ω , la puissance maximale qui peut être débitée dans R sera de :

$$\frac{(12)^2}{1000} = 0,144 \text{ W ou } 144 \text{ mW,}$$

celle qui peut être débitée dans la jonction, dans le cas où la tension collecteur-émetteur est de 6 V, sera donc quatre fois plus faible, soit 36 mW.

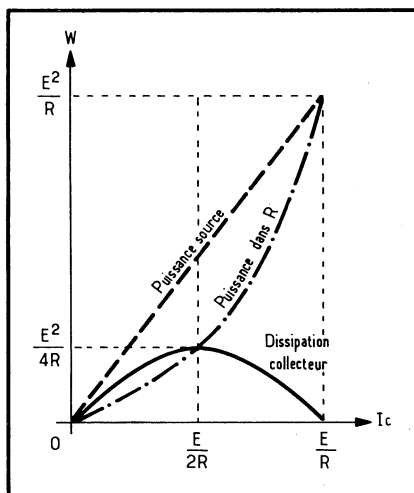


Fig. 60. — Dans un transistor alimenté depuis une tension E à travers une résistance R , le courant collecteur peut varier de 0 à E/R . La puissance débitée par la source (traits interrompus) varie linéairement en fonction de I_c , de 0 à E^2/R . La puissance dissipée dans la résistance (courbe en traits mixtes) varie quadratiquement, en fonction du carré de I_c , de 0 à E^2/R . La différence entre les deux est dissipée dans le transistor (courbe en trait plein) : elle passe par un maximum égal à $E^2/4R$ pour un courant $E/2R$, moitié du courant maximal.

2. — LES LOIS DE L'ÉCOULEMENT DE CHALEUR

Pour maintenir, en état de régime permanent, un corps à une température T_b supérieure à la température ambiante T_a , il faut lui fournir en permanence de la chaleur. Ceci signifie que cette chaleur s'écoule depuis le corps vers l'ambiance. Comment la chaleur quitte-t-elle ce corps? Il y a trois méthodes qui permettent à l'agitation thermique des molécules de gagner l'ambiance :

1° LA CONDUCTION

Il s'agit d'un transport de chaleur avec contact matériel mais sans déplacement de matière (c'est par conduction que le manche d'une cuiller qu'on a trempée dans du café chaud s'échauffe lui-même).

2° LA CONVECTION

C'est le transport de chaleur qui s'effectue par contact mais avec transport d'un fluide intermédiaire. C'est la convection qui réchauffe votre main quand vous la placez suffisamment haut au-dessus d'un fer à souder chaud. Cette convection nécessite donc la circulation d'un fluide intermédiaire, circulation qui peut se faire sous la simple influence de la différence de poids du fluide à l'état chaud et du fluide froid. Il est à noter que, en l'absence de gravitation (satellite artificiel), il est indispensable d'utiliser des ventilateurs pour mettre en route l'air de refroidissement, la convection naturelle ne jouant plus.

3° LE RAYONNEMENT

Il s'agit d'un transport de chaleur sans contact ni transport de matière; le rayonnement est la méthode qui permet au Soleil de réchauffer la surface de la Terre.

Quelles sont les lois qui régissent ces trois écoulements de chaleur?

Pour le *rayonnement*, il faut faire appel à la loi de Stefan, qui dit que la quantité de chaleur rayonnée par un corps noir est proportionnelle à la quatrième puissance de sa température absolue. Dans cette expression on parle de corps noir, c'est-à-dire d'un corps qui ne renvoie aucun des rayonnements qu'il reçoit. Un tel corps rayonne donc, toute chose égale d'ailleurs, beaucoup plus qu'un autre qui serait chromé brillant. En effet, ce dernier réfléchit une grande partie des rayonnements qu'il reçoit. Il a donc moins besoin de rayonner qu'un autre (à température égale) pour maintenir son équilibre thermique.

Cette loi est assez complexe. Aussi, on se contente d'une loi assez approximative, relativement linéaire, énonçant que, si la température d'un corps n'est pas trop élevée par rapport à l'ambiance, la chaleur qu'il rayonne vers le milieu ambiant correspond à une consommation calorifique par seconde proportionnelle à la différence entre la température du corps et la température ambiante. Cette loi n'est valable que pour les faibles valeurs de cette différence.

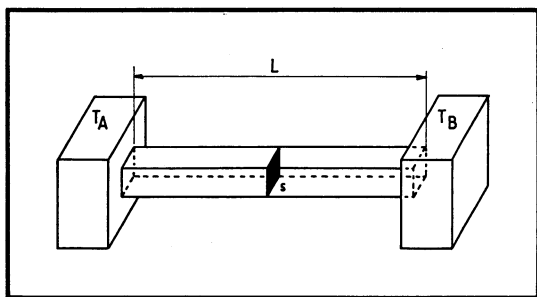


Fig. 61. — La chaleur passant d'un bloc de température T_b à un bloc de température T_a par conduction thermique dans un barreau, la résistance thermique de celui-ci est proportionnelle à sa longueur L et inversement proportionnelle à sa section s .

En ce qui concerne la *conduction* et la *convection*, une loi qui s'accorde assez bien avec l'expérience indique que, à chaque seconde, la quantité de calories qui quitte le corps chaud est proportionnelle à la différence de sa température avec celle du corps froid (ou de l'ambiance) vers lequel les calories s'en vont. Il y a une certaine analogie entre cette loi et la loi d'Ohm, celle-ci stipulant que, entre un point à potentiel V_b et un point à potentiel V_a , il s'écoule par seconde un nombre de coulombs proportionnels à : $V_b - V_a$.

De même que, pour l'écoulement de l'électricité, l'intensité est limitée par la valeur de la résistance électrique qui sépare les points B et A, on peut parfaite-

ment parler, pour l'écoulement thermique, d'une « résistance thermique » entre deux points à températures T_b et T_a .

En quelles unités chiffrerons-nous cette résistance thermique? Il serait logique de la chiffrer en :

$$\frac{\text{degrés}}{\text{cal/s}}$$

Mais, considérant que la chaleur qui nous intéresse est fournie à la jonction à partir d'une puissance électrique, on a pensé qu'il serait plus utile de chiffrer l'écoulement de calories en prenant une grandeur proportionnelle. En effet, on sait que les calories correspondent aux joules (unité de travail mécanique), grâce aux relations :

$$1 \text{ calorie (microthermie)} = 4,18 \text{ J}$$

$$1 \text{ J} = 0,24 \text{ cal.}$$

Nous pourrions donc remplacer le « débit thermique » par l'expression du nombre de joules par seconde, ce qui s'exprime en watts. Nous exprimons donc les résistances thermiques en degrés Celsius par watt.

Nous emploierons indifféremment la notation « °C/W » ou la notation « Ωt », cette dernière étant assez peu classique, mais commode pour certains calculs. Si, par exemple, un corps B est relié à un corps A par une résistance thermique de 6 °C/W cela veut dire que, si l'on fournit au corps B une puissance constante de 7 W, sa température sera supérieure de $6 \times 7 = 42$ °C à celle de A.

Dans le cas où le passage de chaleur du corps B au corps A a lieu uniquement par conduction, on peut mettre en évidence une analogie supplémentaire avec le cas de la loi d'Ohm électrique. Soit en effet (fig. 61) un corps à température T_b relié à un corps à température T_a par un barreau métallique d'une longueur L et d'une section s . On peut montrer par expérience que la résistance thermique entre B et A est proportionnelle à L, inversement proportionnelle à s , et fonction d'un coefficient qui dépend de la nature du matériau réunissant les deux corps. Ce coefficient s'appelle la *résistivité thermique du matériau*, la plus faible étant pratiquement celle du cuivre pur, électrolytique (cuivre rouge). Par rapport à cette valeur prise comme unité, les résistivités thermiques des différents matériaux sont indiqués par le tableau ci-après :

Argent : 0,97	Aluminium : 1,8	Oxyde de beryllium : 2,3
Laiton : 4,3	Silicium : 4,6	Nickel : 5,2
Fer : 5,6	Étain : 6	Germanium : 6,5
Indium : 15	Alliage germanium-indium recristallisé : 46	

(d'après J. Thuy, *Elektronische Rundschau*, janvier 1961, p. 16.)

Pour préciser la ressemblance entre la loi d'Ohm thermique et la loi d'Ohm électrique, nous indiquons ci-après un tableau de correspondance entre ces deux lois :

<i>Loi d'Ohm électrique</i>	<i>Loi d'Ohm thermique</i>
Potentiel	Température
Tension (V).	Différence de température (°C)
Quantité d'électricité en coulombs.	Quantité de chaleur en joules
Intensité en coulomb/s (A). . . .	Débit thermique en joules/s (W)
Résistance en volts/A (Ω). . . .	Résistance thermique en °C/W (ou Ω t)
Résistivité en $\Omega \cdot \text{cm}$	Résistivité thermique en °C · cm/W (celle du cuivre vaut 0,25 °C · cm/W)
Capacité en coulombs/volt (Farads).	Capacité thermique en joules /°C (ou F_t)

3. — APPLICATION DES LOIS CI-DESSUS AU TRANSISTOR

Depuis la jonction collecteur-base d'un transistor, la chaleur passe toujours au boîtier du transistor (en grande partie par conduction); depuis ce boîtier, elle s'en va vers l'ambiance, soit directement (transistor de petite puissance), soit par l'intermédiaire d'un *radiateur* fixé après le boîtier (cas d'un transistor de puissance).

Nous examinerons d'abord le premier cas. Pour un transistor de petite puissance, le constructeur nous indique, pour un type donné, la température maximale de la jonction, ainsi que la résistance thermique jonction-ambiance (celle-ci étant prévue dans des conditions de ventilation naturelle du boîtier). Ainsi, par exemple, le constructeur d'un transistor nous précise que ce dernier a une résistance thermique jonction-ambiance de 300 °C/W (ou plutôt 0,3 °C/mW) et que d'autre part la jonction de ce transistor peut supporter une température maximale de 85 °C; nous en déduisons que, dans une ambiance de 25 °C, le transistor peut dissiper une puissance maximale donnée par :

$$\frac{85 - 25}{300} = 0,2 \text{ W ou } 200 \text{ mW}$$

Si la température ambiante montait à 55 °C, le même calcul nous permettrait de voir que la dissipation maximale du transistor est alors réduite de moitié, c'est-à-dire à 100 mW. En général, le même constructeur nous indique que la dissipation maximale de ce même transistor, si l'on maintient son boîtier à 25 °C, est de $n \dots \text{ mW}$, en indiquant également de combien cette dissipation doit être réduite en $\text{mW}/^\circ\text{C}$ d'élévation de la température du boîtier. Cette deuxième donnée permettrait aisément, jointe à la première, de calculer directement la résistance thermique jonction-boîtier. Par exemple, dans le cas du transistor précédent, nous pourrions très bien trouver l'indication suivante : « dissipation 600 mW pour le boîtier à 25 °C ». Ceci signifierait que la résistance thermique entre la jonction et le boîtier est de 100 °C par W. Nous pouvons donc en conclure que la résistance thermique normale boîtier-ambiance est d'environ 200 °C/W.

Dans le cas des transistors au silicium, qui fonctionnent couramment avec des températures de jonction de 175 °C ou plus, on donne souvent trois valeurs de la dissipation maximale :

- dissipation pour le boîtier à l'air libre, à 25 °C de température ambiante;
- dissipation pour le boîtier à 25 °C;
- dissipation pour le boîtier à 100 °C.

Cette dernière valeur est en général supérieure à celle qui correspond à la dissipation avec le boîtier à l'air libre; cela signifie que, dans ce dernier cas, la température de régime du boîtier est supérieure à 100 °C, — ce qui explique des brûlures désagréables sur des boîtiers de transistors au silicium en fonctionnement tout à fait normal. On voit donc que l'on peut améliorer notablement la puissance maximale dissipable sur la jonction, surtout dans le cas des transistors au silicium, en plaçant le boîtier dans un petit radiateur comme ceux que nous envisagerons plus loin. Quoique ces petits transistors ne soient pas prévus pour fonctionner, en principe, avec un radiateur, on peut obtenir d'eux une dissipation beaucoup plus élevée par l'emploi d'un radiateur très simple. Certains transistors, dits de demi-puissance, ont simplement un boîtier métallique qui doit être fixé au moyen d'un clip sur un châssis pour améliorer l'évacuation de chaleur.

Examinons maintenant le cas des véritables transistors de puissance. Ces derniers ne sont pratiquement jamais utilisés sans radiateur. Le radiateur n'est pas solidaire du boîtier, ce dernier pouvant être changé seul en cas de détérioration du transistor. D'autre part, suivant les utilisations prévues, le type de radiateur peut varier énormément. Pour un transistor de puissance, le constructeur indique toujours deux chiffres : la température maximale de la jonction et la résistance thermique jonction-boîtier (on dit aussi quelquefois, résistance jonction-embase). Cette dernière, dans les transistors de puissance usuels, varie de quelques °C/W à 0,3 °C/W, ou peut-être moins dans des modèles plus récents que l'auteur ne connaît pas. Les transistors de puissance sont en général construits suivant la technologie indiquée en coupe par la figure 36, ou suivant la structure mesa ou planar indiquée en coupe par les figures 38 et 39. La quasi-totalité de la résistance thermique jonction-boîtier, dans ces transistors provient :

- de la couche d'indium dans la disposition de la figure 36;
- du substratum de germanium ou de silicium servant de collecteur dans les structures mesa ou planar.

Cette remarque nous sera utile par la suite.

Jusqu'ici, nous avons toujours envisagé un contact thermique parfait entre le boîtier du transistor et le radiateur. Il n'en est malheureusement pas toujours ainsi (bien que tout le nécessaire soit mis en œuvre pour améliorer la qualité de ce contact thermique), car il faut, notamment, que la surface du radiateur sur laquelle on vient fixer le boîtier soit parfaitement dressée, et ne comporte aucune bavure ou déformation qui gênerait beaucoup le contact thermique. De toutes façons, quelles que soient les précautions prises, il est pratiquement impossible de supprimer la résistance thermique boîtier-radiateur (celle-ci est en général de 0,1 à 0,3 °C/W). On peut essayer de la réduire en interposant entre le transistor et le radiateur une mince feuille de plomb qui s'écrase sous l'effet de la pression de fixation et assure (théoriquement!) un meilleur contact thermique. Dans certains cas, quand on désire éviter que le radiateur soit relié électriquement au collecteur du transistor (auquel le boîtier est relié dans les transistors de puissance), on place entre le transistor et le radiateur une mince feuille de mica. Cette pratique est désastreuse, nous la condamnons vivement : il est tout aussi facile d'isoler électri-

quement le radiateur du châssis; en utilisant un mica, même mince (0,05 mm), même enduit de graisse de silicone destinée en principe à minimiser la résistance thermique, il est exceptionnel de réussir dans cette hypothèse à réduire la résistance transistor-radiateur en-dessous de 0,6 °C/W. Dans le cas de transistor de forte puissance, cette résistance thermique additionnelle est catastrophique : à quoi bon avoir diminué la résistance thermique jonction-boîtier à 0,3 °C/W, si l'on ajoute en série avec elle 0,7 °C/W de résistance thermique due au mica? (1)

4. — LES RADIATEURS ET LEUR DÉTERMINATION

Le radiateur est l'intermédiaire thermique entre le transistor et l'ambiance. C'est lui qui est chargé de dissiper les calories dégagées sur la jonction collecteur-base. On peut, dans une certaine mesure, définir un radiateur par sa résistance thermique (il s'agit bien entendu de la résistance thermique radiateur-ambiance). La chaleur partant du radiateur vers l'ambiance par convection et par rayonnement, les lois linéaires que nous avons considérées ne sont plus très exactes et tel radiateur qui, par exemple, permet d'écouler une quantité de chaleur par seconde correspondant à 30 W pour 40 °C de différence de température entre le radiateur et l'ambiance, en écoulera non pas le double (60 W) pour une élévation de température de 80 °C, mais facilement 75-80 W. L'approximation linéaire est valable surtout pour les radiateurs utilisés avec les transistors au germanium, la température du radiateur étant en général au maximum de 60-70 °C à son point le plus chaud (point de fixation du transistor). Les radiateurs utilisés avec les transistors au silicium peuvent fonctionner à des températures beaucoup plus élevées, pour lesquelles l'approximation linéaire n'est plus valable; on ne peut alors définir utilement leur résistance thermique, à moins de parler d'une résistance moyenne, ou apparente, relative à la température à laquelle ils doivent normalement fonctionner.

Admettons l'approximation linéaire. De quoi dépendra la résistance thermique d'un radiateur? Elle dépendra essentiellement :

- des dimensions du radiateur;
- de l'état de surface de ce radiateur;
- de la nature du métal dont il est constitué;
- de sa disposition géométrique dans l'espace;
- de la ventilation naturelle ou forcée de ce radiateur.

Nous allons étudier ces paramètres séparément.

En ce qui concerne la *dimension* du radiateur, on pense en général d'abord à sa surface. Mais il ne faudrait pas négliger l'importance de son *épaisseur*. Celle-ci doit être suffisante pour que la chaleur circule facilement dans le radiateur, depuis le point de fixation du transistor jusque dans les endroits les plus éloignés, sans différence de température appréciable. Si nous avons utilisé, comme radiateur, une simple plaque plane coupée en carré, le transistor étant fixé en son centre, cette disposition, quoique parfaitement classique, n'est pas absolument logique. En effet, autour du centre on aurait intérêt à prendre un radiateur plus épais, la chaleur qui s'éloigne du point de fixation disposant d'une section plus faible pour gagner les coins de la plaque. On obtient une amélioration notable de l'efficacité

1. Signalons les lamelles d'oxyde de béryllium fondu, excellent isolant électrique, très bon conducteur thermique.

d'une telle plaque en superposant deux plaques carrées, la seconde ayant un côté égal au tiers ou au quart de la plaque principale, une épaisseur du même ordre ou légèrement supérieure, et étant fixée sur la plaque principale au moyen de la vis de fixation du transistor. On peut arriver à un résultat analogue en fixant, sur un radiateur de petite dimension réalisé en métal assez épais, des ailettes suffisamment grandes en métal plus mince. Il est également possible d'assurer un refroidissement efficace d'un transistor en utilisant la grande surface de contact que peut avoir une sorte de petit radiateur (qui est, plus exactement, un conducteur de chaleur intermédiaire), et une plaque assez mince de grandes dimensions dont le conducteur de chaleur peut être isolé électriquement par un mica. Nous avons rigoureusement condamné l'emploi du mica entre le transistor et le radiateur, en raison de la faible surface de contact du transistor, car la présence du mica entraîne l'apparition d'une résistance thermique supplémentaire importante. Il n'en va plus de même quand le mica en question a une grande surface et sépare un conducteur de chaleur (en épaisse tôle de cuivre) du capot de l'appareil par exemple. Ce capot fait alors office de radiateur, malgré qu'il soit isolé électriquement du collecteur du transistor.

Étant donné les surfaces importantes de radiateurs que l'on est souvent obligé d'utiliser, certains constructeurs ont jugé intéressant de replier ceux-ci en donnant à leurs extrémités des formes de tuyaux prismatiques ou polygonaux. Mais on réduit ainsi un peu l'efficacité du radiateur : les faces en regard ne peuvent plus dissiper de la chaleur par rayonnement.

En ce qui concerne l'état de surface du radiateur, nous avons déjà indiqué qu'on avait tout intérêt à ce que celui-ci soit peint en noir mat : du point de vue du rayonnement on y gagne énormément, du point de vue de la convection, cela ne change pas grand chose. Il existe des radiateurs en aluminium oxydé dont la surface réalise un mat parfait et une couleur relativement foncée favorisant le rayonnement.

Abordons la question de la *nature du métal*. Bien entendu le meilleur métal pour réaliser un radiateur est le cuivre; précisons qu'il s'agit du véritable cuivre (cuivre rouge) qu'une très légère quantité d'impuretés peut rendre beaucoup moins bon. Malheureusement ce métal, en voie de disparition, est coûteux et d'une densité assez élevée. Étant donné que la résistivité thermique de l'aluminium n'est pas tout à fait double de celle du cuivre, et que, d'autre part, la densité de l'aluminium est à peu près quatre fois plus faible que celle du cuivre, on en déduit qu'il est beaucoup plus intéressant de réaliser un radiateur pour transistor, les surfaces étant les mêmes, avec une tôle de 4 mm d'épaisseur en aluminium qu'avec une tôle de 2 mm d'épaisseur en cuivre. Cette dernière pèserait environ 2 fois plus lourd que la tôle en aluminium plus épaisse, elle serait aussi beaucoup plus de quatre fois plus chère. A notre avis, le métal de choix pour la réalisation des radiateurs de transistors est l'aluminium (aluminium pur, éventuellement métal coulé, mais pas des alliages du type bronze d'aluminium ou duralumin). Il faut surtout proscrire formellement l'utilisation du laiton pour les radiateurs de transistors.

Passons à la question de la *disposition géométrique* de la plaque qui sert de radiateur. On augmente beaucoup l'efficacité de celle-ci en la disposant verticalement de telle sorte que les filets d'air puissent lécher la plaque par ses deux faces. Il est également bon de vérifier qu'il n'y a pas sur le passage de l'air chaud, ou de l'air froid arrivant au contact de la plaque pour s'y échauffer, d'obstacle qui risque de gêner la circulation du fluide.

Enfin, pour la *ventilation*, on ignore en général à quel point cette dernière est efficace. Il suffit d'une petite turbine extrêmement peu coûteuse, envoyant sur une plaque de dimensions modestes un courant d'air qui semble peu important, pour transformer cette plaque en un excellent radiateur capable de dissiper les puissances élevées avec une faible élévation de température. C'est une solution que l'on emploie trop rarement. Évidemment, il faut tenir compte du fait que les ventilateurs sont rarement silencieux. Mais on peut toujours prévoir que ceux-ci ne seront mis en route, par l'intermédiaire d'un système comportant une thermistance fixée sur le boîtier du transistor, que si la température l'exige (augmentation de la puissance dissipée sur la jonction ou augmentation de la température ambiante). Il serait dommage de ne pas utiliser un petit ventilateur dont le prix ne dépasse pas une quinzaine de francs et de devoir, à cause de cela, employer un radiateur beaucoup plus grand qui en coûte au moins le double, ou utiliser un transistor prévu pour une puissance supérieure, auquel cas la perte financière serait encore plus sensible. Nous indiquerons dans les compléments en fin d'ouvrage deux réseaux de courbes permettant de calculer les résistances de convection et de rayonnement d'un radiateur donné. Les valeurs de ces deux résistances, mises en parallèle, donnent la résistance thermique globale du radiateur.

Comment utiliserons-nous les données précédentes pour calculer les possibilités d'un transistor de puissance? Supposons d'abord que nous connaissions la puissance que nous voulons pouvoir faire dissiper à la jonction collecteur. Soit W_0 cette puissance. Si nous décidons d'utiliser un transistor donné, par exemple au germanium, le constructeur nous indique la température maximale T_J de jonction que le transistor peut tolérer. La résistance thermique jonction-ambiance devra donc être inférieure à la valeur maximale :

$$R_{JA \max} = \frac{T_J - T_A}{W_0}$$

Le constructeur nous indique également, dans la notice du transistor, la valeur de la résistance thermique jonction-boîtier (R_{Jb}) de son transistor. La résistance thermique radiateur-ambiance devra donc être inférieure à

$$R_{Ja \max} - R_{Jb} - R_{br},$$

dans cette expression, R_{br} désigne la résistance thermique boîtier-radiateur : elle doit être considérée comme de l'ordre de 0,2 à 0,3 °C/W si l'on n'a pas utilisé de mica entre le transistor et le radiateur.

Il s'agit donc de réaliser un radiateur dont la résistance thermique soit inférieure à la valeur calculée d'après l'expression ci-dessus.

Prenons un exemple numérique. Soit le transistor 2N174, dont la notice nous indique qu'il supporte en permanence une température maximale de jonction $T_J = 90$ °C, et que sa résistance thermique jonction-boîtier est $R_{Jb} = 0,7$ °C/W. Nous voulons faire dissiper sur sa jonction une puissance W_0 de 20 W, ceci avec une température ambiante de $T_a = 30$ °C. La différence de température entre la jonction et l'ambiance sera donc de 60 °C, ce qui, pour écouler 20 W, représente une résistance thermique jonction-ambiance de 3 °C/W. Si nous admettons qu'il y a 0,3 °C/W de résistance thermique boîtier-radiateur, nous voyons que ce dernier doit avoir une résistance thermique, par rapport à l'ambiance, de 2,0 °C/W.

Il est facile de calculer que, lorsque le transistor dissipera ces 20 W sur le collecteur, une fois l'état de régime établi, la température du boîtier du transistor sera voisine de 76 °C (il est difficile de laisser les doigts dessus), et que celle du

radiateur sera de l'ordre de 70 °C. C'est donc à une température de radiateur d'environ 70 °C qu'il faut que celui-ci présente une résistance thermique de 2 °C/W par rapport à l'ambiance. On voit que, dans ce cas, une plaque d'aluminium carrée, de 15 cm de côté, de 2 mm d'épaisseur, peinte en noir mat sur ses deux côtés, et placée verticalement, convient à peu près pour le cas de ce transistor.

Il importe surtout de se rappeler que les calculs thermiques sur les transistors sont toujours *approximatifs* : les lois linéaires que l'on utilise ne sont que des lois approchées. En conséquence, il nous semble complètement inutile, dans le cas des transistors de puissance, de tenir compte du refroidissement du capot du transistor par l'air ambiant (parfaitement négligeable par rapport à l'action du radiateur) ou de la résistance thermique de conduction du radiateur par rapport à l'air ambiant (résistance thermique qui correspondrait à la chaleur s'écoulant du radiateur vers l'air ambiant si celui-ci était maintenu complètement immobile). Il faut toujours prendre un certain coefficient de sécurité dans les calculs des radiateurs, et il faut recourir à la ventilation dès que l'on a des doutes sur la possibilité de réaliser un radiateur suffisant.

5. — L'INERTIE THERMIQUE DE LA JONCTION, DU BOITIER ET DU RADIATEUR

Quand nous avons considéré, jusqu'à présent, la dissipation collecteur, nous avons supposé qu'elle était constante : il s'agissait par exemple d'un courant continu et d'une tension continue. Mais, en général, les transistors sont utilisés avec un courant de collecteur qui varie plus ou moins vite. Doit-on considérer la valeur *maximale* ou la valeur *moyenne* de la dissipation de la jonction collecteur ? C'est ce que nous allons voir.

Quand la jonction d'un transistor s'échauffe, la chaleur s'écoule vers le boîtier, puis de celui-ci vers le radiateur éventuel. Nous avons vu plus haut que la quasi-totalité de la résistance thermique était située, dans le cas d'un transistor de puissance au germanium, dans la mince couche d'indium qui sert en même temps de collecteur. Dans le cas d'un transistor mesa ou planar, c'est aussi une petite couche qui présente la résistance thermique la plus élevée entre la jonction et le boîtier. On peut donc en déduire ceci : quand on commence à faire dissiper de la puissance à un transistor, la jonction s'échauffe extrêmement vite. Des mesures ont montré que l'inertie thermique de la jonction proprement dite était souvent voisine d'une dizaine de millisecondes. En revanche, le boîtier (surtout celui des transistors de puissance) et principalement le radiateur peuvent avoir des inerties thermiques qui sont beaucoup plus considérables. Quand on commence à faire dissiper de la puissance à un transistor de puissance monté sur son radiateur, il peut se passer près d'un quart d'heure avant que ce dernier ait pris sa température de régime. Les quantités de chaleur accumulées par les masses métalliques du boîtier et du radiateur peuvent être assimilées aux quantités d'électricité que l'on peut stocker dans des condensateurs. Dans le tableau que nous avons indiqué plus haut, nous avons précisé la notion de capacité thermique : nous avons indiqué qu'on la définissait en « Farads thermiques » (F_t) et qu'elle se chiffrait en joules par degré. Un corps dont la chaleur spécifique est n et dont la masse en grammes est p aura une capacité thermique, d'après cette définition, égale à : $0,24 p \cdot n$. Le coefficient 0,24 vient de la conversion des calories en joules.

C'est ainsi qu'une masse de cuivre de 40 g (la chaleur spécifique du cuivre valant environ 0,1) aura une capacité thermique de l'ordre de : 1 Ft.

L'équivalent électrique du circuit thermique d'un transistor de puissance est donc approximativement celui que représente la figure 62. On voit sur cette figure qu'une source (du type source d'intensité) débite W_c (dissipation collecteur) de la jonction vers l'ambiance. La jonction j , à la température T_J , est reliée à la masse par la capacité thermique de jonction C_J ; la résistance jonction-boîtier R_{JB} lie la jonction au boîtier, et ce dernier, à la température T_b , est lié d'une part à

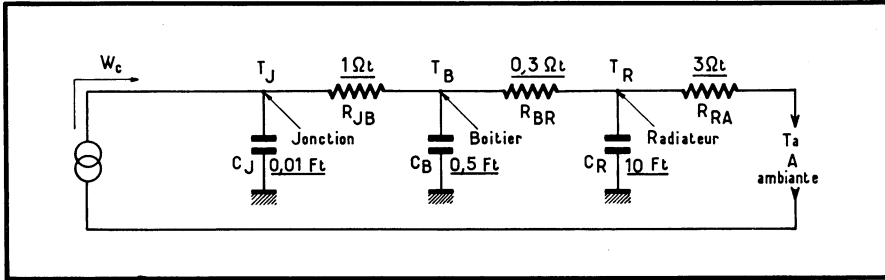


Fig. 62. — Les différentes capacités calorifiques des masses métalliques (ou semiconductrices) de l'ensemble constitué par un transistor et son radiateur peuvent être symbolisées, sur le schéma équivalent électrique, par des condensateurs. Les valeurs soulignées correspondent à un cas pratique pris comme exemple.

la masse par la capacité thermique C_b du boîtier, et d'autre part au radiateur par la résistance thermique R_{br} ; le radiateur (température T_r) est relié à la masse par sa capacité thermique C_r . En réalité, on sera conduit à une estimation suffisante en négligeant en première approximation la résistance R_{br} , et en supposant que les condensateurs C_b et C_r sont directement en parallèle.

Nous devons une certaine explication au sujet du symbole « masse » employé dans la figure 62 : la température d'un corps ayant une certaine inertie thermique est, de ce fait, stabilisée par rapport au reste de l'Univers, et non pas par rapport à l'ambiance. Il serait donc incorrect dans le schéma de la figure 62, de relier les armatures inférieures des trois condensateurs au point A.

Supposons que la source de « courant thermique », W_c , comporte une composante alternative. Si celle-ci est à fréquence extrêmement faible (une période par heure, par exemple) nous considérerons à chaque instant qu'il s'agit d'un régime continu. Si la composante alternative a une fréquence plus grande (quelques périodes par seconde), l'inertie thermique du radiateur et du boîtier pourra être considérée comme grande par rapport à la période de la variation de ce courant thermique. Par contre, tant que la fréquence de cette variation n'est pas grande par rapport à l'inertie thermique de la jonction, celle-ci devra être considérée comme suivant les variations de température consécutives aux variations d'écoulement thermique.

Pour préciser un peu plus ces données, nous avons, sur la figure 62, souligné les valeurs numériques correspondant à un cas voisin des applications pratiques usuelles. Nous supposons, en première approximation, que la résistance thermique boîtier-radiateur (R_{br}) est négligeable. Le boîtier et le radiateur ne feront donc qu'un. La constante de temps correspondant à l'inertie thermique de la jonction seule est égale au produit $C_J R_{JB}$, ce qui, avec des unités cohérentes, donne : 0,01 s.

En revanche, la constante de temps radiateur-ambiance est égale au produit de la somme des capacités thermiques C_b et C_r par la résistance thermique radiateur-ambiance R_{ra} , soit environ 30 s. Comme dans tout système R-C, il faut environ trois fois la constante de temps pour atteindre la valeur de régime à 5 % près, on voit que la jonction atteindra la sienne au bout de 30 ms, tandis que l'ensemble du radiateur et du boîtier demanderont, pour arriver à 5 % près de leur température de régime, un temps d'une minute et demie. Si la source de courant thermique de la figure 62 comporte une composante alternative dont la fréquence est supérieure à 50 Hz, à cette fréquence et au-dessus l'impédance du condensateur C_j est faible par rapport à R_{j_b} et aux autres résistances. On peut donc dire que la plus grande partie de cette composante alternative passe dans C_j , autrement dit, en langage thermique, que l'inertie thermique de la jonction est suffisante pour maintenir à peu près constante la température de cette dernière.

Pour des fréquences notablement inférieures à 50 Hz, mais supérieures à 0,01 Hz (une période en 100 secondes), l'impédance de C_r reste toujours faible par rapport à R_{ra} . Autrement dit, pour ces fréquences, on peut calculer le radiateur comme si sa température demeurerait constante. En revanche, en ce qui concerne la jonction, il faut regarder la valeur de l'impédance de C_j à la fréquence considérée. Si, par exemple, cette fréquence est de 0,1 Hz, l'impédance de C_j est alors de 160 Ω , donc tout se passe comme si C_j n'existait plus. A ces fréquences on n'a plus à tenir compte de l'inertie thermique de jonction : la température de jonction est à chaque instant la somme de celle du radiateur (maintenue constante par l'inertie thermique de ce dernier) et du produit par $R_{j_b} + R_{b_r}$ de la puissance W_c à l'instant considéré.

Supposons, par exemple, que nous voulions faire dissiper au transistor dont les constantes thermiques sont soulignées sur la figure 62, une puissance de 30 W pendant 1 seconde toutes les 10 secondes. La puissance moyenne, celle qui nous intéresse pour la détermination du radiateur, sera de 3 W : le radiateur sera donc à $3 \times 3 = 9^\circ\text{C}$ au-dessus de l'ambiance. Si cette dernière est, par exemple, de 30°C , le radiateur sera à 39°C . Par contre, en ce qui concerne la jonction, sa température sera, elle aussi, de 39°C pendant 90 % du temps (les 9 secondes où le transistor est bloqué), mais elle montera à : $39 + (1 + 0,2) 30 = 75^\circ\text{C}$ quand le transistor débitera.

Il reste à traiter le problème du fonctionnement en impulsions, encore que l'exemple ci-dessus soit un cas de fonctionnement de ce type. Nous ne nous intéresserons donc qu'aux cas d'impulsions de courte durée par rapport à l'inertie thermique de jonction.

Autrement dit, toujours avec le même transistor, en supposant que sa jonction puisse supporter 90°C et que l'ambiance soit à 30°C , nous cherchons quelle est la puissance des impulsions que l'on peut faire débiter sur le collecteur, chaque impulsion durant 1 ms et la fréquence moyenne de répétition des impulsions étant de 50 Hz.

La période de répétition des impulsions étant de 200 ms, la puissance moyenne dissipée sera 200 fois plus petite que la puissance de crête. On peut donc en conclure que le radiateur restera à une température voisine de l'ambiance. Quelle sera la température de la jonction? Dans la mesure où une milliseconde est un temps court par rapport à l'inertie thermique de jonction, nous nous préoccuperons uniquement du condensateur C_j . Celui-ci, chargé par un « courant thermique » constant, va voir sa « charge » augmenter suivant une loi linéaire pendant cette milliseconde. Nous pourrions pratiquement tolérer une élévation de température

entre jonction et boîtier de 60 °C, le boîtier étant, comme le radiateur, sensiblement à la température ambiante de 30 °C. De même que, pour charger un condensateur de 0,01 F à une tension de 60 V en un temps de 1 ms, il faut (le calcul est très facile à faire) un courant de 600 A, de même nous dirons que notre jonction peut théoriquement supporter une puissance de crête de 600 W. La puissance moyenne correspondante, deux cent fois plus faible, sera de 3 W : cela représente tout de même une élévation de température d'environ 9° du radiateur par rapport à l'ambiance, et nous amène à réduire un petit peu cette valeur maximale de 600 W.

Il faudrait toutefois se montrer méfiant si le calcul indiquait une valeur de crête aussi grande : certains phénomènes parasites peuvent intervenir et il sera bon de procéder à des essais en accroissant assez progressivement la puissance crête; quoi qu'il en soit, avec des impulsions très courtes, on peut utiliser une puissance de crête assez élevée (voisine de celle qu'indiquent les résultats du calcul).

6. — QUELQUES DÉTAILS CONCERNANT LES PROBLÈMES THERMIQUES

Dans les recueils de caractéristiques de transistors, on trouve quelquefois, pour un transistor de puissance, l'indication « transistor de 60 W ». Fort heureusement, le constructeur ne s'en tient pas à cette indication car elle ne signifie pas grand chose : elle représente, en général, la puissance que l'on pourrait faire débiter à la jonction collecteur du transistor, si l'on arrivait à maintenir le boîtier de ce dernier à 25 °C. Autrement dit, c'est la puissance dissipable avec radiateur infini. Elle est liée à la résistance thermique jonction-boîtier par la relation :

$$W = \frac{T_{j\max} - 25}{R_{jb}}$$

On trouve, dans le commerce, de grands radiateurs spécialement prévus pour les transistors. Il y en a beaucoup d'espèces. Nous préférons les modèles en aluminium coulé, assez épais, munis d'ailettes, particulièrement efficaces en cas de ventilation forcée. En revanche, nous conseillons de limiter aux équipements strictement professionnels les blindages spéciaux en aluminium rectifiés, remarquablement réalisés et recouverts d'une couche noire mate qui est en même temps un isolant électrique (sans présenter les inconvénients du mica), mais qui sont extrêmement coûteux.

Nous conseillons très vivement, par contre, l'usage des petits radiateurs pour les transistors en boîtiers TO 5 : il y en a deux espèces, représentées sur la figure 63. Le modèle *a* est prévu pour être fixé par une vis sur un châssis. C'est principalement par conduction vers ce dernier qu'il soutire la chaleur du boîtier. Le matériau dont il est constitué, oxydé anodiquement, n'est pas mis en contact électrique avec le boîtier du transistor. Le type *b* est principalement prévu pour les transistors montés sur des circuits imprimés : il se place sur le boîtier et permet un refroidissement de celui-ci par convection au moyen de l'air qui passe dans les pales de l'hélice qui surmonte le radiateur. Ces radiateurs simplifiés sont très efficaces, surtout dans le cas des petits transistors au silicium, qui peuvent supporter, par exemple, une dissipation collecteur de :

0,6 W avec le boîtier à l'air libre;

1,3 W avec le boîtier à 60 ou 70 °C

(ce que l'on obtient facilement avec ces petits radiateurs.)

Indiquons pour terminer, puisque les calculs portant sur les refroidissements de transistors sont toujours approximatifs, comment on peut vérifier si un transistor donné est correctement utilisé.

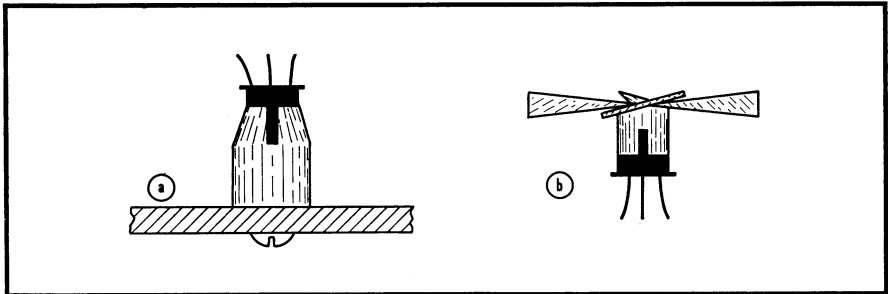


Fig. 63. — Petits radiateurs améliorant nettement les possibilités de dissipation collecteur des transistors en boîtier TO-5 (surtout pour les transistors au silicium). Le type *a* se fixe sur un châssis, le type *b*, en forme d'hélice, peut être utilisé dans les montages sur circuits imprimés.

Pour cela la meilleure solution consiste à mesurer la température de son boîtier, et éventuellement celle du radiateur. Cette mesure n'est pas aussi simple qu'on le croirait, le thermomètre à mercure classique étant mal adapté à cet usage, en raison de la grande dimension de son réservoir. Il est préférable de réaliser un thermomètre à thermistance (résistance à coefficient de température négatif, C.T.N.), selon le schéma indiqué sur la figure 64. La résistance C.T.N. utilisée est un modèle valant $10\text{ k}\Omega$ à 20°C . La partie efficace de la résistance, de très petites dimensions (environ $0,5\text{ mm}$ de diamètre), est placée à l'extrémité d'un tube de verre. Le diviseur de tension formé par R_2 d'une part et $R_1 + P$ d'autre part, permet de maintenir entre les points A et B une différence de potentiel voisine de $0,32\text{ V}$.

En position 1 du commutateur K, le circuit de la pile est ouvert. En position 2, la tension entre A et B est appliquée au galvanomètre G (du type $100\ \mu\text{A}$), à travers la résistance R_3 . Celle-ci est choisie de telle sorte que la déviation du galvanomètre soit maximale pour une tension entre A et B de $0,32\text{ V}$. C'est dans cette position du commutateur K que l'on ajuste le potentiomètre P pour amener le galvanomètre G exactement en fin d'échelle : il s'agit d'un tarage destiné à compenser l'usure éventuelle de la pile. En position 3, le galvanomètre se trouve branché en série avec la résistance C.T.N. On peut réaliser un cadran spécial pour le galvanomètre, directement gradué en température d'après un étalonnage préalable, ou se contenter d'utiliser une table de conversion des microampères aux degrés Celsius.

Pour étalonner le thermomètre en question, la meilleure solution consiste à le comparer avec un bon thermomètre à mercure de physique. On attache le tube de verre de la C.T.N. à la tige du thermomètre à mercure (bracelet de caoutchouc ou ruban adhésif), la partie sensible de la thermistance étant au niveau du réservoir du thermomètre à mercure. On utilise ensuite une grande casserole pleine d'eau que l'on a amenée à ébullition, et on y trempe l'ensemble (thermomètre et thermistance), en remuant régulièrement; on relève ensuite les courants correspondant aux différentes températures. Il est nettement préférable, en effet, de procéder en température décroissante. Si la casserole était sur une flamme de

gaz, les hétérogénéités de température dans l'eau pourraient conduire à des mesures erronées.

A titre indicatif, les chiffres relevés par l'auteur lors de cet étalonnage ont été les suivants :

t (°C)	10	20	35	50	60	70	80	90
i (μ A)	16	20	30	41	50	60	70	83

Bien entendu, ces chiffres sont valables pour une C.T.N. déterminée et ne le seront pas pour une autre : ils constituent cependant un ordre de grandeur commode.

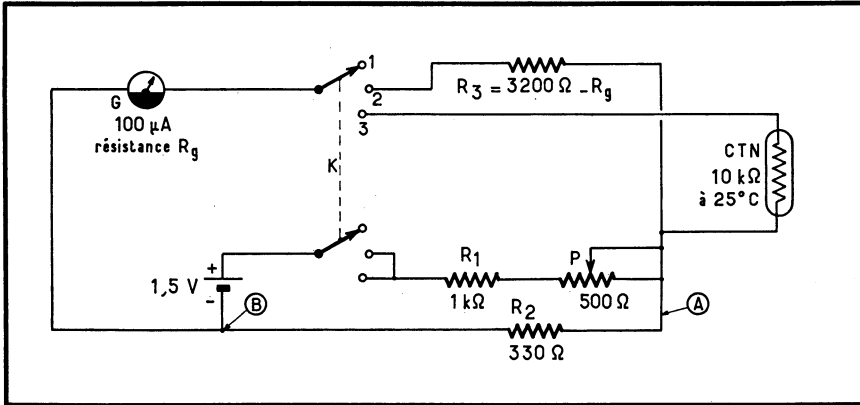


Fig. 64. — Thermomètre très simple utilisant une résistance à Coefficient de Température Négatif. En position 2 de K, on tare l'ensemble, par ajustage de P, pour amener G à la pleine déviation.

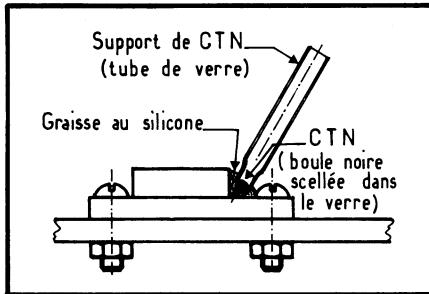


Fig. 65. — Pour utiliser le thermomètre de la figure 64, préalablement étalonné, on met le bout de la sonde en contact avec le boîtier du transistor, près du capot, avec interposition d'une goutte de graisse au silicone pour améliorer le contact thermique.

Pour mesurer la température du boîtier du transistor, on procède comme le montre la figure 65. La partie sensible de la sonde à CTN, qui est une toute petite boule noire au bout du tube de verre est à placer en contact avec l'embase du transistor, juste à l'endroit où elle rejoint le capot. Pour améliorer le contact thermique entre l'extrémité du tube qui porte la C.T.N. et le point où l'on veut mesurer la température, il est bon de placer un petit peu de graisse au silicone à l'endroit correspondant. Si l'on connaît la température du boîtier du transistor, et comme il est facile de mesurer la puissance dissipée sur la jonction, on en déduit facilement la température de cette dernière : on sait alors si le radiateur a été convenablement dimensionné.

CHAPITRE IV

ÉTAGES AMPLIFICATEURS EN ÉMETTEUR COMMUN

Notre but n'étant que très accessoirement l'étude des circuits radio, nous passerons assez rapidement sur l'étude de ces étages amplificateurs. Nous nous contenterons de donner quelques détails sur la façon dont on compense l'effet de la température, ainsi que sur la réalisation des liaisons continues; nous donnerons aussi quelques détails sur le problème de l'étage de sortie, l'élargissement de la bande passante du côté haute fréquence, et des amplificateurs à bande étroite (accordés).

1. — ÉTAGES A COUPLAGES ALTERNATIFS

Le schéma typique d'un étage à couplage alternatif monté en émetteur commun est celui que nous avons indiqué sur la figure 55. Quand on réalise plusieurs étages de ce type en cascade, on trouve quelquefois une amplification par étage assez réduite. Pourquoi? Tout simplement parce que l'impédance d'entrée de l'étage suivant, relativement faible, vient en shunt sur la résistance R de charge collecteur : le gain de l'étage se trouve donc nettement diminué.

Prenons un exemple numérique. Nous supposons que nous utilisons, dans le montage de la figure 55, le transistor défini sur les figures 12 et 13, avec $R_4 = 18\text{ k}\Omega$, $R_3 = 8,2\text{ k}\Omega$, $R_1 = 2,2\text{ k}\Omega$ et une résistance de collecteur R de $2,7\text{ k}\Omega$. Le courant moyen d'émetteur est de l'ordre de $1,5\text{ mA}$. Dans ces conditions, la résistance d'entrée du montage est celle que l'on obtient en mettant en parallèle R_4 , R_3 et le h_{11e} du transistor ($800\ \Omega$). Le tout, mis en parallèle, donne environ $700\ \Omega$. Si nous utilisons un second étage identique au premier, attaqué depuis le collecteur du premier par un condensateur C dont nous estimerons la capacité suffisante, nous voyons que la charge collecteur du premier ne sera pas, du point de

vue alternatif, la valeur $2,7 \text{ k}\Omega$, mais celle qui correspond à $2,7 \text{ k}\Omega$ en parallèle sur 700Ω , soit environ 555Ω . Le gain du premier étage est donc 3,9 fois plus petit que si celui-ci fonctionnait tout seul (perte d'environ 12 dB). La pente du transistor est, on le sait, de : $35 \times I_c$. Ici, cela nous donne 50 mA/V. Nous aurons donc, avec une telle pente et $0,7 \text{ k}\Omega$ de charge collecteur un gain en tension de : $50 \times 0,7 = 35$.

Si nous n'avions pas placé le second étage identique après le premier, le gain de celui-ci aurait été 3,9 fois plus grand, autrement dit un peu supérieur à 135. Dans ces calculs, nous n'avons pas tenu compte de la résistance propre de sortie du transistor $1/h_{22e}$ car cette dernière est de l'ordre de $20 \text{ k}\Omega$; il n'y a donc pas lieu de s'en occuper quand elle est shuntée par des valeurs aussi faibles que $2,7 \text{ k}\Omega$, et, a fortiori, $0,7 \text{ k}\Omega$.

Il y a donc une mauvaise adaptation d'impédance entre la sortie d'un étage E.C. et l'entrée de l'étage suivant. On aurait une adaptation excellente au moyen d'un transformateur et cela se fait. On a beaucoup perfectionné la technologie des petits transformateurs de liaison dans les amplificateurs à transistors, et l'on arrive ainsi à obtenir des gains en tensions importants par étage. Mais, quand on veut éviter l'utilisation de ces instruments (généreusement pourvus de défauts : encombrement, prix, poids, collecte de champ parasite...), on est bien obligé de se contenter des impédances dont on dispose.

Il y a cependant un moyen d'augmenter l'impédance d'entrée d'un étage. Nous avons vu en effet, selon le principe n° 12, que toute impédance placée entre l'émetteur et la masse dans un montage émetteur commun se retrouve, multipliée par β , ajoutée à l'impédance d'entrée. Si, par exemple, nous avons placé entre émetteur et masse une résistance non découplée, d'une valeur de 100Ω , cela reviendrait à augmenter l'impédance d'entrée du transistor de : $40 \times 100 = 4\,000 \Omega$. Celle-ci passerait donc, en ce qui concerne le transistor proprement dit, à $4,8 \text{ k}\Omega$. Comme elle est parallèle avec R_4 et R_3 dans le montage, il nous resterait environ $2,7 \text{ k}\Omega$. Cette valeur, mise en parallèle avec la résistance de charge collecteur du premier étage, la diminue seulement de moitié : l'effet sur le gain est le même (perte de 6 dB). Le tout est monté comme l'indique la figure 66. Il ne faut toutefois pas oublier que la présence de la résistance R_5 a réduit la pente du second transistor à une valeur s' , donnée, par rapport à s , par l'expression :

$$s' = \frac{s}{1 + s R_5}$$

ce qui revient à peu près à diviser par sept la pente du second étage, celle-ci tombant environ à : $s' = 7 \text{ mA/V}$. Par contre, la présence de la résistance R_5 a amené les avantages inhérents à la contre-réaction : amélioration de la linéarité et diminution des distorsions.

Dans le montage de la figure 66, calculons la valeur minimale du condensateur de liaison C_3 . On pense, en général, qu'il doit avoir, à la plus basse fréquence à transmettre, une impédance faible par rapport à la résistance d'entrée du deuxième étage. C'est un raisonnement faux. Il faut, en effet, que cette impédance minimale soit faible par rapport à la somme de la résistance du deuxième étage et de la résistance de sortie du premier. On le voit clairement sur le schéma simplifié de la figure 67, le premier étage ayant une force électromotrice e et une résistance interne Z_{s1} , le second étage représentant une résistance d'entrée Z_{a2} . Les deux impédances Z_{s1} et Z_{a2} (toutes deux d'environ $2,7 \text{ k}\Omega$ dans l'exemple numérique de la figure 66) sont bien en *série* dans le circuit alimenté par la force électromo-

trice e . Si nous voulons que l'atténuation soit de 3 dB à 20 Hz, il suffira donc que C_3 ait une capacité de $1,5 \mu\text{F}$, l'impédance de C_3 à 20 Hz étant seulement de $5,3 \text{ k}\Omega$ dans ce cas.

La présence de la résistance R_5 en série dans l'émetteur du second transistor ne modifie pas d'une façon sensible la polarisation de ce dernier. Il serait possible de supprimer la résistance de polarisation R_1 du second transistor, autrement dit de réaliser un étage comme celui qui est schématisé sur la figure 68. On voit que la résistance d'émetteur vaut environ le dixième de la résistance collecteur : pour un fonctionnement normal en classe A, il faut donc que le potentiel de l'émetteur soit à peu près un vingtième de la tension d'alimentation. La stabilisation par rapport à la température est plutôt médiocre, mais le gain de l'ensemble est très voisin de 10 l'impédance d'entrée de l'ordre de $15 \text{ k}\Omega$, l'impédance de sortie de $10 \text{ k}\Omega$. Ces trois dernières caractéristiques sont à peu près invariables quand on remplace le transistor par un autre. Les valeurs relativement élevées des impédances d'entrée et de sortie autorisent l'emploi de condensateurs de liaison d'une capacité minime.

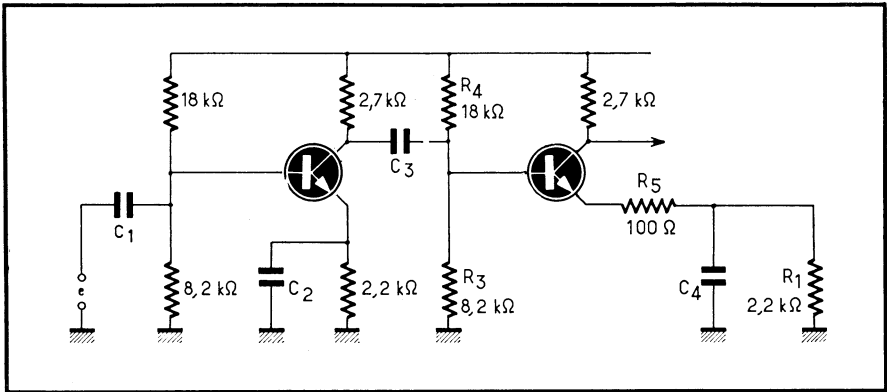
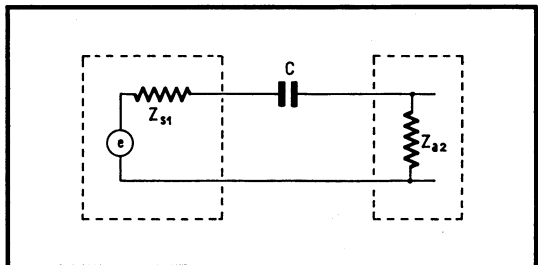


Fig. 66. — En réalisant deux étages analogues en cascade, l'impédance d'entrée faible du deuxième vient en shunt sur l'impédance de charge collecteur du premier et réduit son gain. La présence de la résistance R_5 non découplée augmente beaucoup l'impédance d'entrée du second étage (mais elle diminue le gain de celui-ci).

Fig. 67. — Pour déterminer la valeur minimale du condensateur de liaison C_3 , il faut tenir compte de l'impédance d'entrée Z_{a2} du second étage comme si elle était en série avec l'impédance de sortie Z_{s1} du premier.



Nous allons examiner maintenant, à propos du montage émetteur commun à couplages alternatifs, le problème de l'influence de la température sur les montages à transistors.

Comment la température agit-elle sur les transistors ?

Elle a essentiellement trois effets :

1° elle augmente le courant de fuite $I_{c_{b_0}}$, celui-ci étant multiplié par deux

chaque fois que la température s'accroît d'environ $11\text{ }^{\circ}\text{C}$ (germanium) ou $8\text{ }^{\circ}\text{C}$ (silicium);

2° elle modifie la tension base-émetteur, celle-ci diminuant environ de $2,5\text{ mV}/^{\circ}\text{C}$, aussi bien dans le germanium (où la tension base-émetteur est voisine de $0,2\text{ V}$) que dans le silicium (où la tension base-émetteur est voisine de $0,6\text{ V}$);

3° elle modifie la valeur du β , cette action étant surtout sensible dans les transistors au silicium, et tout particulièrement dans les températures basses.

La modification du coefficient β est en général indiquée par le constructeur.

Les lecteurs trouveront dans de nombreux ouvrages des calculs utilisant le coefficient S. Il s'agit d'un coefficient qui relie les variations du courant collecteur, dans un montage déterminé, aux variations du coefficient α en fonction de la température. Personnellement, nous n'aimons pas du tout les calculs réalisés au moyen de ce coefficient : ils sont compliqués et relativement peu utilisables.

Fig. 68. — Cet étage amplificateur, en raison de la grande contre-réaction d'émetteur dont il est pourvu, a un gain voisin de 10 avec n'importe quel transistor. La stabilisation en température est médiocre, mais l'impédance d'entrée est assez élevée (environ $15\text{ k}\Omega$).

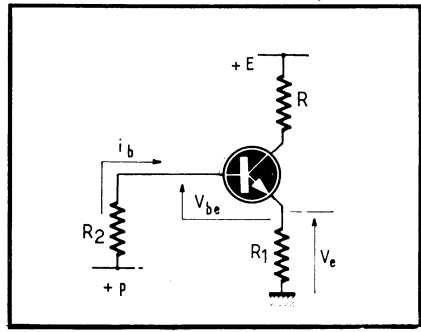
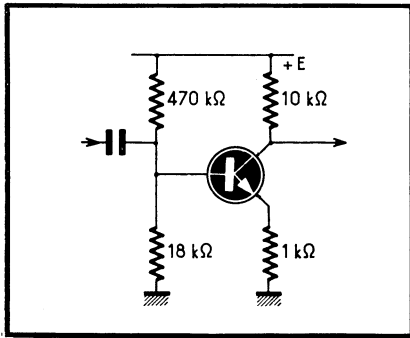


Fig. 69. — Pour étudier l'influence de la température sur un étage émetteur commun monté comme celui de la figure 55, on suppose la base alimentée depuis une tension p par une résistance R_2 (transformation de Thévenin). On calculera la tension d'émetteur V_e en tenant compte de la chute dans R_2 ($R_2 i_b$) et de la tension V_{be} , toutes deux affectées par la température.

Il nous semble plus facile d'envisager les cas extrêmes. Si, par exemple, on désire que le montage fonctionne dans certaines conditions pour une gamme de température comprise entre $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$, on fera le calcul des conditions de fonctionnement du montage avec les constantes qui correspondent à $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ et on le refera avec celles qui correspondent à $+60\text{ }^{\circ}\text{C}$: la comparaison indiquera l'écart des conditions. De toute façon, comme nous l'avons indiqué plus haut, pour faire fonctionner un transistor d'une façon aussi indépendante que possible de la température, il faut **IMPOSER LE COURANT D'ÉMETTEUR**. D'autre part, plus la résistance interne en continu de la source qui attaque la base du transistor est réduite, meilleure sera la stabilité : la variation du courant de base, traversant cette résistance, ne provoquera qu'une variation faible de la tension de base.

Quand on a affaire à un montage émetteur commun du type de celui de la figure 55, on commence par le transformer, par transformation de THEVENIN en un montage analogue à celui de la figure 54. Nous reproduisons cette dernière,

en éliminant le condensateur de découplage d'émetteur C et la source d'attaque de la base sur la figure 69. En effet, pour l'étude de l'influence de la température, nous nous contentons de calculer les variations du point de repos. Nous allons supposer, pour faire les calculs, que chacun des effets perturbateurs de la température agit individuellement, l'effet global étant la somme des trois effets partiels. En réalité, l'interaction de ces effets fait que la perturbation totale sera plus faible que celle que nous allons calculer.

La tension d'émetteur V_e étant voisine de p , le courant d'émetteur (et de collecteur) sera voisin de p/R_1 , le courant de base étant voisin de $p/\beta R_1$. Le potentiel d'émetteur V_e sera de $V_e = p - R_2 I_b - V_{be}$. La température agira sur les deuxième et troisième termes de V_e . La consultation des tables données par le constructeur nous apprend, par exemple, que le β du transistor utilisé, par rapport à sa valeur nominale à 25 °C, ne vaut plus que 70 % de cette valeur à -10 °C; en revanche, il est supérieur de 35 % à sa valeur nominale à la température de 60 °C. D'autre part la consultation de ces tables, ou l'indication que nous avons donnée correspondant à la variation de -2,5 mV par degré, nous indique que la tension base-émetteur variera d'environ 200 mV entre -10 °C et +60 °C. Si, à cette dernière température, elle est seulement de 10 mV, elle sera donc de 210 mV à -10 °C.

Les équations précédentes et les valeurs indiquées nous permettent donc de voir que le potentiel V_e d'émetteur variera suivant les températures entre les valeurs :

$$(V_e)_{\max} = p - R_2 \frac{p}{1,35 \beta R_1} - 0,01 \text{ (ceci à la température de } 60 \text{ }^\circ\text{C),}$$

et :

$$(V_e)_{\min} = p - R_2 \frac{p}{0,7 \beta R_1} - 0,21 \text{ (ceci à la température de } -10 \text{ }^\circ\text{C).}$$

On voit que, pour faire ce calcul, nous avons supposé, pour l'évaluation du courant base, que le courant d'émetteur était voisin de p/R_1 . Comme il s'agit d'estimer l'importance d'une perturbation, nous pouvons nous permettre une approximation. On arriverait à quelque chose d'un peu plus précis en choisissant comme valeur moyenne de courant d'émetteur celle qui correspond exactement au fonctionnement à 25 °C.

La variation trouvée de la tension d'émetteur nous permet de connaître la variation du courant d'émetteur, en divisant la première par R_1 .

Jusqu'ici, nous n'avons pas tenu compte de la variation du courant de fuite I_{cb_0} . En effet, notre calcul nous indique seulement la variation du courant d'émetteur du transistor.

Entre +25 °C et +60 °C, la température augmente à peu près de trois fois 11 °C. Nous pourrions donc admettre que le courant I_{cb_0} à 60 °C est $2^3 = 8$ fois plus grand qu'à 25 °C. Quant au courant I_{cb_0} à -10 °C, nous pourrions parfaitement considérer qu'il est négligeable.

En première approximation, nous pourrions donc considérer qu'à la variation de courant d'émetteur trouvée par les calculs ci-dessus s'ajoute 8 fois I_{cb_0} pour obtenir la variation de courant collecteur. Ceci est également approximatif, car il faudrait tenir compte du coefficient α .

Nous voulons d'ailleurs, à ce propos, indiquer que ce coefficient α , que nous considérons presque toujours comme égal à l'unité, ne se mesure pas, contrairement à ce que croient beaucoup de personnes. En effet, en mesurant les variations

du courant collecteur et du courant émetteur d'un transistor, on commettrait, pour chacune de ces mesures, une erreur d'au moins 1 % (en supposant qu'il s'agisse d'excellents instruments de mesure); le quotient de ces deux variations serait donc défini avec une précision de 2 % : il ne présente aucun intérêt, puisque c'est la différence entre α et l'unité qui est la seule grandeur vraiment intéressante, et que α est souvent beaucoup plus proche de l'unité que 0,98. Dans ce cas, une erreur de 2 % sur α peut aussi bien nous donner une valeur de 0,96 (soit une valeur de β moitié moindre que sa valeur réelle), soit aussi une valeur égale ou même supérieure à l'unité, ce qui est absurde.

Si nous voulons, malgré tout, tenir compte de l'écart entre ce coefficient α et l'unité, nous calculerons les valeurs extrêmes du courant de collecteur par les deux expressions qui suivent :

$$(I_c)_{\max} = (I_e)_{\max} \frac{1,35\beta + 1}{1,35\beta} + 8 I_{cb_0}$$

cette valeur étant valable pour la température de 60 °C, le courant d'émetteur utilisé $(I_e)_{\max}$ étant la valeur maximale calculée à partir de l'expression vue plus haut; la valeur minimale de courant de collecteur, valable pour -10 °C, sera :

$$(I_c)_{\min} = (I_e)_{\min} \frac{0,7\beta}{0,7\beta + 1}$$

Dans ces deux expressions, le coefficient β désigne la valeur nominale pour la température de 25 °C.

Ce type de calcul montre la manière de procéder pour étudier l'influence de la température sur un montage à transistors, en tenant compte de la façon dont elle modifie le coefficient β , la tension base-émetteur et le courant de fuite I_{cb_0} .

On utilise souvent ces déterminations de valeurs extrêmes pour y introduire en même temps les dispersions éventuelles dues aux dispersions de caractéristiques nominales du transistor utilisé. C'est ainsi que l'on pourrait remplacer utilement $1,35\beta$ par le produit par 1,35 de la valeur maximale du β à 25 °C de tous les transistors de ce type. Par contre, on remplacerait $0,7\beta$ par le produit par 0,7 de la valeur minimale du β pour tous les transistors du type considéré. Si, par exemple, le constructeur nous indique que, pour le type de transistor utilisé, le β à 25 °C peut être compris entre 30 et 65, nous remplacerons dans les expressions ci-dessus $0,7\beta$ par :

$$0,7 \times 30 = 21,$$

et nous remplacerons $1,35\beta$ par :

$$1,35 \times 65 = 88.$$

Nous procéderons de même en tenant compte des tolérances de dispersion sur la valeur nominale de I_{cb_0} , en considérant toujours que ce courant de fuite est nul aux basses températures, et qu'il est obtenu, aux hautes températures, à partir de la valeur maximale de dispersion valable pour 25 °C. Dans le cas d'une réalisation industrielle, on doit également tenir compte des dispersions sur les valeurs des résistances. C'est ainsi que, par exemple, si les résistances R_3 et R_4 de la figure 55 ont été choisies avec une tolérance de $\pm 5\%$, le potentiel p est déterminé avec une tolérance de $\pm 10\%$. Il faudra donc ne pas l'oublier et utiliser, dans les calculs des courants maximal et minimal d'émetteur, les valeurs de p qui correspondent aux plus grandes dispersions. Il faudra encore une fois en pos-

session des valeurs extrêmes de V_e , tenir compte du fait que la résistance d'émetteur, R_1 , est, elle aussi, connue avec une précision de $\pm 5\%$. On obtiendra le courant maximal d'émetteur en divisant la tension maximale par (R_1 nominal -5%) tandis que le courant minimal d'émetteur sera le résultat de la division de la tension minimale d'émetteur par (R_1 nominal $+5\%$).

En accumulant ainsi les possibilités de dispersion (influence de la température, dispersion des caractéristiques de transistors et tolérance sur les résistances), on arrive à des dispersions possibles des conditions de fonctionnement assez élevées, ou qui conduisent à des conditions initiales assez sévères. Mais c'est à ce prix seulement que l'on peut garantir que l'étage amplificateur, équipé d'un transistor quelconque de la série et de résistances non sélectionnées, donnera les performances comprises entre les valeurs extrêmes que l'on a calculées.

Signalons pour terminer qu'il existe d'autres méthodes pour stabiliser le point moyen de fonctionnement d'un étage émetteur commun. C'est ainsi que l'on rencontre, par exemple, le montage représenté sur la figure 70. Dans ce montage, le courant de base du transistor est fourni par les résistances R_2 et R_3 depuis le collecteur. Si, pour une raison quelconque (élévation de la température par exemple) le courant de collecteur avait tendance à augmenter, la tension de collecteur baisserait : le courant de base du transistor en ferait donc autant, luttant contre la perturbation initiale. La résistance allant du collecteur à l'émetteur a été fractionnée en deux parties à peu près égales, le point commun étant découplé par le condensateur C_1 . On pourrait à la rigueur supprimer R_3 et C_1 en augmentant la valeur de R_2 ; mais on introduirait alors une contre-réaction entre la sortie et l'entrée, contre-réaction d'autant plus efficace que la résistance interne de la source d'attaque serait plus élevée.

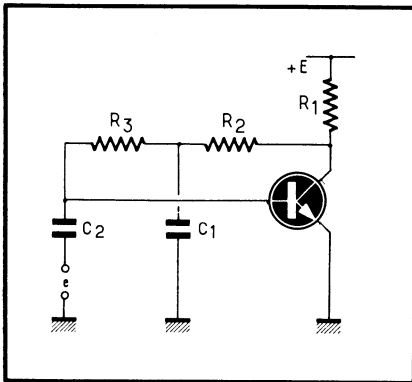


Fig. 70. — Quoique polarisé par courant base imposé, le transistor est cependant peu sensible, dans ce montage, aux variations de température : si le courant collecteur tend à s'élever la diminution de tension collecteur réduit le courant base. Le condensateur C_1 supprime la contre-réaction amenée par la présence d'une résistance sortie-entrée (il arrive qu'on puisse le supprimer.)

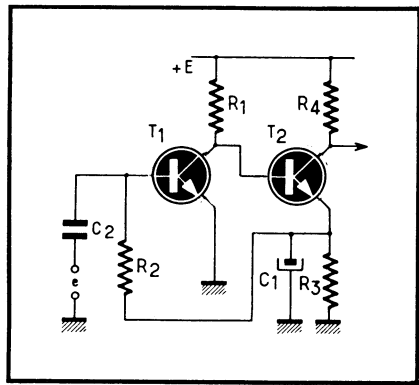
C'est un principe analogue, correspondant à une réalisation assez ingénieuse, qui est utilisé dans le montage de la figure 71. On voit que le transistor T_1 est couplé directement au transistor T_2 , ce qui résout déjà le problème de la liaison aux fréquences basses. Du point de vue de la composante continue, le transistor T_2 joue le rôle d'un étage collecteur commun : son émetteur reste à un potentiel constant (à cause de C_1) et très voisin de celui de sa base, c'est-à-dire de celui du collecteur de T_1 . Le fonctionnement est, par ailleurs, tout à fait analogue à celui de la figure 70. Le schéma correspondant à la figure 71 peut devenir celui d'un excellent préamplificateur pour pick-up à réluctance variable. Il faut, dans ce cas, l'équiper d'un réseau de contre-réaction qui lui permet de corriger la courbe R.I.A.A. On y arrive en insérant une petite résistance entre l'émetteur de T_1 et

la masse, et en reliant cet émetteur au collecteur de T_2 par deux résistances en série shuntées par des condensateurs (les deux constantes de temps étant adéquates), le tout en série avec un condensateur de forte capacité destiné à arrêter la composante continue.

2. — COUPLAGE CONTINU

Le dernier montage (fig. 71) nous montre un couplage continu depuis un étage vers le suivant. En réalité, ce couplage n'est continu qu'en apparence : pour des variations très lentes du courant de base de T_1 , le potentiel de l'émetteur de T_2 suivrait celui de la base, la contre-réaction correspondante réduirait énormément le gain de notre amplificateur.

Fig. 71. — La stabilisation en température de ce montage repose sur le même principe que celle du précédent. Le couplage direct permet une bonne transmission des fréquences basses, mais il ne s'agit pas d'un amplificateur continu (il ne fonctionne que grâce au découplage de l'émetteur de T_2 par C_1).



Il y a de nombreux cas où l'on désire coupler en continu un étage au suivant. Cette fois, on est en général beaucoup moins gêné qu'avec les tubes. Les transistors peuvent fonctionner fort bien avec une tension collecteur-émetteur extrêmement faible, presque minime par rapport à la tension d'alimentation, ce qui permet de mettre des étages en cascade en couplage direct, sans que cela conduise, par échelonnement des potentiels, à des valeurs de tension d'alimentation élevées.

Étant donné l'importance de la dérive thermique dans les transistors, il est hautement souhaitable de réaliser toujours les amplificateurs à couplage continu en montages du type symétrique. C'est la raison pour laquelle nous apprécions particulièrement le montage de la figure 72 qui est dit du type L.T.P. (de l'anglais *Long tailed pair*). Dans ce montage, le transistor T_1 travaille, en fait, en montage collecteur commun et le transistor T_2 en montage base commune, attaqué par l'émetteur. Dans ces conditions, on tire de l'ensemble une bande passante beaucoup plus élevée que celle que l'on obtiendrait avec un étage unique en émetteur commun : la fréquence de coupure de T_1 est voisine, comme dans tout étage collecteur commun, de la fréquence de coupure de la pente; pour le transistor T_2 c'est la fréquence f_α , encore plus élevée, qui sera sa fréquence de coupure. En outre, ce montage nous permet d'éliminer au premier ordre les dérives thermiques dues aux variations de tensions base-émetteur dans les transistors T_1 et T_2 , surtout si ces derniers ont des caractéristiques aussi voisines que possible l'une de l'autre. Le courant total des émetteurs est voisin de E/R_2 ; c'est sa répartition entre T_1

et T_2 qui est influencée par la tension d'entrée e . La résistance R_1 est, en principe, égale à la résistance R_3 . Ce qui peut nous gêner dans un tel montage est la différence de température que peuvent prendre les deux transistors quand le montage travaille avec une tension d'entrée non nulle : les dissipations sont alors très différentes. Il existe des transistors spécialement prévus pour pallier cette difficulté. Ils sont montés par deux dans un boîtier unique, et la résistance thermique entre les deux collecteurs est très faible, quoique ces collecteurs soient isolés électriquement l'un de l'autre. Cet étage LTP constitue un excellent moyen de passer du dissymétrique au symétrique : à partir des collecteurs de T_1 et de T_2 , on commandera directement les deux bases d'un étage symétrique dont les émetteurs, reliés ensemble, seront alimentés par une résistance unique retournant au $-E'$. Dans ce cas, on choisira le courant moyen des transistors T_1 et T_2 de telle sorte que la tension moyenne de repos des deux collecteurs soit assez proche (à tension d'entrée nulle) de celle des émetteurs, c'est-à-dire presque de zéro. La condition en est que la différence :

$$E - R_3 \frac{E'}{2R_2}$$

soit assez faible (par exemple 1 V). Dans ces conditions, le potentiel des bases de l'étage symétrique suivant sera relativement bas et l'on pourra très bien alimenter ce second étage par la même source de courant collecteur $+E$: les collecteurs de cet étage suivant pourront être, par exemple, à des potentiels moyens supérieurs de 2 V à peine (ou même moins) à celui de la masse (voir additif 15).

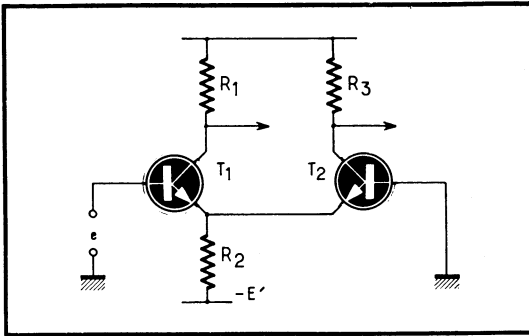


Fig. 72. — Le montage L.T.P. (Long Tailed Pair) est un étage symétrique (et par là même assez bien compensé en température) que l'on peut utiliser aussi bien en dissymétrique que comme transition dissymétrique-symétrique.

Indiquons maintenant une série de montages, intéressants par leur extrême simplicité, permettant des couplages continus entre étages sans élément particulier.

Il y a d'abord la méthode qui consiste à utiliser alternativement les transistors $n-p-n$ et $p-n-p$. La figure 73 donne un exemple d'une réalisation de ce type, réalisation, particulièrement simple, et rendue possible en raison du fait suivant : dans le transistor T_1 (du type $n-p-n$) le courant collecteur normal entre par son collecteur ; le transistor T_2 ($p-n-p$) doit avoir un courant base qui *sort* par la connexion de base. On peut donc utiliser comme courant base de T_2 le courant collecteur de T_1 . Le transistor T_2 étant monté avec son émetteur à $+E$, sa base est pratiquement à $+E$ et le transistor T_1 travaille avec la pleine tension d'alimentation sur son collecteur. Le courant collecteur du transistor T_2 *sort* par son collecteur, comme dans tout transistor $p-n-p$: on peut donc l'envoyer directement à la base du transistor T_3 , qui est un $n-p-n$.

Ce montage, pour séduisant qu'il soit, a cependant une contre-indication qu'il serait malhonnête de passer sous silence : le problème des fuites.

En effet, tout ce que peut faire le transistor T_2 , en le supposant sans fuites, c'est couper le courant base de T_3 : ce dernier travaillera comme s'il avait sa connexion de base en l'air ; dans ces conditions, son courant collecteur ne peut s'abaisser en dessous de I_{ce_0} . Pour que le courant collecteur de T_3 descende en dessous de cette valeur, il faudrait que le courant de base de ce transistor puisse s'inverser : il est fourni par le collecteur de T_2 et il peut tout au plus s'annuler. D'ailleurs, ce serait déjà bien beau s'il s'annulait. Le courant de base de T_2 est, au minimum, le courant de fuite de T_1 . Dans ces conditions, il est nécessaire de choisir pour T_1 un modèle à très faibles fuites (type au silicium).

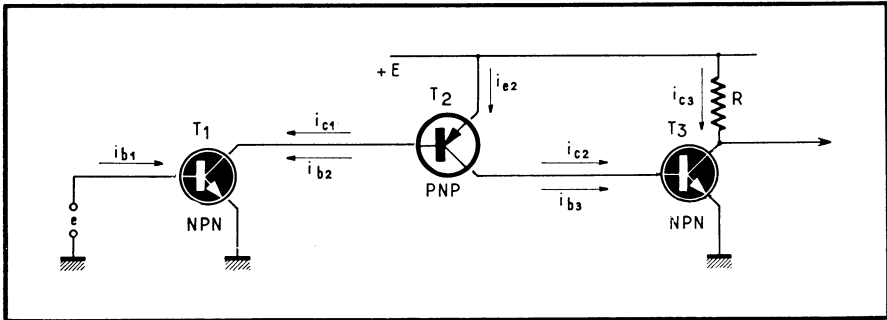


Fig. 73. — L'alternance de transistors *n-p-n* et *p-n-p* permet de réaliser des couplages continus très simples.

Cette multiplication en chaîne des courants de fuite pourrait faire croire que la situation est désespérée, et ne comporte, comme l'indiquait la femme de l'auteur, que la solution de finir ses jours dans une rivière. Heureusement, l'électronique a des ressources : en connectant à la base de T_3 une résistance reliée à une source de tension négative, on assure la fourniture d'un courant négatif permanent à la base de T_3 : dans ces conditions, si ce courant est suffisant, il est possible d'inverser le courant base de T_3 et l'on arrive ainsi à réduire son courant collecteur à une valeur très faible (ce qui vaut tout de même mieux que le suicide). L'ensemble des trois transistors T_1 , T_2 et T_3 est équivalent à un transistor unique dont le β serait le produit des trois β des transistors constituant. Nous verrons plus loin une application extrêmement intéressante d'un montage voisin de celui de la figure 73, mais réduit à deux transistors seulement.

Il existe une autre catégorie de montages à couplage direct très simple. Comme ce type utilise deux transistors de même espèce, le courant base du second ne peut pas être fourni par le collecteur du premier. Nous utiliserons, pour commander la base du second, le courant d'émetteur du premier, celui-ci, étant monté en collecteur commun. Le résultat est l'assemblage schématisé sur la figure 74, que l'on désigne en général sous le nom de montage Darlington. Comme dans tout étage collecteur commun, le transistor T_1 est uniquement amplificateur de courant : pour fournir au transistor T_2 son courant base I_{b_2} il ne nécessite qu'un courant base à l'entrée de :

$$\frac{I_{b_2}}{\beta_1}$$

Comme la tension collecteur a peu d'influence sur le fonctionnement d'un étage collecteur commun, on peut très bien alimenter le collecteur de T_1 en le reliant directement à celui de T_2 .

De même que dans le montage précédent, le transistor T_1 peut, au mieux, couper le courant de base de T_2 ; il ne peut pas l'inverser. Dans ces conditions, le courant minimal de T_2 est celui qui correspond à son fonctionnement base en l'air (I_{ce0}). On peut parfaitement réaliser plus de deux montages Darlington en cascade; la figure 75 en donne un exemple sur lequel on voit, en plus, la présence d'une résistance R_1 reliant la base de T_3 à une source à potentiel $-E'$, comme il a été expliqué plus haut à propos du montage de la figure 73. Le courant perma-

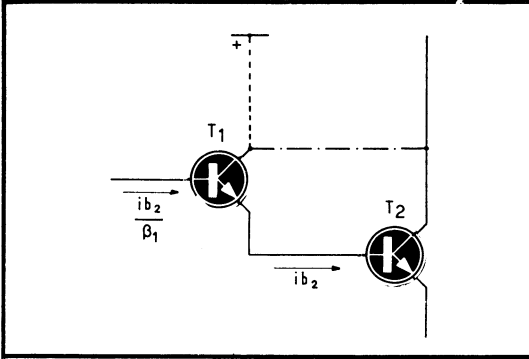


Fig. 74. — Le montage Darlington permet de commander un transistor de puissance avec un courant base d'entrée faible. On peut relier le collecteur de T_1 directement au $+E$ ou au collecteur de T_2 .

nent I_0 qui traverse cette résistance doit être fourni par l'émetteur de T_2 en plus du courant nécessaire pour commander la base de T_3 . La valeur de I_0 a été choisie supérieure au courant de fuite maximal de T_2 . On peut ainsi inverser le courant base de T_3 , ce qui permet de réduire, comme nous l'avons dit (principe n° 7) son courant de collecteur à la valeur I_{cb0} . On constate que le montage de la figure 75, si l'on en supprime la résistance R_1 , se comporte presque comme un transistor unique, puisque les collecteurs sont reliés ensemble, et que chaque émetteur est relié à la base du transistor suivant. De tels transistors composites existent dans un boîtier unique : c'est ainsi que l'on réalise des transistors ayant un β de plusieurs milliers. Il est à remarquer que, dans le montage Darlington, contrairement au

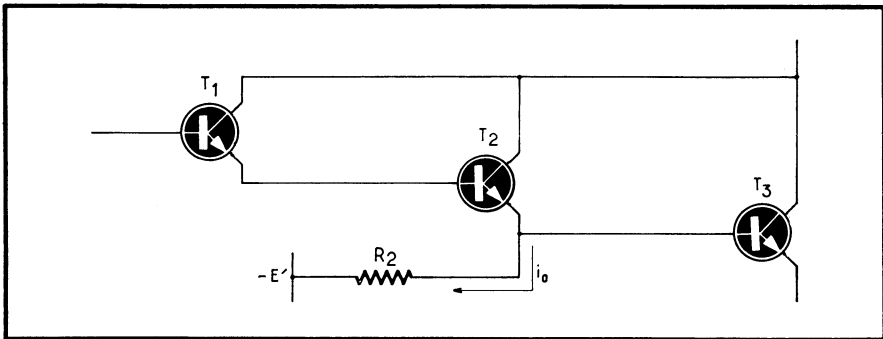


Fig. 75. — On réalise souvent un double Darlington pour commander un transistor de forte puissance. Ici, un courant permanent i_0 est demandé à l'émetteur de T_2 en plus du courant base de T_3 : on peut ainsi inverser le sens de ce dernier et réduire ainsi le courant minimal collecteur de T_3 à I_{cb0} .

montage de la figure 73, les tensions base-émetteur des transistors en cascade s'ajoutent : il faut donc une tension d'attaque plus élevée pour obtenir le même résultat (le montage collecteur commun est un amplificateur de *courant* mais pas de *tension*).

Passons maintenant à une autre catégorie de couplage continu : celle qui utilise les diodes Zener. Le schéma de la figure 76 nous en indique le principe. Le transistor T_1 , ayant une résistance de collecteur R_1 , est lié à la base du transistor T_2 par la diode Zener Z . Celle-ci, parcourue par un courant plus ou moins constant grâce à la présence de la résistance R_2 qui retourne à $-E'$, maintient entre ses bornes une différence de potentiel constante qui permet de décaler d'une valeur fixe le potentiel de collecteur de T_1 avant de l'appliquer à la base de T_2 .

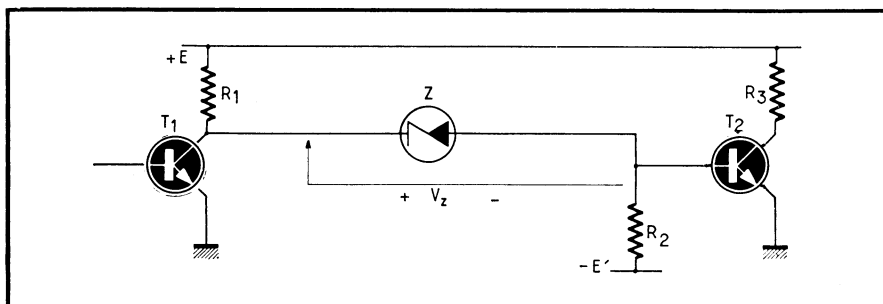


Fig. 76. — La tension V_z aux bornes de la diode Zener permet de décaler le potentiel collecteur de T_1 pour l'appliquer à la base de T_2 . La résistance R_2 sert à faire passer dans la diode Zener un petit courant indispensable pour qu'elle fonctionne.

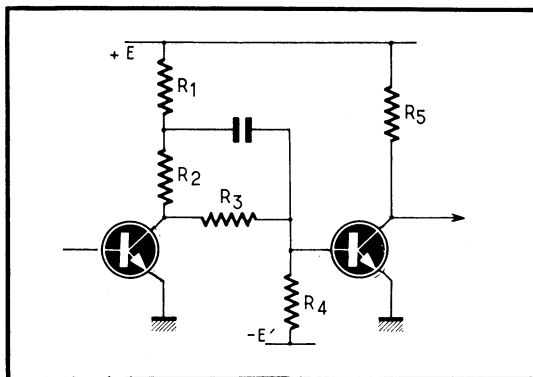


Fig. 77. — Réseau de couplage continu apériodique (à condition que : $\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$) courant dans les montages à tubes, mais plus rarement utilisé avec les transistors : il faut tenir compte, dans la valeur de R_4 , de la résistance d'entrée (souvent faible) de T_2 , qui se trouve en parallèle avec elle.

Comme le décalage à réaliser est quelquefois très faible, on n'utilisera pas une diode Zener s'il s'agit, par exemple, de moins de 1 V. On prendra tout simplement, dans ce cas, une diode au silicium fonctionnant dans le sens direct. Ce système a un inconvénient : le courant permanent traversant la diode Zener doit aussi traverser la résistance R_1 de collecteur, et entraîne, de ce fait un, léger abaissement supplémentaire du potentiel de collecteur de T_1 .

Nous signalerons pour terminer un type de couplage continu, très courant dans les montages à tubes, beaucoup moins employé dans les montages à transistors,

mais que nous tenons cependant à rappeler, car nous le rencontrerons dans certains basculeurs. C'est celui de la figure 77, qui emploie, pour lier le collecteur de T_1 à la base de T_2 , un diviseur de tension constitué par les résistances R_3 et R_4 . Si le potentiel continu du collecteur de T_1 est, par exemple, de +3 V et que nous disposons d'une source $-E'$ de -12 V, nous pourrions utiliser une résistance R_4 qui sera quadruple environ de R_3 ; ainsi le diviseur de tension R_3 - R_4 transmettra à la base de T_2 , autour d'une valeur moyenne de potentiel nulle ou presque, les 4/5 des variations du potentiel de collecteur de T_1 . Comme ce diviseur ne serait pas apériodique, la meilleure solution pour le rendre tel est, non pas de shunter R_3 par un petit condensateur comme le font presque tous les techniciens, mais de relier le point commun de R_3 et R_4 par un condensateur C, de capacité aussi grande que l'on veut, à une prise adéquate sur la résistance collecteur de T_1 . Cette prise sera réalisée en fractionnant cette résistance en deux, le choix des résistances étant tel que :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4}$$

Dans ces conditions, les quatre résistances forment un pont de Wheatstone équilibré dont le condensateur C court-circuite la diagonale. Cette solution permet de réaliser une liaison apériodique sans avoir besoin de connaître la capacité parasite d'entrée du transistor T_2 . Si cette solution est peu employée dans les transistors, c'est qu'il convient de considérer, en parallèle avec la résistance R_4 , la résistance d'entrée du transistor T_2 . Comme celle-ci peut être relativement modérée, la détermination du pont de résistances s'en trouve compliquée, surtout si l'on tient compte du fait que cette résistance d'entrée peut varier avec la température ou avec les exemplaires de transistors d'une même série.

3. — ÉTAGE DE SORTIE

Dans un amplificateur, le dernier étage est celui qui est chargé de fournir de la puissance, ou de la tension seulement dans certains cas. Il faut donc le réaliser d'une façon un peu différente des précédents. Premièrement, nous devons employer pour sa réalisation un transistor dont la dissipation collecteur soit suffisante. Ensuite, ce transistor sera utilisé sur une portion beaucoup plus importante de sa caractéristique.

Commençons par le cas du fonctionnement en classe A, c'est-à-dire de part et d'autre d'un point moyen qui est situé à peu près au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique de sortie. Ce type de montage est utilisé quand on désire amplifier les tensions alternatives sinusoïdales ou à peu près symétriques. Une fois que l'on a choisi les conditions de fonctionnement au repos, il s'agit de déterminer la valeur optimale de la résistance de charge. Nous considérerons d'abord le cas où cette résistance est directement interposée dans le circuit de collecteur, entre le + alimentation et le collecteur lui-même, comme le montrait la figure 59. Dans ce cas, on sait que la puissance disponible dans la charge varie, en fonction du courant collecteur, de 0 à E^2/R , tandis que la puissance dissipée sur le collecteur est au maximum de $E^2/4R$. La puissance maximale que l'on peut obtenir dans la résistance R est donc égale au quadruple de la dissipation maximale du transistor. Si l'on fait fonctionner le dernier étage autour d'une valeur moyenne d'intensité collecteur, la puissance dissipée dans la charge variera depuis sa valeur moyenne

jusqu'à 0 (diminution de I_c), et jusqu'à sa valeur maximale E^2/R (I_c maximum).

Le plus souvent, quand on monte ainsi la charge, c'est pour fonctionner non en classe A, mais avec un courant de repos permanent presque nul (commande de relais par exemple). Si l'on amplifie des tensions alternatives, il est en général préférable de n'envoyer à la résistance de charge R que la composante alternative du courant de collecteur. Une solution pour y arriver est celle qui est indiquée sur la figure 78 : un bobinage L (doué d'un coefficient de self-induction élevé)

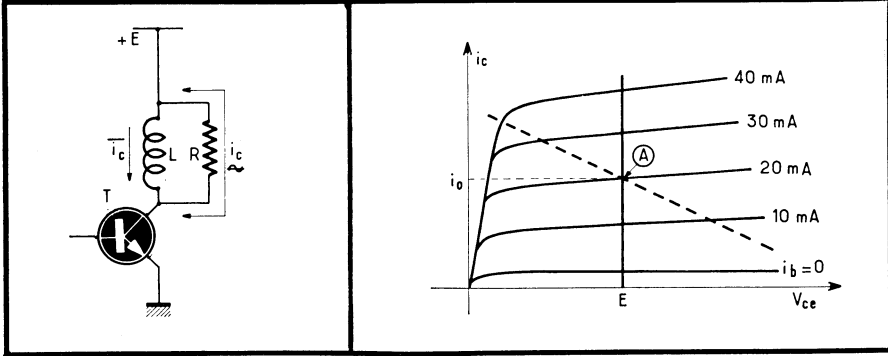


Fig. 78. — Quand on veut amplifier un courant alternatif, il est préférable de n'envoyer dans la charge R que la composante alternative du courant collecteur; on ménage à la composante continue un passage facile par le bobinage L de faible résistance ohmique, dont l'impédance doit être grande par rapport à R .

Fig. 79. — Dans le montage de la figure 78, il faut distinguer la droite de charge statique (en trait plein) pour les variations lentes de I_c : la tension collecteur reste alors égale à E , et la droite de charge dynamique (en pointillé) de pente $1/R$ pour les variations rapides de I_c .

shunte la résistance R . Pour la composante continue, ce bobinage ne présente qu'une *résistance* faible par rapport à R : il n'y aura à ses bornes qu'une chute de tension que nous considérerons comme négligeable. En revanche, pour la composante alternative (à condition que celle-ci soit à une fréquence suffisante), le bobinage L présente une impédance que nous considérerons comme infinie par rapport à R .

Dans ces conditions, on peut considérer qu'il y a deux droites de charge différentes pour le transistor. Il y en a une (tracée en trait plein sur la figure 79), qui est valable pour la composante continue, ou pour les variations très lentes du courant collecteur. Pour de telles variations, l'impédance du bobinage étant négligeable, le potentiel du collecteur reste constant et égal à E . Le *point figuratif* (c'est-à-dire le point dont les coordonnées V_c et I_c représentent l'état de fonctionnement du transistor) se déplace donc sur une parallèle à l'axe des intensités. A partir du moment où nous avons choisi l'intensité moyenne de repos I_0 , si nous faisons varier rapidement l'intensité collecteur du transistor, la composante alternative passera uniquement dans la résistance R . Le point figuratif se déplacera donc sur une droite, les variations de tension collecteur étant tout simplement égales aux variations de courant multipliées par R (au signe près). Cette droite de charge dynamique, tracée en trait discontinu sur la figure 79, a, comme toute droite de charge relative à une résistance R , une pente égale à $1/R$. En conséquence,

modifier la valeur de R consiste à changer la pente de la droite de charge dynamique, autrement dit cela revient à faire tourner cette dernière autour d'un point fixe correspondant à l'état de repos.

Nous avons tracé, sur la figure 80, les différentes lignes caractéristiques du transistor, et d'abord (en trait discontinu) la caractéristique correspondant au courant de collecteur minimal. On se rappelle (principe n° 7) que ce courant minimal est tout simplement le I_{cb_0} , c'est-à-dire beaucoup moins que le I_{ce_0} qui correspond au cas du courant de base nul; en effet, il est toujours possible, puisque l'on commande la base, de lui envoyer en un moment de l'alternance un courant *inverse* de base.

Une autre ligne limitera les possibilités de courant et tension du transistor : c'est la partie gauche commune à toutes les caractéristiques qui correspond à la saturation du transistor. Le point figuratif ne pourra donc pas aller dans les régions hachurées. Il convient de remarquer que ces régions représentent une surface extrêmement faible pour les transistors usuels : on peut pratiquement dire que les tensions et courant de collecteur peuvent prendre n'importe quelle valeur (sans franchir le zéro).

Le point de repos correspondant à A, suivant la valeur de la résistance de charge R , notre droite de charge sera :

- très peu inclinée (droite n° 1), si la résistance R est très élevée; le transistor travaille alors presque à courant constant;
- très inclinée (droite n° 2), si la résistance de charge est très faible; le transistor travaille presque à tension constante.

Comment allons-nous choisir correctement l'inclinaison de notre droite de charge? Supposons que nous amplifions des tensions alternatives sinusoïdales : dans ces conditions, nous avons besoin d'envoyer dans la résistance R des courants dont les valeurs de crête, positives ou négatives, sont égales. Le courant dans R doit varier entre $+I_{max}$ et $-I_{max}$. Quand le point figuratif part de A, il peut, au mieux, descendre jusqu'à la caractéristique de courant minimal, qui correspond pratiquement à un courant nul. L'intensité crête envoyée dans la résistance R vaut alors I_0 . Dans l'autre sens, nous n'avons pas besoin que le courant collecteur du transistor dépasse $2I_0$: pour cette valeur, le courant crête dans la résistance est I_0 en sens inverse.

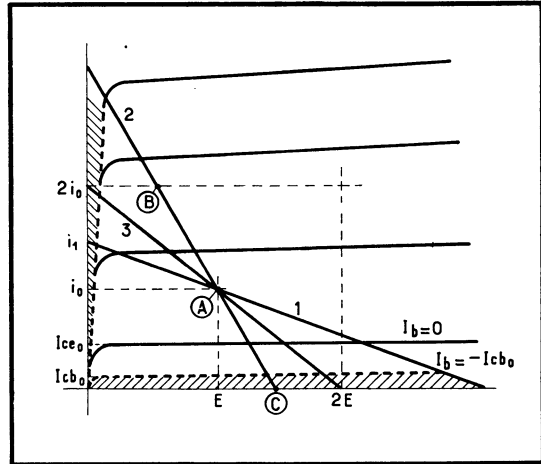
Une droite de charge comme (1) ne convient donc pas puisqu'elle ne permet pas à l'intensité collecteur d'atteindre une valeur $2I_0$; l'intensité maximale de collecteur serait I_1 . Si nous utilisons une résistance de charge de faible valeur (droite n° 2), nous pourrions effectivement faire varier le courant collecteur de 0 (ou presque) à $2I_0$. Mais ceci correspondra à un déplacement du point figuratif entre les points B et C. Dans ces conditions, si le courant crête dans la résistance atteint bien la valeur I_0 , la tension de crête n'atteint pas la valeur E . Nous n'envoyons donc pas dans la résistance une puissance maximale.

La seule solution pour obtenir l'excursion de courant égale à $\pm I_0$ dans la résistance, en ayant aux bornes de celle-ci une tension qui varie entre $\pm E$, est d'utiliser la droite de charge n° 3, passant depuis le point d'abscisse $2E$ (ordonnée zéro), jusqu'au point d'ordonnée $2I_0$ (abscisse zéro). Cette droite correspond à une résistance de charge ayant pour valeur E/I_0 .

Nous avons, dans cette estimation, négligé le courant minimal de collecteur et la résistance de saturation du transistor. La présence de ces limitations physiques fait que la variation de tension aux bornes de la résistance sera un petit peu plus faible que $\pm E$.

La source E débite un courant qui varie de part et d'autre de I_0 . La valeur moyenne de ce courant est I_0 , la puissance débitée par la source est donc $E I_0$. Quelle puissance obtiendrons-nous au maximum dans la charge R? Puisque la tension de *crête* que l'on applique à R est égale à E, la tension *efficace* appliquée

Fig. 80. — Suivant la valeur de la résistance de charge, la droite de charge dynamique pivote autour de A. La droite idéale (3) correspond à une valeur de R égale à E/i_0 : si R est trop grande (1), on ne peut pas y envoyer un courant crête égal à i_0 ; si R est trop petite (2), on n'arrive pas à établir à ses bornes une tension de crête E.



à R est $E/\sqrt{2}$. Pour la même raison, l'intensité efficace dans R est $I_0/\sqrt{2}$. La puissance débitée dans R, produit des deux valeurs précédentes, est donc égale à $E I_0/2$.

Nous retrouvons donc ce résultat classique : le rendement d'un étage en classe A amplifiant des tensions sinusoïdales est, au maximum, de 50 %. Mais, dans le cas des transistors, on s'approche souvent très près du rendement maximal dont on était très loin dans le cas des triodes à vide et relativement assez loin dans le cas des pentodes à vide. Remarquons, en passant, que le point figuratif pouvant se déplacer à droite et à gauche de A, la tension collecteur peut prendre des valeurs supérieures à E : dans le cas d'une charge correctement adaptée cette tension collecteur peut arriver au double de E.

Faisons également une remarque. Dans le transistor, la résistance interne de sortie ($1/h_{22e}$) est en général beaucoup plus élevée que la résistance optimale de charge que nous avons déterminée (E/I_0). Ceci semble contredire le principe qui veut qu'un générateur, pour dissiper à l'extérieur une puissance maximale, soit branché sur une résistance *égale* à sa résistance interne. L'explication de cette contradiction apparente est la suivante : on ne peut considérer le transistor comme un générateur ayant une résistance interne égale à $1/h_{22e}$ que quand sa tension de collecteur est positive (transistor *n-p-n*). Si on voulait l'adapter à une charge égale à $1/h_{22e}$, il faudrait pour cela que sa tension de collecteur soit capable de varier très largement autour de E. En admettant même qu'elle puisse monter assez haut sans détériorer le transistor, elle ne pourra de toute façon descendre en dessous de zéro. Dès que la tension de collecteur du transistor arrive à zéro, on ne peut plus considérer que celui-ci a une résistance interne égale à $1/h_{22e}$, sa résistance interne devenant presque nulle. C'est ce qui explique que l'on doit trouver, pour le charger efficacement, une résistance très différente de sa résistance interne.

La dissipation collecteur du transistor est, au repos, égale à $E I_0$. Il est facile de voir que c'est sa valeur maximale. C'est d'ailleurs logique, la puissance fournie

par la source étant constamment égale à $E I_0$ (valeur moyenne), tandis que la puissance dissipée dans la résistance va en croissant, jusqu'à la moitié de $E I_0$ quand l'excitation du transistor croît. Quand la puissance maximale est dissipée dans la résistance, la dissipation collecteur moyenne du transistor n'est plus alors, elle aussi, que la moitié de $E I_0$.

Dans ce montage, aux fréquences basses, l'impédance de L n'étant plus infinie par rapport à R , il y a perte de gain. En particulier, à la fréquence pour laquelle $\omega L = R$ (ω étant la pulsation qui vaut $2 \pi f$), l'impédance de L est alors en module égale à R . Dans ces conditions, les intensités efficaces des composantes alternatives dans L et R , sont égales mais déphasées de $\pi/2$. L'intensité efficace dans R est alors égale à $1/\sqrt{2}$ (ou 0,707), de la composante alternative totale du courant collecteur. Il y a baisse de moitié de la puissance fournie à R par rapport à celle que l'on aurait à fréquence plus élevée : c'est le point 3 dB.

Un montage comme celui de la figure 78 peut paraître inhabituel. Il se réalise cependant quelquefois; nous l'avons surtout évoqué pour nous permettre de calculer l'impédance optimale de charge. On utilise un montage très analogue dans les amplificateurs basse fréquence où l'on place la bobine mobile du haut-parleur directement dans le circuit collecteur du transistor. Évidemment, cette dernière est alors parcourue en permanence par le courant de repos. Il faut que le haut-parleur soit étudié en conséquence pour que le déplacement de la membrane qui en résulte ne lui soit pas préjudiciable. Il existe des haut-parleurs spécialement prévus à cet effet et dont le sens de branchement est indiqué : en l'absence de courant de repos la bobine est légèrement décentrée.

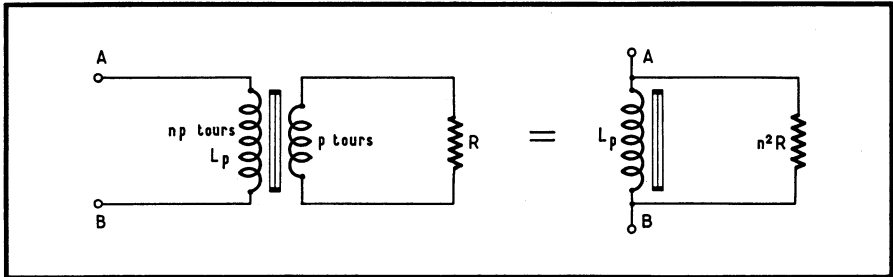


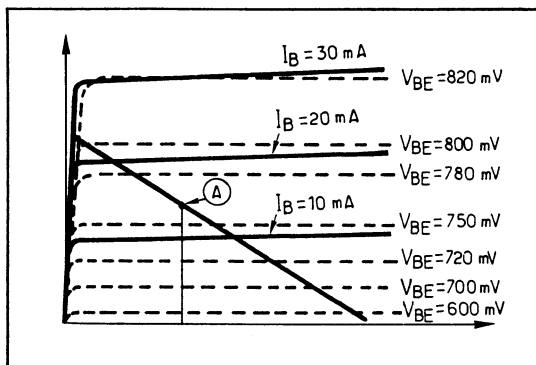
Fig. 81. — Un transformateur de rapport n , chargé au secondaire par une résistance R , est équivalent, au primaire, à une résistance n^2R shuntée par un bobinage dont le coefficient de self-induction, L_p , est celui du primaire du transformateur.

Un inconvénient grave du montage de la figure 78 est qu'il impose la valeur de résistance optimale de charge : celle-ci doit être égale à E/I_0 . Or il peut se faire que l'on désire envoyer la puissance dans une impédance différente. Dans ce cas, on pourra faire appel à un transformateur qui jouera en même temps le rôle d'adaptation d'impédance et celui d'élimination de la composante continue dans la charge. Comme le montre la figure 81, un transformateur de rapport n , dont le secondaire est branché sur une résistance R , est identique, considéré à ses bornes d'entrée A et B , à une résistance n^2R shuntée par un bobinage dont le coefficient de self-induction L_p n'est autre que celui du primaire du transformateur. Pour être rigoureux, il faudrait ajouter, dans ce schéma équivalent, un bobinage ayant un coefficient de self-induction L_r en série avec la résistance n^2R , ce bobinage représentant l'effet de la fuite magnétique entre le primaire et le secondaire; il y aurait également lieu de tenir compte des capacités parasites des enroulements.

On peut remarquer pour terminer l'étude de ce qui concerne la partie « sortie » de l'étage amplificateur classe A, que la caractéristique n° 3 sur la figure 80 est tangente à l'hyperbole de dissipation qui passe par ce point (courbe représentant une dissipation collecteur constante, équation $V_c I_c = W_0$). Donc, dès que le point figuratif s'éloigne de A, la dissipation instantanée de collecteur diminue.

Envisageons maintenant le problème de l'attaque du transistor de puissance. Celui-ci n'a pas un gain en puissance aussi élevé que les tubes finaux d'un amplificateur. Il ne faut guère compter, en moyenne, sur un gain en puissance supérieur à 30 dB. Il convient donc d'attaquer la base de ce transistor d'une façon efficace, et surtout de lui fournir le genre d'alimentation qui peut minimiser les distorsions. Comme il s'agit d'un transistor qui fonctionne avec de très grandes variations de courant collecteur, nous ne pouvons plus parler de paramètres en « h » ni de valeurs de la résistance d'entrée; il y a, tout au plus, des *valeurs moyennes*.

Fig. 82. — En traçant la droite de charge dynamique sur le réseau mixte de caractéristiques du transistor, on peut arriver à déterminer la puissance d'attaque et la résistance apparente d'entrée.



Un bon moyen pour étudier l'attaque du transistor consiste à tracer sa droite de charge *dynamique* sur le réseau mixte de caractéristiques (celui de la fig. 11). C'est ce qui a été fait, dans un cas particulier, sur la figure 82. On voit que le point de repos A correspond à un courant de base de 18 mA et à une tension base-émetteur de 760 mV. Pour lui faire parcourir une grande partie de la droite de charge, il faudra faire varier le courant de base d'environ 0 à 30 mA, ce qui correspond à une variation de tension base-émetteur de 650 à 820 mV. La résistance moyenne d'entrée sera donc obtenue en divisant la variation de tension (170 mV) par la variation de courant (30 mA), et cela nous donnera environ $5\ \Omega$. La puissance d'attaque approximative sera le produit des variations de tension et de courant, l'une par l'autre, divisé par 8. En effet, chaque variation est égale à la valeur crête à crête, soit le double de la valeur crête, soit $2\sqrt{2}$ fois la valeur efficace. En faisant ce produit, on trouve que la puissance d'attaque est de l'ordre d'un demi-milliwatt. En raison des fortes variations de courant collecteur, on peut être gêné par le fait que, aux forts courants collecteur, le β diminue mais la pente augmente. On aura donc des distorsions, de sens opposés, suivant que l'on attaque en tension ou en courant. On peut minimiser la distorsion en attaquant à la fois en tension et en courant : il se trouve, fort heureusement, que la distorsion minimale correspond à peu près au cas de l'attaque par une source ayant une résistance interne voisine de la résistance apparente d'entrée du transistor. Dans ces conditions, l'adaptation de puissance d'entrée est optimale.

Pour commander un étage de puissance, on emploie souvent le montage Darlington que nous avons représenté sur la figure 74.

L'utilisation d'un transformateur permet non seulement une adaptation d'impédance en sortie, elle permet aussi de réaliser, par des enroulements de sens appropriés, la différence des courants de deux transistors. On arrive ainsi au montage symétrique, qui a de nombreux avantages, en particulier celui de pouvoir être utilisé avec deux transistors qui fonctionnent chacun avec un courant de repos très faible : c'est la classe B. On peut démontrer, par un raisonnement un petit peu plus compliqué que celui que nous avons fait à propos de la classe A, mais analogue à celui-ci, que le rendement maximal d'un étage en classe B est de 78 %. L'étage présente, en outre, l'avantage de consommer à la source une puissance d'autant plus grande que la puissance envoyée à la charge est plus grande. C'est ce fait qui est la punition des mufles qui, sur les plages, font hurler leur récepteur à transistors : ils déchargent rapidement leurs piles.

Il existe un autre moyen d'obtenir dans un circuit la *différence* entre les courants collecteur de deux transistors. Il s'agit du montage push-pull série. Le principe de base en est indiqué sur la figure 83 : on voit que le courant qui traverse

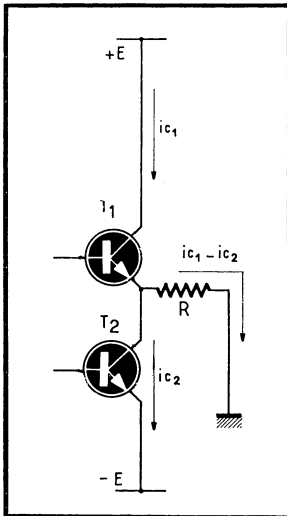


Fig. 83. — Principe de push-pull série : le courant qui passe dans la charge R est la différence des courants des deux transistors, alimentés par des tensions égales et opposées.

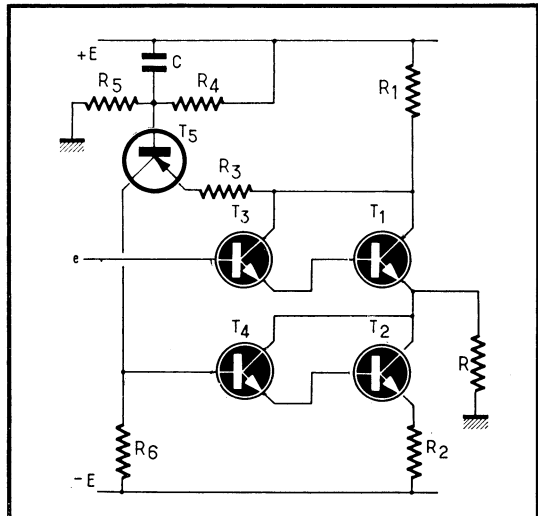


Fig. 84. — Méthode d'attaque d'un push-pull série en classe A : les deux transistors de puissance T_1 et T_2 sont commandés par des étages Darlington T_3 et T_4 . Quand le courant collecteur de T_1 augmente, la chute dans R_1 en fait autant, ce qui diminue le courant émetteur du p-n-p T_5 monté en base commune. La chute de tension dans R_6 diminue, ce qui tend à faire diminuer le courant collecteur de T_2 , via T_4 .

la résistance de charge R est égal à la différence du courant collecteur de T_2 et du courant émetteur de T_1 . En vertu du principe n° 1, nous admettrons qu'il s'agit bien du courant collecteur de T_1 . Si le courant moyen de repos des deux transistors est I_0 , on peut faire passer le courant de l'un des transistors à $2I_0$, l'autre s'annulant. Il passe alors dans la résistance un courant $2I_0$. La tension maximale que l'on peut obtenir aux bornes de la résistance est E : dans ce cas l'un des transistors est presque à la saturation, l'autre est bloqué. Si l'on veut donc envoyer dans R

la puissance maximale, il faut que le courant dans cette résistance soit $2I_0$ quand la tension à ses bornes est E . La valeur optimale de la charge doit donc être $E/2I_0$.

Ce type de push-pull série, travaillant en classe A, nous semble la solution presque idéale pour l'équipement des amplificateurs basse fréquence dans les chaînes haute-fidélité. Il s'agit d'attaquer les deux transistors de puissance en faisant varier leurs courants en sens inverse. Il existe une solution qui permet d'y arriver; nous en indiquons le schéma de principe sur la figure 84, car c'est une application particulièrement élégante des possibilités des transistors. On voit sur cette figure que les transistors de puissance T_1 et T_2 sont commandés respectivement par les étages Darlington T_3 et T_4 . C'est la base de T_3 qui est commandée par la tension d'entrée e , venant en couplage direct du collecteur d'un transistor préamplificateur non représenté sur la figure. Le courant de collecteur du transistor T_2 passe dans la résistance R_2 , celui du transistor T_1 passe dans R_1 .

Quand le courant collecteur de T_1 augmente, la chute dans R_1 en fait autant : on pourrait penser utiliser la tension de collecteur de T_1 pour commander directement, par un condensateur par exemple, la base de T_4 . Ceci présenterait l'inconvénient de reporter sur cette base la totalité de la tension de ronflement éventuel de l'alimentation positive $+E$ par rapport à l'alimentation négative $-E$. On reportera donc sur la base de T_4 une tension débarrassée de ce ronflement par l'intermédiaire d'un transistor de couplage, T_5 , monté en base commune et du type $p-n-p$. Le potentiel de la base du transistor T_5 est maintenu à une valeur très voisine de E , peu inférieure à celle-ci, par le pont de résistances R_4 - R_5 . La résistance R_4 est très faible par rapport à R_5 . Le condensateur C permet de faire en sorte que le potentiel de base de T_5 suive exactement les variations éventuelles du potentiel $+E$ (ronflement résiduel).

La chute de tension aux bornes de R_1 , proportionnelle au courant collecteur de T_1 , est appliquée à l'émetteur de T_5 à travers la résistance R_3 dont la valeur est relativement importante par rapport à la résistance d'entrée de T_5 en base commune. Le courant émetteur de T_5 est proportionnel à la tension aux bornes de R_1 c'est-à-dire au courant collecteur de T_1 . On retrouve donc le même courant dans son collecteur (principe n° 1), même si la tension du collecteur par rapport à $-E$ comporte une composante de ronflement. La chute de tension dans la résistance R_6 est proportionnelle au courant de T_1 : c'est cette chute de tension qui attaquera le transistor T_2 par l'intermédiaire de T_4 monté en Darlington. La présence de la résistance R_2 dans l'émetteur de T_2 , augmentant très fortement l'impédance d'entrée de celui-ci, fait en sorte que T_2 est attaqué en tension, la contre-réaction apportée par R_2 rendant cette attaque très linéaire. Évidemment, on fera en sorte que la chute de tension dans R_2 soit relativement faible.

L'attaque du montage se fait sur la base de T_3 , en général par une liaison continue à partir du collecteur du premier transistor, la valeur de la résistance R_4 permettant de régler le courant continu moyen dans les deux transistors de puissance.

L'amplificateur dont nous donnons le schéma détaillé sur la figure 85 est basé sur le principe du push-pull série de la figure 83. En un sens, il dérive aussi du double collecteur commun à transistors complémentaires de la figure 103 (p. 155). Il est du type « classe B », contrairement à celui de la figure 84 : le courant de repos des transistors finaux est de l'ordre de 15 mA, alors que le courant moyen consommé par cet amplificateur peut monter à 2 A quand il délivre sa pleine puissance de sortie de 100 W dans une charge de 4 Ω .

La tension de sortie est de 20 V_{eff} soit $\pm 28,3$ V, ou 56,6 V cr/cr. Dans une

charge de 4Ω , cela correspond à un courant crête de 7 A environ. Les alternances positives seront fournies à la charge à travers C_1 par T_8 (le potentiel du point J montera de 32,5 V à 60,8 V), alors que les alternances négatives seront consommées par T_9 , le potentiel du point J descendant alors à 4,2 V. Le rôle de C_1 est de maintenir à ses bornes une tension constante de 32,5 V, supprimant la composante continue de tension entre le point J et la masse.

Le transistor T_6 est l'étage Darlington de T_8 ; pour fournir sur son émetteur les 0,2 A de courant base nécessaire à T_8 pour que ce dernier laisse passer 7 A, la base de T_6 demande environ 7 mA crête. Cette base est commandée par un second étage Darlington T_4 , qui ne demande plus que 0,2 mA sur sa base.

L'ensemble du transistor T_9 et de son étage Darlington T_7 est identique à l'ensemble T_8 - T_6 . Mais la base de T_7 est commandée par le *collecteur* d'un *p-n-p*, dont l'émetteur est relié au collecteur de T_7 . Une telle disposition est le complément de celle de la figure 108. Elle nous fournit l'équivalent d'un transistor unique

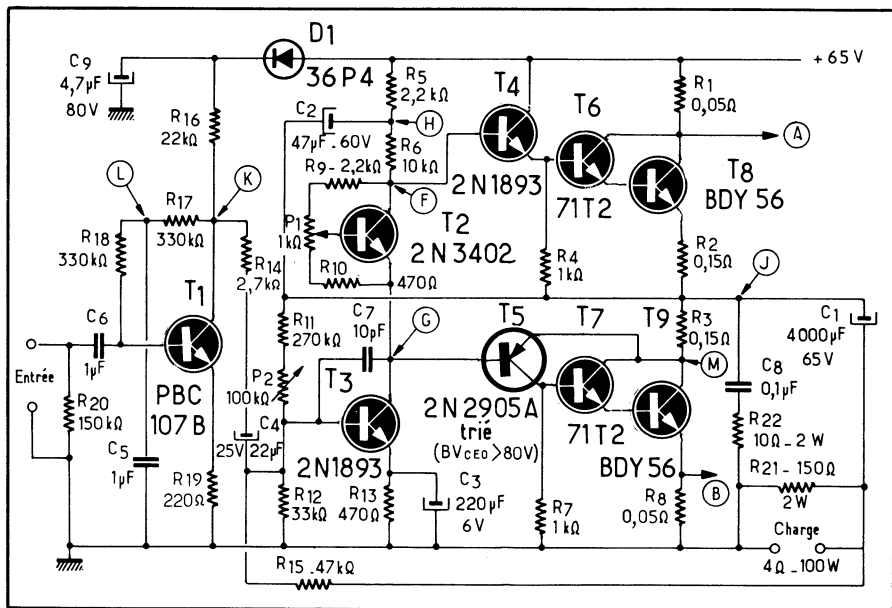


Fig. 85. — Schéma complet d'un amplificateur haute fidélité classe B d'une puissance de 100 W (documentation SESCOSEM). La distorsion est de 0,3 %, la bande passante à -3 dB à pleine puissance de 10 Hz à 145 kHz. temps de montée en signaux carrés : 1,8 μ s, alimentation 65 V, consommation à repos 25 mA, consommation à pleine puissance 2 A, entrée 0,2 V, impédance d'entrée 20 k Ω .

de puissance, du type *p-n-p*, dont la base serait le point G, son *collecteur* étant le point B, et son *émetteur* étant le point M. Son gain composite est, comme celui du groupe T_8 - T_6 - T_4 (qui est équivalent à un transistor de puissance *n-p-n* unique) de 35 000 environ (7 A consommé sur le point M quand on consomme 0,2 mA en G).

Les résistances R_2 et R_3 servent à linéariser le fonctionnement. Les résistances R_1 et R_8 servent à prélever des tensions proportionnelles aux courants de crête des transistors de puissance, dans le but de commander un système de sécurité

(disjoncteur, coupant l'alimentation de l'amplificateur quand la chute de tension dans l'une ou l'autre de ces résistances dépasse 0,35 V) en raison du fait que les transistors de puissance fonctionnent près de leur limite de sécurité.

L'ensemble du groupe T_8 - T_6 - T_4 , équivalent à un n - p - n de gain 35 000 et du groupe T_9 - T_7 - T_5 , équivalent à un p - n - p de gain 35 000 rappelle donc le montage de la figure 103.

La différence de potentiel constante à maintenir entre le point F et le point G (un peu plus de 2,5 V), pour amener les transistors de puissance juste au début de la conduction et éliminer la distorsion de raccordement est obtenue par le montage du transistor T_2 (que l'on place en contact thermique avec le radiateur du transistor T_9 , pour assurer l'égalité des températures de ces transistors). Le potentiomètre P_1 règle la différence de potentiel entre le point F et G. Le transistor T_2 avec sa commande de base se comporte un peu comme une sorte de diode Zener à tension ajustable placée entre les points F et G.

Le transistor de commande, fournissant la totalité de la tension de sortie, est T_3 , sur le collecteur duquel on obtient un signal de $20 V_{\text{eff}}$, soit 56,6 V cr/cr, les groupes de transistors T_4 - T_6 - T_8 d'une part et T_5 - T_7 - T_9 d'autre part n'étant que des amplificateurs de courant.

Le condensateur C_2 permet d'appliquer au point H une composante alternative égale à celle que l'on trouve au point J, donc pratiquement égale à celle qui existe au point G et au point F (et qui peut donc atteindre $20 V_{\text{eff}}$, soit 58,6 V cr/cr).

Le but de cette connexion du type « bootstrap » (voir p. 229) est de maintenir constante la différence de potentiel aux bornes de la résistance R_6 : comme on applique au point H la même composante alternative que celle qui existe au point F, il en résulte qu'il n'y a plus de composante alternative aux bornes de R_6 : le courant dans cette dernière est donc constant (voisin de 3 mA), ce qui est favorable pour la réduction de la distorsion de raccordement et pour le fonctionnement du transistor T_3 quand son collecteur est à son potentiel maximal.

Une forte contre-réaction en courant, analogue à celle des amplificateurs opérationnels (voir fig. 211, p. 267), est appliquée à l'entrée de l'étage T_3 par le jeu des résistances R_{15} et R_{14} . On pourrait donc attaquer l'amplificateur au point K : il faudrait, pour exciter complètement le montage, appliquer environ $1,2 V_{\text{eff}}$, l'impédance d'entrée étant environ 2,7 k Ω .

Pour permettre la commande de l'amplificateur par une tension plus petite et avec une impédance d'entrée plus grande, on a ajouté l'étage T_1 . Il apporte un gain en tension de l'ordre de 7 (il suffit d'appliquer $0,17 V_{\text{eff}}$ à son entrée pour exciter l'amplificateur à fond). La présence de la résistance non découplée R_{19} , dans son émetteur augmente l'impédance d'entrée (principe n° 12) et l'on arrive ainsi à une valeur d'impédance d'entrée supérieure à 20 k Ω . La stabilisation du point de fonctionnement de T_1 est obtenue par le montage des résistances R_{17} et R_{18} entre collecteur et base suivant le principe de la figure 70 (p. 118), le point commun L de R_{17} et R_{18} étant découplé par C_5 pour la composante alternative.

Les performances de cet amplificateur sont les suivantes : puissance 100 W sur 4 Ω à 0,3 % de distorsion ; bande passante à pleine puissance de 10 Hz à 145 kHz à -3 dB, de 20 Hz à 55 kHz à -1 dB. Réponse aux signaux transitoires : temps de montée 1,8 μ s sans suroscillation.

On peut l'utiliser avec une charge de 8 Ω : la puissance maximale tombe à 50 W (à 26,5 W sur 15 Ω). Sur 4 Ω , on peut réduire la tension d'alimentation à 60 V (ce qui ne pose plus de problème de tri pour T_3) si l'on se contente de 90 W

maximum en sortie. On peut alors remplacer T_8 et T_9 par des 2 N 3055, mais on risque d'y perdre en bande passante.

Un tel amplificateur est utilisable aussi bien en technique électro-acoustique (quoique franchement trop puissant : il en existe des types plus simples, alimentés sous 50 V et donnant 17 W sous 15Ω) que pour la commande de moteurs alternatifs et même l'excitation de générateurs d'ultrasons.

Nous avons expliqué plus haut les limites des possibilités de ces amplificateurs en raison de la tension nécessaire à l'alimentation des transistors de puissance quand on désire envoyer l'énergie de sortie dans une impédance élevée. Ceci est dû à ce que seulement la *moitié* de la tension d'alimentation peut être appliquée comme valeur de crête à la charge.

On pourrait faire en sorte d'appliquer à la charge une tension dont la valeur de crête soit égale à la *totalité* de la tension d'alimentation. On y arrivera au moyen du montage dont le principe est indiqué par la figure 86.

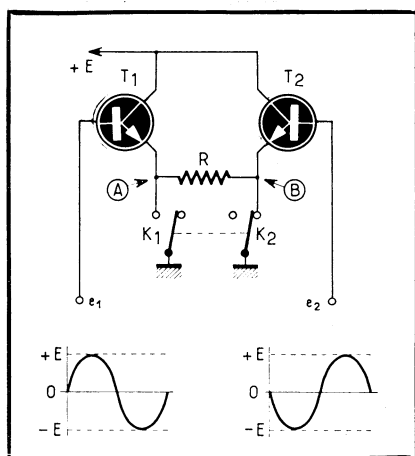
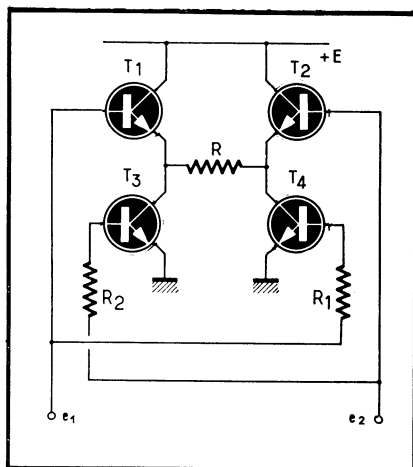


Fig. 87. — Réalisation pratique du montage de la figure 86, les deux interrupteurs étant remplacés par des transistors fonctionnant en commutation (tout ou rien), commandés largement sur leurs bases par les signaux d'entrée qui attaquent les deux transistors montés en collecteur commun.

Fig. 86. — Dans cet amplificateur, les deux transistors fonctionnent en collecteur commun à tour de rôle. Pendant que l'un des deux porte une extrémité de R à un potentiel positif, l'interrupteur adéquat met à la masse l'autre extrémité de R.

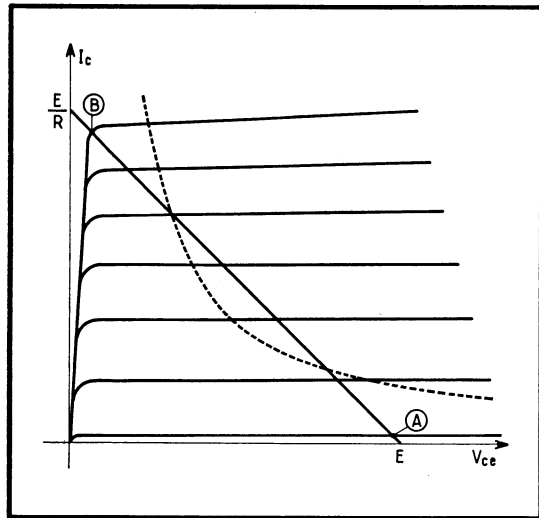


Comme on le voit, les transistors T_1 et T_2 sont deux étages collecteur commun, qui fonctionnent à tour de rôle, chacun pendant la moitié d'une période. Les interrupteurs K_1 et K_2 seront fermés au moment adéquat : pendant que le transistor T_1 débitera (tension e_1 positive), c'est l'interrupteur K_2 qui sera fermé. On pourra donc appliquer à la charge R une tension de crête égale à $+E$. Par contre, quand le transistor T_2 débitera et que T_1 sera bloqué (e_2 positive et e_1 négative), c'est l'interrupteur K_1 qui sera fermé, et K_2 ouvert. On applique ainsi à la résistance R une tension en sens opposé (B positif par rapport à A) allant jusqu'à une valeur de crête égale, ou presque, à E.

Comme les lecteurs l'ont deviné, il n'est pas question d'utiliser pour K_1 et K_2 de simples interrupteurs, ni même des relais électromagnétiques; nous utiliserons pour réaliser ces « interrupteurs » des transistors fonctionnant au blocage ou à la saturation : le schéma correspondant est indiqué sur la figure 87.

Quand le transistor T_1 est conducteur (tension e_1 positive), le transistor T_4 est amené à la saturation par son courant de base, fourni par la tension positive e_1 à travers la résistance R_4 . Au même moment, le transistor T_3 est bloqué, de même que T_2 (puisque la tension e_2 est négative). Un tel système se prête parfaitement à la commande d'un moteur. Son utilisation dans le domaine des amplificateurs de sonorisation à haute-fidélité est un peu plus délicate : le problème est celui de la contre-réaction. Contrairement à l'habitude, la tension appliquée à la charge R n'est pas appliquée à une extrémité de cette charge, l'autre étant à la masse. Il faut donc, si l'on veut prélever une tension proportionnelle à celle qui est établie aux bornes de R , disposer d'un amplificateur différentiel attaqué sur ses deux entrées par les tensions appliquées aux deux extrémités de R . Il faut tout de même penser que, T_1 et T_2 étant utilisés en collecteur commun, l'étage de sortie ne présentera pas une forte distorsion. Les transistors T_3 et T_4 sont utilisés au blocage ou à la saturation; il peut y avoir une légère distorsion au moment où l'on passe de l'une à l'autre. Quoi qu'il en soit, si l'on peut tolérer cette légère distorsion, (et nous avons expliqué pourquoi la contre-réaction, qui la supprimerait, est assez difficile à appliquer à cet amplificateur), on utilisera très efficacement ce montage; T_3 et T_4 étant des transistors de puissance relativement faible, il suffira qu'ils puissent supporter le courant maximal qui passera à travers T_1 et T_2 , et la tension maximale égale à E . Leur dissipation collecteur sera toujours très faible par rapport à la dissipation collecteur de T_1 et de T_2 . Il s'agit donc ici d'un amplificateur fort intéressant pour les applications industrielles.

Fig. 88. — Dans le cas du fonctionnement en classe B, on choisit la valeur de la résistance de charge R de telle sorte que la droite de charge correspondante traverse la courbe de dissipation maximale (en pointillé).



On pourrait croire, en examinant le schéma de la figure 87, qu'il s'agit de la répétition en double du montage de la figure 83; il n'en est rien : dans ce dernier montage, les transistors T_1 et T_2 travaillent en classe A, aucun d'entre eux n'est utilisé dans un régime tout ou rien de commutation. Au contraire, dans le montage de la figure 87, T_1 et T_2 fonctionnent en classe B, et chacun travaille, à tour de rôle, pendant une demi-période. Le point de repos pour ces transistors correspond à un courant presque nul.

Nous allons maintenant examiner quels sont les avantages du montage en classe B. Sur la figure 88, nous avons représenté la droite de charge, partant de

la tension d'alimentation E et aboutissant à l'intensité maximale E/R . Le point de repos correspond à A , c'est-à-dire à un courant pratiquement nul, le point de courant maximal étant B qui correspond à une tension collecteur-émetteur négligeable. Dans ces conditions, pendant une demi-période, le courant qui passe dans le collecteur du transistor varie suivant une loi sinusoïdale entre 0 et E/R . Pendant la demi-période suivante, c'est un autre transistor qui va entrer en fonctionnement, faisant varier le courant dans la résistance R de 0 à $-E/R$.

Que le courant passe par un transistor ou par l'autre, il est toujours débité par la source : le courant fourni par celle-ci variera comme l'indique la courbe de la figure 89. Si la loi de variation du courant est sinusoïdale, il est facile de calculer la valeur moyenne du courant débité par la source : on l'obtiendra par l'expression :

$$i_{\text{moyen}} = \frac{2}{T} \int_{t=0}^{t=\frac{T}{2}} \frac{E}{R} \sin(\omega t) dt$$

Le calcul de cette intégrale nous donne la valeur de ce courant moyen qui est $2E/R\pi$.

On en déduit donc que la puissance débitée par la source est égale à $2E^2/R\pi$. Comme la tension crête aux bornes de R est égale à E , ceci correspond à une puissance dissipée dans R égale à $E^2/2R$.

En divisant cette dernière valeur par la puissance fournie par la source, on trouve le rendement maximal qui vaut donc $\pi/4$ soit environ 0,786. Le rendement maximal d'un amplificateur classe B, en négligeant le courant minimal de collecteur et la résistance de saturation, sera donc de 78,6 %.

Contrairement au cas de l'étage en classe A, où la puissance débitée par la source était indépendante de la puissance fournie à la charge (et où, par conséquent, la puissance dissipée sur le collecteur du transistor baissait au fur et à mesure que la puissance fournie à la charge augmentait), la puissance fournie par la source augmente quand l'attaque de l'étage final augmente.

Désignons par k le « taux d'attaque », c'est-à-dire le rapport du courant collecteur de crête du transistor à sa valeur maximale E/R : le coefficient k variera donc de 0 (attaque nulle, amplificateur au repos) à 1 (attaque maximale).

Pendant la demi-période où un transistor conduit, sa dissipation collecteur varie suivant la loi :

$$W = I_c (E - RI_c) = k \frac{E^2}{R} \sin(\omega t) - k^2 \frac{E^2}{R} \sin^2(\omega t)$$

Pendant l'autre demi-période, le transistor étant constamment bloqué, sa dissipation collecteur est donc nulle.

Nous pouvons donc calculer la valeur de sa dissipation collecteur moyenne en faisant une intégration suivant la formule :

$$W = \frac{\omega}{2\pi} k \frac{E^2}{R} \int_{t=0}^{t=\frac{\pi}{\omega}} [\sin(\omega t) - k \sin^2(\omega t)] dt$$

Le calcul est relativement simple et nous donne comme résultat une dissipation moyenne de :

$$\frac{E^2}{R} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{k}{4} \right) k$$

On voit que cette dissipation moyenne, partant de 0 pour $k = 0$, croît et qu'elle passe par un maximum pour la valeur de k qu'il est facile de calculer en dérivant l'expression précédente et en annulant la dérivée; cette valeur de k est :

$$k = \frac{2}{\pi} \neq 0,64$$

Dans ces conditions, en reportant cette valeur de k dans l'expression ci-dessus, on trouve que la dissipation moyenne de collecteur du transistor vaut environ :

$$\frac{1}{9,87} \cdot \frac{E^2}{R}$$

Ceci a donc lieu pour une attaque qui amène le courant collecteur de crête environ aux $2/3$ de sa valeur maximale. Paradoxalement, quand on augmente l'attaque de l'amplificateur, la dissipation moyenne de collecteur de chaque transistor diminue et elle arrive à la valeur :

$$\frac{1}{14,6} \cdot \frac{E^2}{R}$$

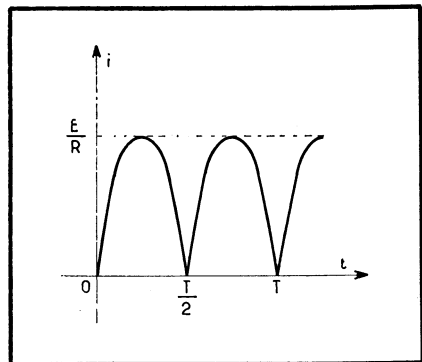
pour l'attaque maximale ($k = 1$), correspondant au rendement de 78,6 %.

Rappelons que la puissance maximale dissipée à un instant donné sur le collecteur peut être de :

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{E^2}{R}$$

On remarque donc que la puissance dissipée sur chaque collecteur est, dans le cas le plus défavorable ($k = 0,64$), 2,5 fois plus faible que sa valeur de crête. On peut donc en conclure, dans la mesure où la période la plus grande de la tension à amplifier est faible par rapport à l'inertie thermique de la jonction, que l'on peut parfaitement utiliser une droite de charge qui coupe franchement l'hyperbole de dissipation maximale du transistor.

Fig. 89. — Dans le cas d'un push-pull en classe B, l'intensité débitée par la source varie comme l'indique la courbe.



Sur la figure 88, cette ligne de dissipation maximale a été tracée en trait discontinu. On voit que la dissipation collecteur peut dépasser en instantané cette valeur maximale (et nous avons vu qu'elle peut la dépasser de 2,5 fois environ) sans que la dissipation moyenne dépasse cette valeur critique.

Bien entendu, si nous désirons faire fonctionner notre amplificateur à des fréquences plus basses, telles que les périodes correspondantes ne puissent plus

être négligées par rapport à l'inertie thermique de la jonction, nous ne pourrions plus faire traverser l'hyperbole de dissipation par la droite de charge : ceci nous conduira donc à envisager des transistors capables de dissiper une puissance de collecteur environ 2,5 fois plus forte. En effet, le point figuratif peut (dans le cas d'un amplificateur à couplage continu) rester très longtemps au milieu de la droite de charge, c'est-à-dire au point correspondant à une dissipation de collecteur :

$$\frac{1}{4} \cdot \frac{E^2}{R}$$

C'est ce qu'il faudra prévoir, en particulier, dans tout amplificateur à couplage continu et dans la plupart des amplificateurs à utilisation industrielle, actionnant un moteur. Tout étage réalisé en classe B bénéficie en général d'un meilleur rendement que l'étage en classe A, mais il est souvent d'une réalisation un peu plus compliquée. On cite en général les difficultés rencontrées dans les étages en classe B par suite de l'annulation brusque du courant dans un des deux éléments actifs : si le transformateur de sortie n'a pas un couplage suffisamment étroit entre les deux sections, il en résulte une distorsion.

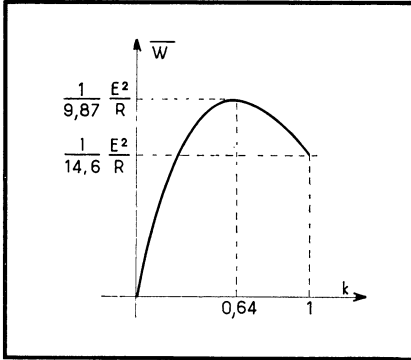


Fig. 90. — Dans un push-pull classe B, attaqué de façon telle que le courant de crête de chaque transistor atteigne k fois sa valeur maximale E/R ($k < 1$), la dissipation moyenne W du collecteur de chaque transistor varie comme l'indique la courbe ci-contre : c'est pour une attaque correspondant à 64 % du maximum que W est maximal.

Dans le cas des transistors où l'on peut très souvent se passer de transformateur de sortie, cette cause de distorsion est éliminée.

Par contre, il subsiste toujours les difficultés inhérentes au principe même de la classe B : la stabilisation du point de repos des transistors. En effet, on ne peut procéder à une stabilisation par l'intermédiaire d'une contre-réaction quelconque, le courant moyen qui alimente les transistors pouvant rester très longtemps supérieur au courant de repos (correspondant à l'absence d'excitation) si l'amplificateur reste longtemps attaqué par une tension alternative d'amplitude constante. Nous verrons, un peu plus loin, comment on peut éliminer en première approximation les difficultés résultant de la fixation du point de repos dans les amplificateurs classe B. Évidemment, ces derniers sont toujours à préférer quand on désire avoir un rendement élevé et obtenir une puissance de sortie grande avec des transistors de faible dissipation maximale de collecteur.

4. — AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE

Si on réalise un amplificateur équipé de plusieurs étages en émetteur commun, la limitation de gain du côté des fréquences basses vient uniquement des condensateurs de couplage ou de découplage éventuels.

Pour les fréquences élevées, dans la grande majorité des cas, les limitations viennent des transistors eux-mêmes. Si ceux-ci étaient attaqués exclusivement en *courant*, on constaterait, pour chaque étage, une baisse de gain d'environ 3 dB pour la fréquence $f\beta$. Or, celle-ci, nous l'avons vu, est en général assez faible : pour un transistor dont la fréquence de coupure α est de 3 000 MHz (ce qui est déjà correct en 1989), si son gain en courant β est de l'ordre de 45, sa fréquence $f\beta$ est voisine de 67 MHz.

En revanche, nous avons signalé que la fréquence de coupure de la pente était en général très supérieure. Nous aurons donc intérêt, pour réaliser un amplificateur à large bande, à utiliser des étages attaqués par des sources de *tension*.

On réalise souvent les amplificateurs à large bande en alternant des étages collecteur commun et des étages émetteur commun. L'étage collecteur commun est, en général, monté en liaison directe à la suite de l'étage émetteur commun. On attaque ainsi chaque étage émetteur commun à basse impédance, la fréquence de coupure correspondante étant celle de la pente; on y gagne énormément au point de vue de la bande passante. Avec des transistors très peu coûteux et très courants on peut réaliser des amplificateurs dont la bande passante est de plus de 50 MHz.

Pour l'attaque de chaque étage en émetteur commun, on utilise un transistor du même type monté en collecteur commun, puisque la fréquence de coupure d'un étage collecteur commun est pratiquement égale à la fréquence de coupure de la pente.

Cette dernière diminue nettement quand le courant de collecteur augmente : en première approximation on peut dire qu'elle lui est inversement proportionnelle. On a donc intérêt à faire fonctionner ces étages collecteur commun et émetteur commun à faible courant collecteur. Pour les étages de sortie, il vaut mieux utiliser des montages du type base commune, si l'on désire avoir une tension de sortie importante ou surtout un courant de sortie élevé. En effet, la fréquence de coupure α d'un transistor varie peu avec son courant de collecteur; la fréquence de coupure de la pente, voisine de $f\alpha$ aux faibles courants de collecteur, diminue rapidement pour les courants plus élevés.

Certains transistors, ayant une résistance intrinsèque d'émetteur relativement élevée, comme le OC 170 par exemple, ont une fréquence de coupure de pente qui peut se situer assez nettement en dessus de la fréquence de coupure α même à faible courant collecteur.

Pour les transistors ayant une faible résistance intrinsèque d'émetteur (3 Ω par exemple dans le cas du transistor 2N 965) la fréquence de coupure de la pente peut facilement dépasser la moitié de la fréquence $f\alpha$, ce qui nous donnerait, dans le cas du transistor donné en exemple, une fréquence de coupure de pente de 400 MHz.

L'approximation selon laquelle le gain d'un transistor varie en fonction de la fréquence, suivant la même loi que celui d'un circuit intégrateur R-C, n'est plus valable quand on approche trop près de la fréquence $f\alpha$: on constate alors que l'on peut avoir un déphasage dépassant largement 180°, ou même 360°, entre les courants de sortie et d'entrée avec un gain qui n'est pas encore nul. Ceci explique qu'il soit difficile de faire appel à des contre-réactions d'élargissement de bande dans le cas de transistors utilisés en amplificateurs à large bande.

Des dispositifs de compensation utilisés en général dans des amplificateurs vidéofréquence à tubes (bobinages de correction par exemple) ne sont utiles.

dans les amplificateurs à transistors, que si l'on s'approche des fréquences pour lesquelles les limites sont inhérentes aux *circuits*.

Des résistances de charge collecteur, dans les amplificateurs à transistors à large bande, sont souvent de l'ordre de quelques centaines d'ohms. Si bien réalisé que soit le câblage, il est exceptionnel de faire descendre les capacités parasites en dessous de 5 ou 6 pF. Or un condensateur de 10 pF, à une fréquence de 50 MHz, représente une impédance d'environ 160 Ω . C'est donc autour des fréquences de l'ordre de 50 MHz qu'il faudra commencer à faire attention à l'influence des capacités parasites, et compenser cette influence par des montages classiques dans la technique des tubes.

Signalons un moyen de contrebalancer l'influence de la self-induction de la connexion d'émetteur dans un étage L.T.P. (1).

Le montage est celui qui est indiqué sur la figure 91. La résistance R_1 du collecteur du transistor T_1 est parcourue en partie par le courant collecteur de T_1 et en partie par le courant de la diode Zener Z qui couple le collecteur de T_1 à la base de T_2 . La charge réelle de collecteur de T_1 est R_1 en parallèle avec R_2 , cette dernière étant de valeur très faible (quelques dizaines d'ohms).

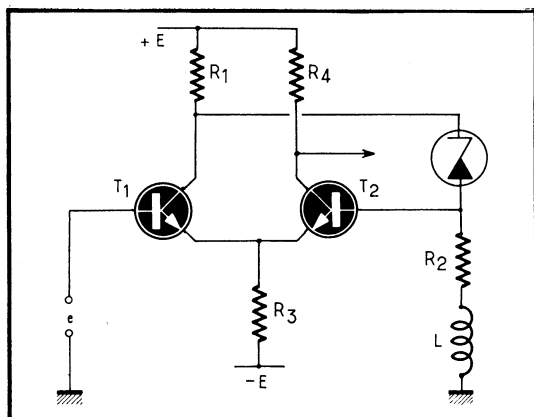


Fig. 91. — Dans l'étage L.T.P., on peut élargir la bande de fréquence en introduisant une réaction positive par couplage du collecteur de T_1 à la base de T_2 , la résistance de charge du collecteur de T_1 est, en fait, R_2 (bien inférieure à R_1). Le bobinage L est à ajuster expérimentalement en retrouvant le gain initial à une fréquence telle que, sans lui, le gain aurait baissé de 10 à 12 dB. La valeur de R_2 est telle que, aux fréquences basses, elle procure une augmentation de gain de 6 dB par rapport au L.T.P. sans réaction.

On détermine R_2 pour que la réaction introduite par le couplage du collecteur de T_1 à la base de T_2 fasse augmenter le gain d'environ 6 dB : dans ces conditions, à fréquence basse, le signal produit sur les émetteurs des transistors est pratiquement nul, et l'ensemble se comporte comme un montage auto-déphaseur. On pousse alors la fréquence jusqu'à une valeur suffisamment élevée pour que le gain de l'ensemble soit descendu d'environ 10 ou 12 dB. On détermine ensuite la valeur du bobinage L pour retrouver un gain aussi voisin que possible du gain initial. L'augmentation de la réaction positive entre T_1 et T_2 aux fréquences élevées, en raison de la présence de L , compense l'effet de diminution apporté par la présence d'un coefficient de self-induction parasite dans la connexion émetteur de T_2 . Un tel montage permet d'obtenir facilement des bandes passantes allant de 50 à 100 MHz avec des transistors haute-fréquence relativement courants (2N 384).

Pour certaines applications des amplificateurs à large bande (amplificateur de déviation d'oscilloscope), il peut être nécessaire de disposer d'une impédance

1. Voir page 109.

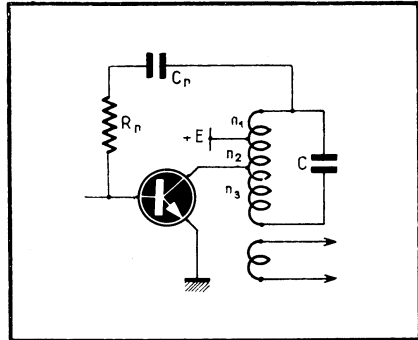
d'entrée élevée : nous verrons au chapitre V comment on arrive à augmenter cette dernière.

5. — AMPLIFICATEURS ACCORDÉS

Si on désire amplifier une bande de fréquence étroite, centrée autour d'une fréquence F_0 , on utilisera comme charges de collecteurs des circuits accordés.

En général, si on souhaite des performances très régulières, indépendantes de la température et du remplacement d'un transistor par un autre, on aura intérêt quitte à sacrifier du gain, à utiliser le montage en base commune.

Fig. 92. — Dans un amplificateur accordé, en émetteur commun, le collecteur est relié à une prise intermédiaire du bobinage, pour réduire l'amortissement de ce dernier. Sur l'extrémité supérieure du bobinage, on trouve une tension en opposition de phase avec celle du collecteur, on l'utilise pour le neutrodynage par la résistance R_n et le condensateur C_n .



De toute façon, le montage en émetteur commun peut très bien s'employer pour des amplificateurs accordés; il faut cependant tenir compte, dans ce cas, d'un certain nombre de phénomènes parasites qui vont intervenir.

Il existe d'abord une capacité non négligeable entre le collecteur et la base. Il en résultera une réinjection de tension de la sortie vers l'entrée : étant donné les rotations de phase introduites aux fréquences élevées par les transistors, cette réaction risque de rendre l'étage instable. On y pallie, comme dans les étages amplificateurs haute puissance des émetteurs à tubes électroniques, par la méthode dite du « neutrodynage ».

Cette technique consiste à réinjecter sur la base une partie du signal apparaissant sur le collecteur (après l'avoir inversé) pour réduire au minimum l'effet de la réaction collecteur-base. Le schéma d'un étage ainsi neutrodyné est indiqué par la figure 92.

On voit, sur cette figure, que l'arrivée du $+E$ n'est pas faite à une extrémité du bobinage d'accord, — ce qui permet de disposer, sur l'extrémité supérieure de celui-ci, d'une tension en opposition de phase avec celle qui est développée sur le collecteur. On réinjecte cette tension sur la base à travers le condensateur C_n et la résistance R_n . Si les nombres de tours n_1 et n_2 sont égaux, la tension qui apparaît sur l'extrémité supérieure du bobinage a une amplitude égale à celle de la composante alternative de tension du collecteur. Dans ces conditions, le condensateur C_n doit avoir une valeur voisine de la capacité parasite collecteur-base, la résistance R_n ayant une valeur qui est à déterminer expérimentalement : sa présence est rendue nécessaire par le fait que la réaction collecteur-base n'est pas purement capacitive mais présente une composante ohmique. Il faut donc une impédance du même type dans la boucle de neutrodynage.

Si, comme c'est souvent le cas, n_1 est plus petit que n_2 , il est nécessaire d'augmenter la valeur de C_n et de diminuer celle de R_n .

On remarque aussi, sur la figure 92, que le collecteur du transistor n'est pas branché à l'extrémité du bobinage. Ceci est tout simplement dû au fait suivant :

La résistance interne de collecteur du transistor est égale, on le sait, à $1/h_{22e}$. Or cette valeur est souvent relativement faible (une dizaine de kilohms) et pourrait provoquer un amortissement préjudiciable au circuit oscillant. Pour adapter les impédances, on branche donc le collecteur à une prise intermédiaire de ce circuit oscillant, qui se trouve donc shunté par une résistance supérieure à $1/h_{22e}$, et son amortissement s'en trouve réduit. Si, par exemple, la partie des spires parcourues par le courant collecteur (n_2) représente le tiers du nombre de spires total, la résistance qui se trouve en parallèle sur le circuit oscillant vaut $3^2 = 9$ fois la résistance $1/h_{22e}$.

On couple souvent cet étage au suivant par l'intermédiaire d'un secondaire, couplé magnétiquement au bobinage du circuit oscillant. Comme on a le choix, en général, de l'extrémité de ce secondaire que l'on mettra à la masse, on peut disposer sur celui-ci d'une tension en opposition de phase avec la tension collecteur. On l'utilisera alors pour réaliser le neutrodynage.

En général il vaut mieux employer pour ces montages des transistors du type haute fréquence, c'est-à-dire dont on n'a pas essayé de minimiser la résistance intrinsèque de collecteur. De tels transistors, peu utilisables dans les montages de commutation en raison de leur résistance de saturation relativement grande, permettent de bons montages amplificateurs car leur résistance intrinsèque de base est faible.

Si l'on désire amplifier des fréquences relativement élevées (plus de 200 ou 300 MHz), la solution de choix est l'adoption de la diode tunnel. Mais cette utilisation étant assez délicate, la diode étant un dipôle, nous allons examiner le problème de plus près, en commençant par voir quelle est la caractéristique de l'ensemble représenté sur la figure 93, qui comporte une diode tunnel D, en parallèle avec une résistance R.

Nous savons que, pour des tensions comprises entre V_p et V_v , la diode tunnel se comporte comme une résistance dynamique négative. Celle-ci atteint, en valeur absolue, son minimum R_0 pour un point voisin du milieu de l'intervalle tension pic-tension vallée.

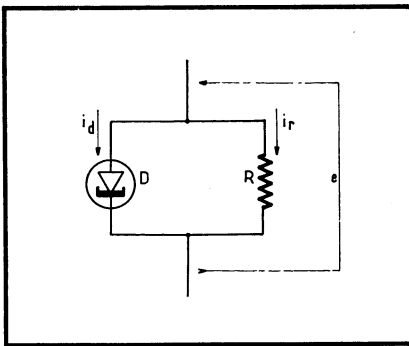


Fig. 93. — Quand on met une diode tunnel en parallèle avec une résistance, pour des tensions e comprises entre la tension de pic et la tension de vallée de la diode, les variations de courant dans la diode et dans la résistance sont en sens inverse et peuvent se compenser presque exactement. L'ensemble se présente alors comme une résistance presque infinie, dans laquelle la tension d'entrée à amplifier ne peut faire passer qu'une intensité très faible.

Soit v_1 la tension correspondante. Nous avons placé en parallèle avec la diode une résistance R un peu inférieure à R_0 . Dans ces conditions, la caractéristique de l'ensemble résistance-diode ne présentera pas de partie descendante : la résistance dynamique de l'ensemble restera toujours positive. Mais, entre les tensions v_2 et v_3 , les courants qui circulent dans la diode tunnel (diminuant quand e aug-

mente) et dans la résistance R (augmentant quand e augmente), se compensent en partie : le courant total varie peu (entre les valeurs I_8 et I_9). L'ensemble se comporte donc comme une résistance dynamique très grande. Si nous lui appliquons une tension alternative, superposée à une tension continue v_1 , et faisant varier la tension aux bornes de la diode entre v_2 et v_3 , comme le montre la figure 94, le courant total (diode + résistance) variera peu : de I_8 à I_9 .

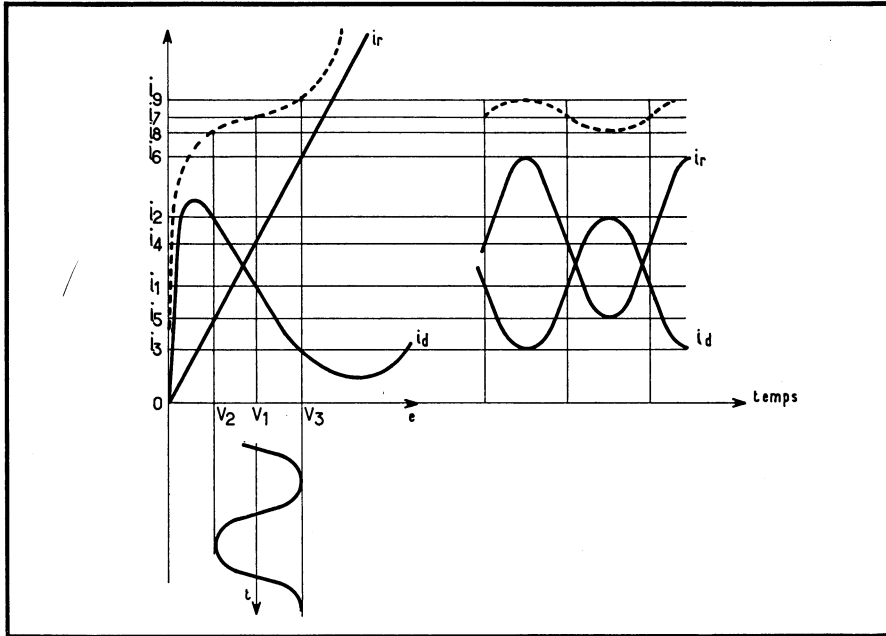


Fig. 94. — En traçant sur le même graphique les courbes donnant en fonction de e l'intensité i_0 dans la diode et i_r , on peut construire la courbe donnant le courant total (en pointillé). Si l'on applique à l'ensemble une tension alternative superposée à une composante continue v_1 , la variation du courant total est faible, entre i_8 et i_9 , tandis que la variation de courant dans la résistance est beaucoup plus grande (entre i_5 et i_6).

Par contre, les variations de courant dans la diode et surtout dans la résistance R seront importantes. La source de tension alternative ne débitera donc qu'un courant relativement faible dans l'ensemble, alors que nous pourrions recueillir un courant important dans la résistance R : celle-ci n'est autre que la résistance de charge.

La diode D vient en quelque sorte « désamortir » le circuit oscillant accordé qui était amorti par la présence de la résistance de charge R . Malgré que celle-ci soit faible, la source de tension alternative qui attaque l'ensemble de la diode et de la résistance R « voit » une résistance dynamique très élevée, dans laquelle cette source ne dissipe que peu de puissance. Ce qui rend le problème difficile, c'est que toute variation de la valeur de la résistance de charge R fait changer beaucoup l'amplification du système.

Bien entendu, l'énergie est fournie par la source de tension continue qui fait passer dans l'ensemble diode-résistance un courant moyen I_7 sous une tension moyenne v_1 .

La tension alternative superposée provoque simplement une modification de la répartition de ce courant total I_7 (presque constant) entre la diode et la charge.

Si cette charge diminue, l'amplification diminue fortement, car la diode tunnel ne compense plus aussi efficacement l'amortissement apporté par R . En revanche, si R augmente, l'ensemble diode-résistance peut présenter une partie à résistance dynamique négative. Le montage entre en oscillations. C'est pourquoi l'utilisation de la diode tunnel comme amplificatrice est relativement délicate et nécessite une résistance de charge bien constante et bien adaptée.

D'autre part, il faut tenir compte du fait que l'amplification ainsi réalisée ne permet aucune séparation entre l'entrée et la sortie. Tout effet de réaction sortie-entrée sera donc assez fâcheux.

Il faut noter, en outre, que la fréquence de coupure de la diode tunnel étant considérable, celle-ci, quoique chargée correctement, peut entrer en oscillations sur des circuits résonnants parasites, constitués par exemple par les coefficients de self-induction propres des connexions : les amplificateurs à diodes tunnel sont le triomphe des connexions courtes ou, de préférence, des circuits à constantes réparties du type ligne.

La figure 95 reproduit un exemple typique d'amplificateur à diode tunnel. La ligne L , découplée en son point gauche par le condensateur C_1 et accordée à droite par condensateur variable C_2 , est « désamortie » par la diode tunnel D . La résistance de charge de sortie, R , est attaquée à travers le condensateur C_3 , celui-ci étant un arrêt de continu. Le point où ce condensateur C_3 est branché sur la ligne L définit l'adaptation de l'impédance de R à la résistance négative de la diode tunnel.

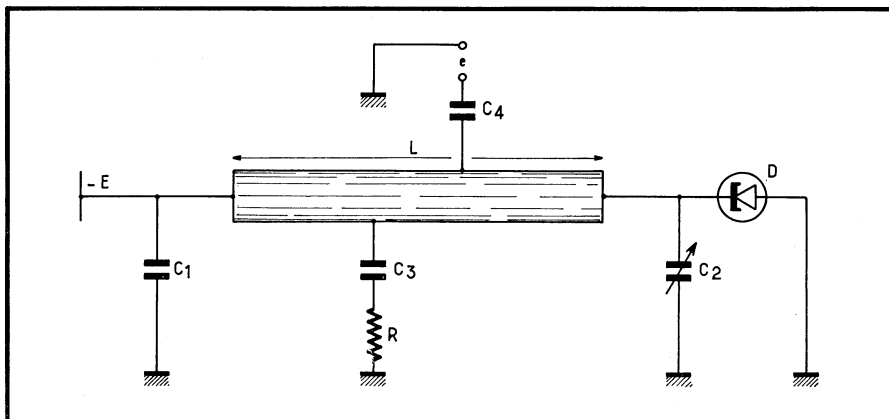


Fig. 95. — Amplificateur accordé à diode tunnel. Cette dernière « désamortit » le circuit oscillant constitué par la ligne L et le condensateur d'appoint C_2 . L'amortissement est dû à la présence de la charge R . En raison de la résistance dynamique négative de la diode, la tension d'entrée « voit » la ligne comme si elle n'était pas amortie : elle ne débite donc qu'une faible puissance. Les condensateurs C_1 , C_3 et C_4 ne sont que des « bloqueurs de continu ».

Le condensateur C_4 , également destiné à arrêter la composante continue, envoie l'énergie depuis l'entrée e à la ligne L : cette entrée voit donc la ligne comme une impédance qui peut s'approcher de l'infini. La source $-E$ fournit la composante continue dont nous avons parlé tout à l'heure en la désignant par v_1 .

L'amplificateur est donc essentiellement un élévateur d'impédances dans le sens sortie-entrée. Lors de sa réalisation pratique, il faut faire très attention à minimiser les inductances parasites dues aux connexions. En général, une des électrodes de la diode tunnel (souvent la cathode) est reliée au boîtier de celle-ci. Dans ce cas, la diode D aura son boîtier logé dans un encastrement creusé à l'extrémité de la tige de cuivre qui constitue la ligne L. La mise à la masse de l'anode de la diode sera faite par des connexions qui ne devront pas, en principe, dépasser 5 ou 6 mm.

On avait pensé utiliser en grand de telles réalisations, en remplaçant éventuellement la ligne L formée d'un cylindre de cuivre par un « strip line » en circuit imprimé, et en utilisant l'ensemble comme préamplificateur pour la télévision en ondes décimétriques. Les résultats avaient été satisfaisants au début, mais il semble qu'il y ait lieu de revoir les premières maquettes. Une faible variation de l'impédance d'entrée du téléviseur, ou même une légère désadaptation du coaxial venant du préamplificateur entraîne facilement une perte de gain importante ou un accrochage.

Quoi qu'il en soit, pour les fréquences de plusieurs centaines de mégahertz, la diode tunnel, à condition d'être utilisée avec de grandes précautions, est une solution de choix pour l'amplification à faible niveau.

Si l'on désire amplifier des fréquences relativement élevées en produisant une puissance de sortie importante, le montage émetteur commun n'est pas, en général, le plus indiqué dans ce but. Nous verrons au chapitre VI que le montage base commune est un de ceux qui conviennent le mieux à cette réalisation. Nous étudierons donc les amplificateurs haute fréquence à fort niveau dans le chapitre correspondant.

LE MONTAGE COLLECTEUR COMMUN ET LES MONTAGES QUI S'Y RATTACHENT

Nous avons indiqué que le montage collecteur commun s'utilisait beaucoup, principalement comme montage abaisseur d'impédance. On l'attaque sur sa base avec une tension, on retrouve en sortie (sur son émetteur) une tension pratiquement égale à la tension d'attaque, mais constituant une source à faible impédance

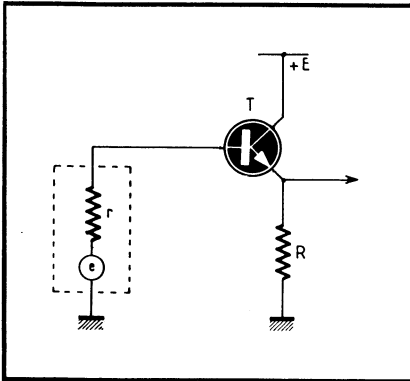


Fig. 96. — Dans le montage collecteur commun, l'impédance de sortie dépend de la résistance interne r de la source qui attaque la base. Elle est pratiquement égale à cette résistance, augmentée du h_{11e} du transistor, le tout divisé par le gain en courant β .

interne, c'est-à-dire capable de débiter une intensité notable sans que sa tension diminue trop. La figure 96 reproduit le montage typique d'un étage collecteur commun. Nous avons vu plus haut que l'impédance présentée à l'entrée par ce montage était :

$$h_{11e} + \frac{\beta R}{1 + R h_{22e}}$$

Pour les valeurs élevées de R , l'expression approchée de l'impédance d'entrée tend vers la limite β/h_{22e} . Cette dernière valeur peut dépasser le mégohm. Dans ces calculs, la valeur de R doit tenir compte non seulement de la résistance placée entre émetteur et masse dans le schéma de la figure 96, mais aussi de la résistance éventuelle du circuit alimenté par l'émetteur, résistance qui se trouve en parallèle avec la résistance R .

En ce qui concerne l'impédance de sortie d'un tel montage, on sait qu'elle dépend de la résistance interne r de la source qui attaque la base : en première approximation, elle est égale à cette résistance r augmentée de h_{11e} , le tout divisé par le gain en courant β ; la valeur que l'on calcule ainsi doit évidemment être considérée comme mise en parallèle sur la résistance R de la figure 96.

Dans un transistor de paramètres à peu près moyens

$$(h_{11e} = 1,5 \text{ k}\Omega; \beta = 40, \text{ et } h_{22e} = 50 \text{ }\mu\text{S}),$$

on trouvera, par exemple, que l'impédance d'entrée peut atteindre environ une limite de 800 k Ω pour R très grand; l'impédance de sortie sera de 75 Ω si la résistance r du générateur qui attaque la base est aussi de 1,5 k Ω .

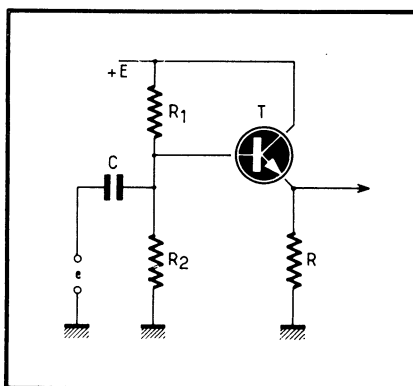
On voit donc qu'un tel étage collecteur commun n'est pas l'équivalent exact de l'étage à sortie cathodique, courant dans les montages électroniques à tubes. En effet, dans ce dernier, l'impédance de sortie était pratiquement indépendante de l'impédance du circuit d'attaque, et l'impédance d'entrée, toujours considérable, était également indépendante de l'impédance de la charge, ainsi que de la valeur de la résistance cathode-masse, tout au moins en première approximation.

Quand on veut réaliser un abaissement d'impédance plus important que le rapport β , on est amené quelquefois à monter deux étages collecteur commun en cascade.

1. — LES PROBLÈMES DE POLARISATION

Pour qu'un étage comme celui de la figure 96 puisse fournir une tension de sortie d'amplitude adéquate, il est quelquefois nécessaire de polariser le transistor de telle sorte que la chute de tension aux bornes de R soit une proportion importante de $+E$. Si l'on réalisait directement le montage de la figure 96, sans appliquer de composante continue de tension à la base, le transistor T se trouverait normalement bloqué, son émetteur restant au potentiel de la masse; seules les demi-alternances positives de la tension d'entrée e seraient transmises.

Fig. 97. — (ci-contre). Si l'on veut que le montage collecteur commun puisse fournir une tension de sortie ayant une composante alternative, il faut polariser positivement (transistor $n-p-n$) sa base par un pont R_1-R_2 .



On est donc souvent conduit à réaliser une polarisation de la base, par exemple comme l'indique le montage de la figure 97.

Ce montage présente un inconvénient : la présence des résistances R_1 et R_2 , qui constituent le diviseur de tension polarisant la base, provoque un abaissement

de l'impédance d'entrée du montage, celle-ci se trouvant en parallèle avec R_1 et avec R_2 que l'on ne peut pas augmenter trop sous peine de réduire la stabilité de fonctionnement.

Par exemple, avec le transistor défini plus haut, si la résistance R vaut $1\text{ k}\Omega$, nous devrions avoir, comme résistance d'entrée, à peu près $40\text{ k}\Omega$. En réalité, les résistances R_1 et R_2 viendront diminuer cette valeur, et on risque fort de la voir tomber à la moitié de ce dernier nombre.

Il y a un moyen, en ce qui concerne la composante alternative, d'éliminer ce défaut : c'est l'utilisation du montage de la figure 98, où le point commun des résistances R_1 et R_2 , qui nous sert à définir la composante continue du potentiel de base, est relié à la sortie (à l'émetteur du transistor) par un condensateur C_2 de forte capacité. C'est une résistance R_3 qui transmet à la base la composante continue souhaitée. Comme, quand on applique la tension alternative e à la base du transistor par le condensateur C_1 , on retrouve en principe au point A la même composante alternative qu'au point D (le gain en tension d'un montage collecteur commun est voisin de l'unité), on doit retrouver encore la même composante alternative, ou peu s'en faut, au point B. La composante alternative de tension aux bornes de R_3 est donc sensiblement nulle; en tout cas elle est beaucoup plus petite que e : si, par exemple, le gain en tension de l'étage est égal à $0,95$, on ne retrouve, comme composante alternative aux bornes de R_3 , que le vingtième de la tension e . Dans ces conditions, tout se passe comme si, le potentiel du point B étant fixe, la valeur de la résistance R_3 était multipliée par 20 . Ainsi, avec une valeur modérée de R_3 n'introduisant pas de dérive en courant continu, nous obtiendrons cependant une résistance d'entrée aussi élevée que le permet le montage.

Cette technique d'augmentation de la résistance d'entrée dérive du montage appelé « bootstrap » que nous retrouverons pour la production de dents de scie linéaires.

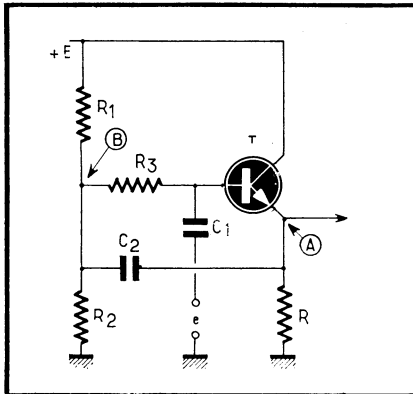


Fig. 98. — (ci-contre) Si, au moyen du condensateur C_2 , on rend la composante alternative en (B) égale à celle qui existe en (A), cette dernière étant presque la même que celle que l'on applique à la base, il n'y aura presque pas de composante alternative aux bornes de R_3 : l'impédance d'entrée sera alors très supérieure à R_3 .

Signalons avant d'aller plus loin que le montage collecteur commun, très largement utilisé en électronique, est certainement celui qui a sur la conscience le plus d'assassinats de transistors. Quelle en est la raison? Tout simplement le fait que son impédance de sortie est très faible : si l'on relie l'émetteur d'un tel montage (comme celui de la figure 97) à la masse par une résistance trop faible, surtout par un court-circuit, le courant collecteur du transistor atteint très rapide-

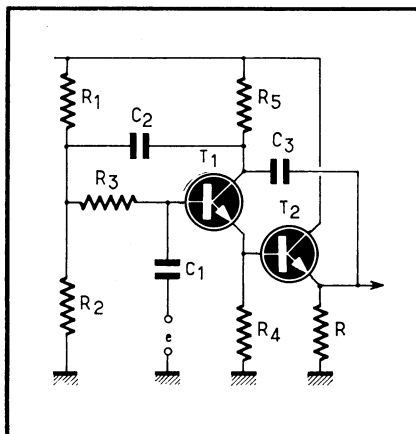
ment une valeur élevée. La tension-collecteur-base restant importante, la dissipation collecteur est souvent suffisante pour entraîner la destruction du transistor. En conséquence, sauf quand il est absolument nécessaire d'utiliser la composante continue, nous recommandons vivement de ne jamais employer le montage de la figure 97 sans placer un condensateur en série dans le fil de sortie (depuis l'émetteur). Ainsi, une mise à la masse n'aura pas de conséquences catastrophiques du point de vue de la composante continue. On peut également, mais cela est moins recommandable, placer une petite résistance en série entre le +E et le collecteur : celle-ci limite le courant maximal et surtout la dissipation maximale de collecteur. Un montage à transistors réalisé en vrac sur des barrettes à cosses du type « arête de poisson » et comportant des étages collecteurs communs non protégés sera un véritable cimetière à transistors dès qu'un contact fortuit se produira entre l'émetteur et la masse. Comme une simple pince crocodile, en glissant sur une cosse, établit généralement ce contact pour quelques millièmes de seconde, on peut être sûr que cet accident aura lieu et que le transistor monté en collecteur commun y terminera sa carrière.

2. — ÉTAGES COLLECTEUR COMMUN EN CASCADE

Comme nous l'avons dit plus haut, l'abaissement d'impédance apporté par un étage collecteur commun est de l'ordre du coefficient β . Si ce dernier ne nous suffit pas, nous réaliserons donc deux étages collecteur commun en cascade. Ce sera un montage dans lequel un premier transistor est connecté en montage Darlington par rapport au second.

Dans le cas où l'on utilise un tel montage, il est possible d'augmenter encore l'impédance d'entrée du premier étage. En effet, nous avons vu que, même avec une résistance émetteur-masse infinie, l'impédance d'entrée d'un montage collecteur commun ne pouvait dépasser : β/h_{2e} .

Fig. 99. — En utilisant deux étages collecteur commun en cascade, on peut appliquer aussi au collecteur de T_1 une composante alternative égale à celle de la tension de sortie. La capacité parasite collecteur-base de T_1 se trouve alors éliminée.



Nous obtiendrons une impédance encore plus élevée que cette dernière valeur si nous faisons en sorte que le potentiel du collecteur suive également (comme l'émetteur) les variations du potentiel de base.

Nous y arriverons par le montage de la figure 99.

On voit que, dans ce montage, la tension de sortie (prélevée sur l'émetteur de T_2) est envoyée par le condensateur C_3 au collecteur de T_1 , celui-ci étant alimenté en courant continu moyen par la résistance R_5 . Le potentiel du collecteur de T_1 suit donc, à chaque instant, les variations du potentiel de l'émetteur de T_2 , c'est-à-dire de la base de T_2 , c'est-à-dire de l'émetteur de T_1 , soit, enfin, celles de la base de T_1 . De même, le point commun des résistances de R_1 et R_2 suit également, à cause du condensateur C_2 , les variations de potentiel de l'émetteur de T_2 , comme cela avait lieu dans le montage de la figure 98.

Le fait que le collecteur de T_1 suive les variations du potentiel de la base de ce transistor, ainsi que l'émetteur de T_1 , entraîne une augmentation encore plus grande de l'impédance d'entrée, surtout dans le cas de certains transistors qui ont une capacité collecteur-base non négligeable; l'impédance d'entrée du montage collecteur commun baisserait alors rapidement aux fréquences élevées.

On peut utiliser un système monté avec deux étages collecteur commun dans un but assez différent d'une simple augmentation d'impédance d'entrée. En effet, si nous considérons le montage de la figure 100, nous remarquons que la présence de la capacité parasite γ fait que le signal que l'on observera sur l'émetteur, la base étant attaquée par une impulsion rectangulaire, aura un flanc montant raide et un flanc descendant arrondi.

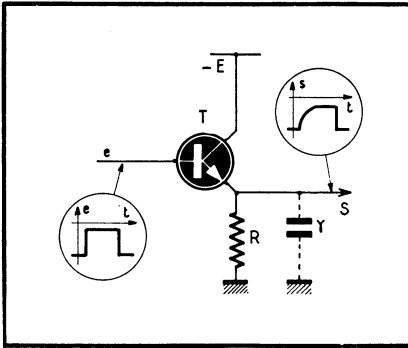
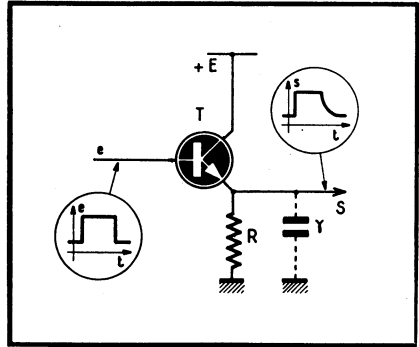


Fig. 101. — Si l'étage collecteur commun est équipé d'un transistor $p-n-p$, ce sont les flancs descendants qui sont bien transmis, les flancs montants étant allongés par la capacité parasite en parallèle sur la résistance d'émetteur.

Fig. 100. — Dans un étage collecteur commun à transistor $n-p-n$ les flancs montants (déblocage du transistor) sont mieux transmis que les flancs descendants.



En effet, lors de la transmission du flanc montant, l'impédance de sortie du montage est faible puisque le transistor débite en permanence; si la présence de γ introduit un retard sur la montée de potentiel de l'émetteur, le courant du transistor ne s'accroît que plus rapidement et sa pente en fait autant, diminuant par conséquent l'impédance de sortie.

En revanche, dans la transmission du flanc descendant, le transistor a tendance à se bloquer, surtout si le temps nécessaire à la décharge de la capacité parasite γ tend à diminuer le courant collecteur du transistor, donc sa pente, et provoque, de ce fait, une augmentation de l'impédance de sortie.

Autrement dit, la transmission du flanc montant est liée à la constante de temps que l'on obtient en multipliant γ par la résistance de sortie du montage;

celle du flanc descendant est conditionnée par la constante de temps $R\gamma$ qui est en général très supérieure.

Si nous avons utilisé, au contraire (figure 101), un transistor du type $p-n-p$ alimenté par une tension négative $-E$, nous aurions eu, pour une attaque de base par une impulsion rectangulaire identique à celle que nous avons appliquée au montage de la figure 100, un signal de sortie arrondi sur le flanc montant, et très raide sur le flanc descendant (le raisonnement que nous avons fait plus haut est applicable ici, mais en changeant les polarités des courants).

Si on veut transmettre correctement une impulsion rectangulaire, et si on désire que les flancs montant et descendant soient raides tous les deux, la solution élégante consiste à utiliser deux transistors, un $n-p-n$ et un $p-n-p$ montés comme l'indique la figure 102.

Dans un tel montage, c'est le transistor T_1 qui chargera rapidement la capacité γ lors des flancs montants, et c'est T_2 qui la déchargera rapidement lors des flancs descendants.

Fig. 102. — L'association de deux transistors en collecteur commun, un $n-p-n$ T_1 et un $p-n-p$ T_2 permet la transmission correcte des flancs montant (déblocage de T_1) et descendant (déblocage de T_2).

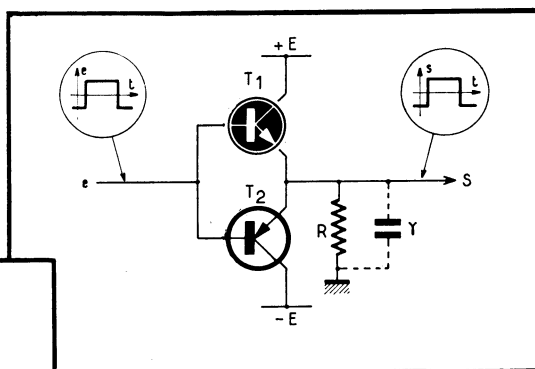
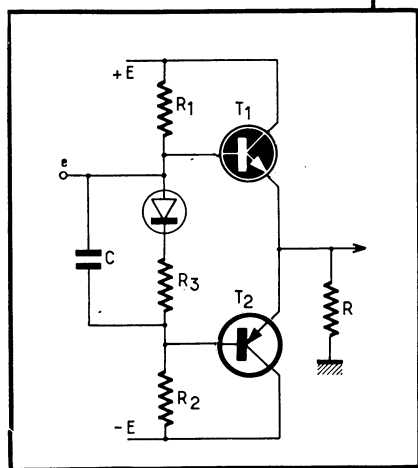


Fig. 103 (ci-contre). — Pour un fonctionnement sans distorsion du montage de la figure 102, il peut être bon de maintenir une différence de potentiel constante, ou presque, entre les deux bases, ce que l'on peut faire au moyen d'une diode au silicium fonctionnant dans le sens direct, en série avec une petite résistance R_3 pour augmenter un peu plus la différence de potentiel entre les bases.

Le montage de la figure 102 est utilisable tel quel; mais il ne faut pas oublier qu'un transistor nécessite, pour fonctionner, une certaine différence de potentiel entre la base et l'émetteur : pour T_1 la base doit être légèrement positive par rapport aux émetteurs, et pour T_2 légèrement négative. Il s'ensuit que, pour qu'un courant passe dans les deux transistors au repos, la base de T_1 doit être légèrement positive par rapport à celle de T_2 : c'est pourquoi on modifie quelquefois le montage de la figure 102 pour réaliser celui de la figure 103. Dans ce dernier, la différence de potentiel constante entre les deux bases est obtenue au moyen de la diode D

parcourue par un courant en sens direct, la tension apparaissant à ses bornes étant éventuellement augmentée de la chute de tension dans la résistance R_3 . Ce sont les résistances R_1 et R_2 qui assurent le passage d'une composante continue de courant dans D et dans R_3 . Comme les composantes alternatives à appliquer aux deux bases doivent être les mêmes, ces bases ont été reliées par le condensateur C.

Dans un tel montage, il faut faire très attention à la polarisation des transistors (obtenue par la chute dans D et dans R_3). Si, en effet, cette polarisation devient légèrement trop grande, le courant de repos qui traverse les deux transistors peut croître très rapidement et amener ceux-ci à une dissipation exagérée. Il est donc préférable que les différences de potentiel entre les bases de T_1 et T_2 soient trop faibles plutôt que trop fortes. Que peut-il résulter d'une différence de potentiel trop faible, ou même nulle (comme sur la figure 102)? Pour les faibles valeurs de la tension d'entrée, quand le potentiel des deux bases sera voisin de zéro, il ne passera aucun courant dans les transistors T_1 et T_2 . T_1 ne deviendra conducteur qu'avec une tension d'entrée dépassant une fraction de volt du côté positif; T_2 ne conduira que lorsque la tension d'entrée descendra de quelques dixièmes de volt en-dessous de zéro.

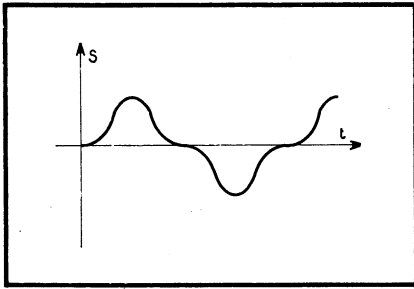
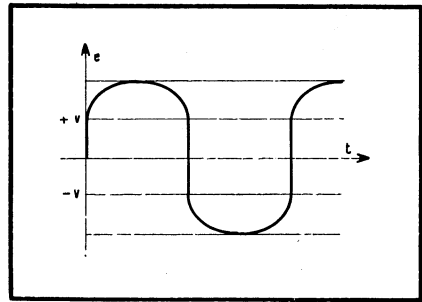


Fig. 105. — Si le montage de la figure 102 est attaqué par une source de courant, la tension des deux bases variera très rapidement entre les seuils $-v$ et $+v$ de conduction des deux transistors, ce qui compensera l'effet de la distorsion du montage.

Fig. 104 (ci-contre). — Dans le montage de la figure 102, pour les faibles valeurs de la tension d'entrée les deux transistors sont bloqués simultanément : il en résulte une distorsion, surtout importante pour les faibles signaux.



La tension de sortie présentera donc une distorsion correspondant à la suppression des tensions d'entrée inférieures à un certain minimum; en attaquant les bases par une tension d'entrée sinusoïdale, on obtiendra une tension de sortie correspondant à la forme d'onde de la figure 104. Le pourcentage de distorsion correspondant sera d'autant plus élevé que la tension d'attaque sera de plus faible amplitude.

Si on veut éviter cette distorsion, il existe un procédé très élégant, qui consiste à attaquer les bases des deux transistors par une source de *courant*. Dans ces conditions, la tension d'entrée présentera une distorsion en sens opposé à celle que l'on a vue sur la figure 104. Au moment où le courant d'entrée changera de sens, en passant par une valeur très faible, les deux transistors ont tendance à être bloqués : l'impédance d'entrée du système devient considérable. En conséquence, la tension que l'on observera sur les deux bases présentera l'aspect qu'illus-

tre la figure 105. Les passages très rapides de la tension d'entrée entre les valeurs $-v$ (seuil de déblocage de T_2) et $+v$ (seuil de déblocage de T_1) permettent donc d'éviter la distorsion de sortie. On peut dire, en première approximation, que, puisque la source de courant qui attaque les deux bases doit fournir une intensité variant suivant une loi sinusoïdale, passant dans une des bases pendant une demi alternance, le courant de sortie suivra, lui aussi, une loi sinusoïdale puisqu'il est pratiquement égal au produit par β du courant d'entrée.

La figure 106 indique une réalisation possible d'un tel étage attaqué en courant. La résistance R , entre les deux émetteurs et la masse, est la résistance de charge. Pour attaquer les bases des transistors T_1 et T_2 en courant, on a utilisé le transistor T_4 , alimenté par une source de courant constant sur son collecteur. Pour réaliser cette dernière, nous avons utilisé un montage que nous retrouverons au chapitre VI et qui consiste à monter un transistor T_3 en base commune, la potentiel de sa base étant maintenu à la tension V_0 en dessous de $+E$, par la diode Zener Z . La chute de tension dans la résistance R_1 est donc constante, le courant d'émetteur de T_3 l'est également, de même que son courant collecteur. La différence entre le courant collecteur constant de T_3 et le courant collecteur de T_4 est envoyée aux bases des transistors T_1 et T_2 (1).

Pour améliorer encore la linéarité, nous avons utilisé une contre-réaction, depuis les émetteurs de T_1 et T_2 vers la base de T_4 . Étant donné les niveaux continus, et comme nous désirons faire un couplage continu, nous avons été obligé de prendre cette tension de contre-réaction sur le diviseur R_4 - R_5 , la résistance R_5 retournant à une source de tension $-E'$ supérieure en valeur absolue à E .

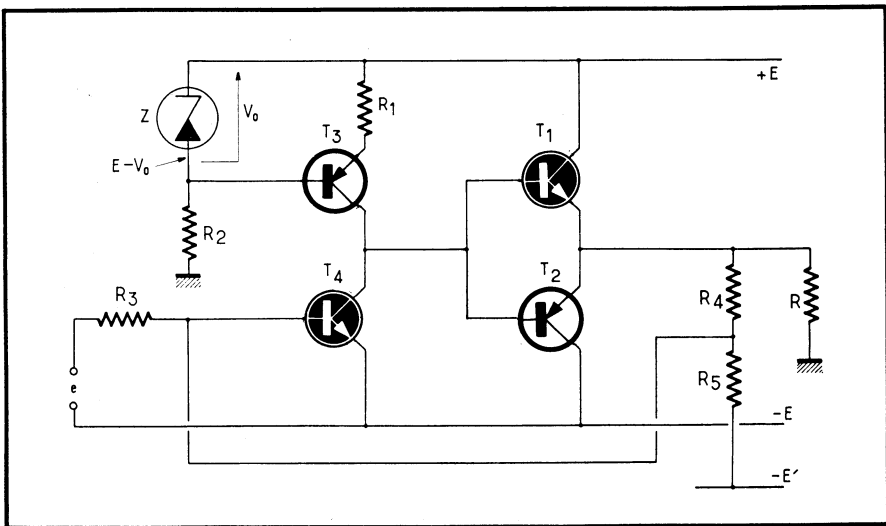


Fig. 106. — Pour attaquer le montage de la figure 102 par une source de courant, le mieux est d'utiliser un transistor amplificateur T_4 , alimenté sur son collecteur par un dispositif à courant constant (constitué par le transistor T_3 en base commune, la diode Zener Z et la résistance d'émetteur R_1). Une contre-réaction améliore encore la linéarité. En raison des niveaux continus, cette contre-réaction doit être réalisée au moyen d'un pont de résistances retournant à une tension $-E'$, plus négative que $-E$.

1. Une autre méthode est la technique « bootstrap » du schéma de la figure 85.

L'amplificateur de la figure 106 représente vraisemblablement la meilleure solution pour la réalisation du push-pull série en classe B : les transistors T_1 et T_2 étant polarisés de telle sorte que le courant de repos soit pratiquement nul, le montage présente une bonne stabilité thermique.

Le problème qui peut se poser est de trouver deux transistors de puissance complémentaires. Nous verrons au paragraphe suivant que l'association d'un transistor de puissance $p-n-p$ et d'un transistor de commande $n-p-n$, montés de façon convenable, est équivalente au transistor de puissance $n-p-n$ complémentaire de celui que l'on a utilisé : ceci résoud le problème.

3. — ÉTAGE ABAISSEUR D'IMPÉDANCE A TRANSISTORS COMPLÉMENTAIRES

L'ensemble que nous allons décrire maintenant n'est pas un montage à collecteur commun. S'il en a les propriétés, c'est que l'on y retrouve, séparées, les fonctions qui existaient dans un étage collecteur commun.

Dans le collecteur commun classique, le transistor joue en effet un double rôle :

1° Il compare la tension de sortie et la tension d'entrée (la tension d'entrée étant appliquée sur la base, celle de sortie prélevée sur l'émetteur, la différence de ces deux tensions est appliquée entre base et émetteur);

2° Il amplifie en courant le résultat de cette comparaison (la différence de potentiel base-émetteur entraîne une variation de courant collecteur qui est égale au produit par la pente de la variation de tension base-émetteur).

Le montage que nous allons étudier ci-après comporte deux transistors, l'un réalisant cette fonction de comparaison (et également de première amplification), le second ayant uniquement une fonction d'amplification.

Si nous examinons le montage de la figure 107, nous constatons qu'il s'agit de celui de la figure 73 réduit à deux transistors. La tension d'entrée, e , est appliquée entre base et émetteur du transistor $n-p-n$ T_1 . Le courant collecteur de T_1 est simplement celui de la base de T_2 ; on retrouve donc dans le collecteur de ce dernier un courant β_2 fois plus grand.

Il est facile de calculer le gain en tension d'un tel étage. Une tension e (composante alternative) appliquée à T_1 produit dans son collecteur un courant égal à : $e \cdot s_1$, où s_1 désigne la pente du transistor T_1 . Le courant collecteur du transistor T_2 sera donc : $e \beta_2 \cdot s_1$, où β_2 désigne le gain en courant de T_2 . La tension de sortie sera par conséquent : $e \cdot R \beta_2 \cdot s_1$. On en déduit donc que le gain est :

$$R \cdot \beta_2 \cdot s_1 \quad (1)$$

L'impédance d'entrée de ce montage est égale à la valeur du h_{11e} du transistor T_1 . La valeur de l'impédance de sortie est voisine de R .

Prenons un exemple numérique. Nous utiliserons pour T_1 et T_2 deux transistors ayant chacun un β de 40.

Nous supposons que le second ait un courant collecteur moyen de 3,7 mA, soit un courant base de 92 μ A. Avec ce courant collecteur, T_1 a une pente de

1. On peut démontrer que ce gain est voisin du produit par 35 de la composante continue (exprimé en volts) du potentiel collecteur de T_2 .

l'ordre de 3,3 mA/V, une résistance d'entrée h_{11b} de $1/0,0035 = 29 \Omega$, donc une résistance d'entrée h_{11e} de 40×29 soit environ 11 000 Ω . Nous avons pris $R = 2 \text{ k}\Omega$, d'où une composante continue de S égale à 7,4 V, donc un gain G voisin de $35 \times 7,4 = 260$.

Modifions maintenant cet amplificateur pour le réaliser comme l'indique la figure 108. On voit que, maintenant, on applique entre émetteur et base du transistor T_1 non pas la tension d'entrée e , mais la différence $e - s$ entre cette tension d'entrée et la tension de sortie. En retranchant de la tension d'entrée la totalité de la tension de sortie, nous avons réalisé une contre-réaction totale. Le taux de contre-réaction est égal au gain qu'avait l'amplificateur de la figure 107.

On sait que, si on applique à un amplificateur de gain G une contre-réaction totale, son gain devient alors :

$$\frac{G}{1 + G}$$

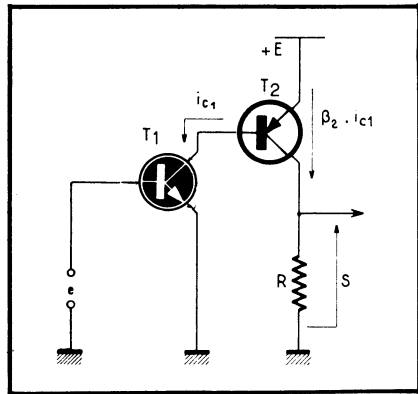
tandis que la résistance d'entrée est multipliée par G et la résistance de sortie divisée par G .

Dans l'exemple numérique pris plus haut, le gain du montage de la figure 108 sera donc de :

$$\frac{260}{261} = 0,996$$

Sa résistance d'entrée sera environ 3,2 $\text{M}\Omega$ (soit $\beta_1 \beta_2 R$) et celle de sortie à peu près 7 Ω (si la source de tension e qui attaque T_1 a une résistance interne négligeable par rapport au h_{11e} de T_1 , soit 11 $\text{k}\Omega$).

Fig. 107. — Amplificateur à couplage continu à deux étages utilisant des transistors complémentaires. Le gain en tension est élevé.



Ce montage est analogue à celui que l'on réaliserait avec un seul transistor $n-p-n$ ayant un gain $\beta_1 \beta_2$ (soit 1 600) monté en collecteur commun. Il réalise donc un abaissement d'impédance dans le rapport 1600. On aurait eu le même abaissement d'impédance avec T_1 et T_2 montés en cascade, chacun étant monté en collecteur commun, mais un tel montage aurait eu un gain de 0,97 (au lieu de 0,996). Aucun montage à sortie cathodique à tube ne permettrait d'obtenir un gain aussi proche de l'unité et une impédance minimale de sortie aussi faible (il faudrait une pente de 140 mA/V).

Le montage de la figure 108 est tellement intéressant dans les applications de l'électronique comme séparateur et étage adaptateur d'impédances, que l'auteur

en a fait une consommation peut-être exagérée dans toutes ses réalisations. Rappelons que, comme tout montage abaisseur d'impédance, il est destiné à être attaqué par une source de tension, ayant éventuellement une résistance interne élevée, donc incapable de débiter, sa sortie reproduisant la tension d'entrée, mais à faible impédance, capable donc de débiter une intensité notable sans altération. C'est ce qui explique le surnom de « musclé » que lui ont donné certains électroniciens. La tension d'entrée, anémique en quelque sorte, se trouve reproduite sans amplification de tension à la sortie, mais cette fois elle est capable de débiter de la puissance.

Le montage de la figure 108, quoique n'étant pas constitué de transistors montés en collecteur commun, est en quelque sorte un « super collecteur commun ». C'est la solution de choix chaque fois qu'on désire attaquer, par exemple, l'entrée d'un amplificateur à transistors par la sortie d'un étage à tubes électroniques chauds (ces dispositifs ne sont pas, quoi qu'en pensent certains, absolument incompatibles). C'est aussi la meilleure solution pour adapter à un amplificateur à transistors un microphone à cristal ou tout autre source de tension incapable de débiter.

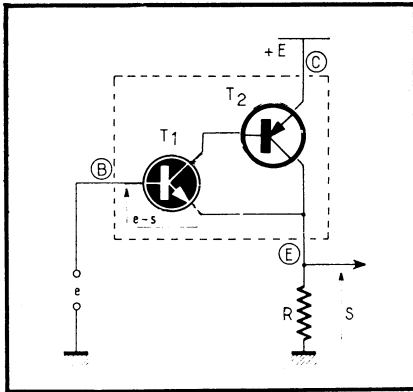


Fig. 108. — En munissant l'amplificateur de la figure 107 d'une contre-réaction totale (on applique entre émetteur et base de T_1 la différence entre e et la totalité de la tension de sortie S) on obtient le « super-collecteur commun ». L'impédance d'entrée est énorme (plusieurs mégohms), celle de sortie est minuscule (moins de 10Ω) et le gain en tension s'approche de l'unité à moins de $4/1000$ près. Le tout est équivalent à un transistor $n-p-n$ monté en collecteur commun, ses électrodes étant encerclées. Ce montage est d'un emploi très fréquent en électronique.

On peut encore l'améliorer en interposant, comme sur la figure 109, un étage intermédiaire en montage Darlington, entre le transistor $n-p-n$ et le $p-n-p$ de sortie. C'est ce que l'on fera, en particulier, quand le transistor T_1 sera un modèle de puissance, nécessitant un courant relativement important pour attaquer sa base. La résistance qui figure sur le schéma (fig. 109) est destinée à permettre la réduction du courant collecteur de T_1 à une valeur plus faible que son I_{ce0} . Dans ce montage, l'impédance de sortie devient tellement faible et l'impédance d'entrée tellement élevée que nous avons là une excellente alimentation stabilisée : e est la source de tension de référence et la charge R est tout simplement le montage alimenté. Nous y reviendrons ultérieurement.

Si l'on consent à perdre un petit peu des avantages du montage de la figure 108 en ce qui concerne l'impédance de sortie, on peut le modifier ainsi que l'indique la figure 110. On n'applique plus à l'émetteur de T_1 la totalité de la tension de sortie S mais une fraction k de celle-ci, le coefficient k étant tout simplement :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Dans ces conditions, tant que le rapport k n'est pas trop éloigné de l'unité, on peut dire que le gain de l'ensemble est extrêmement proche de $1/k$. On ne cherche pas en général, dans ce montage, à réaliser des gains élevés : on se contente de 5 à 10 au maximum. Nous verrons, au paragraphe suivant comment on peut utiliser un tel montage pour obtenir une augmentation encore plus importante de la résistance d'entrée.

Bien entendu, dans le montage de la figure 108, on peut prendre pour T_2 un transistor $n-p-n$, et pour T_1 un $p-n-p$. On alimentera l'ensemble en tension négative sur l'émetteur de T_2 , pour obtenir alors l'équivalent pratique d'un transistor unique du type $p-n-p$ monté en collecteur commun. Le montage de la figure 108 était équivalent à un transistor unique du type $n-p-n$ en montage collecteur commun; il nous donne donc la possibilité de réaliser l'équivalent d'un étage collecteur commun $n-p-n$ avec un transistor $p-n-p$ ou réciproquement. C'est ainsi que, dans le montage de la figure 106, on peut remplacer l'un des transistors T_1 ou T_2 par un transistor de polarité opposée, (identique par conséquent, à celui qui est en série avec lui), grâce à l'emploi du montage de la figure 108.

Naturellement ce que nous avons dit du montage collecteur commun s'applique au montage de la figure 108. En particulier, il faut prévoir pour ce montage une polarisation telle que la chute de tension dans R ait une composante continue suffisante, si nous voulons sortir une composante alternative notable.

De même, il convient de prendre des précautions lors de l'utilisation de ce montage, et, en particulier, éviter tout court-circuit entre le collecteur de T_2 et la masse, car on entraînerait automatiquement la destruction de T_2 .

Il faut toutefois préciser le point faible du montage de la figure 108 : sa bande passante est plus petite que celle du montage réalisé avec deux transistors collecteur commun en cascade, comme par exemple celui de la figure 99. En effet, dans le montage de la figure 108, le transistor T_2 est attaqué en courant; sa bande passante est donc limitée à une valeur beaucoup plus faible que celle d'un transistor identique monté en collecteur commun.

4. — AUGMENTATION D'IMPÉDANCE D'ENTRÉE PAR RÉACTION POSITIVE

Le montage de la figure 110 a ceci d'intéressant qu'il nous permet de réaliser un gain de tension supérieur à l'unité, et positif. Nous allons utiliser ce fait dans le montage de la figure 111 pour obtenir un accroissement de l'impédance d'entrée.

La tension d'entrée e est appliquée par le condensateur C_1 à la base du transistor T_1 , le pont diviseur R_3 - R_4 polarisant cette base à une valeur de tension correcte. Nous avons dit plus haut que le gain en tension de ce montage était égal à l'inverse du rapport k , c'est-à-dire à :

$$g = \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

Si, par exemple, ce gain g est de 4, il vaut mieux porter la base de T_1 à une tension qui soit à peu près le huitième de E : dans ces conditions, le potentiel du collecteur de T_2 sera voisin de la moitié de E , puisqu'il est quadruple de l'émetteur de T_1 , lequel est voisin de celui de la base de ce transistor.

Si nous appliquons une tension alternative e à la base de T_1 , nous retrouverons une composante alternative ge sur le collecteur de T_2 , en phase avec la tension d'entrée.

Le principe de l'augmentation d'impédance consiste à appliquer, à travers le condensateur C_2 , une composante en phase et une composante déphasée à la base de T_1 , composantes qui compenseront celles qui sont consommées par l'entrée du montage et par les résistances de polarisations R_3 et R_4 .

En effet, la tension alternative e appliquée à la base du transistor T_1 fait passer dans la résistance d'entrée R_a du montage une composante alternative de courant : e/R_a . La valeur R_a comprend l'impédance d'entrée du montage en parallèle avec les résistances R_3 et R_4 .

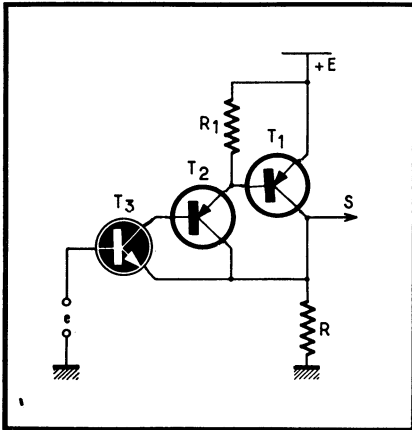
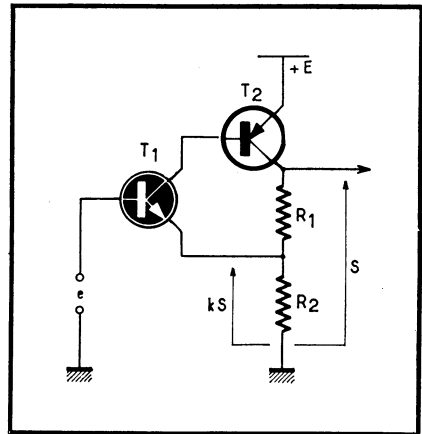


Fig. 109. — On peut, dans certains cas, améliorer encore le montage précédent en utilisant un transistor T_2 en montage Darlington entre le transistor d'entrée et celui de sortie. C'est ce que l'on fait, en particulier, quand le transistor T_1 est un type de puissance, demandant un courant de base notable. Dans ce montage, l'impédance de sortie tombe alors à quelques centièmes d'ohm.

Fig. 110. — Si l'on n'applique plus sur l'émetteur du transistor d'entrée la totalité de la tension de sortie S , mais une fraction $k < 1$ de S , par le pont de résistances R_1 - R_2 ($k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$), le montage a alors un gain voisin de $1/k$, donc supérieur à l'unité (et positif).



En supposant négligeable l'impédance du condensateur C_2 , nous trouverons donc, au point B, une composante alternative égale à ge , en phase avec la composante alternative au point A. Ne nous occupons pour le moment que de la résistance R_5 : elle a à ses bornes une tension égale à : $(g - 1)e$, elle est donc parcourue par une composante de courant égale à :

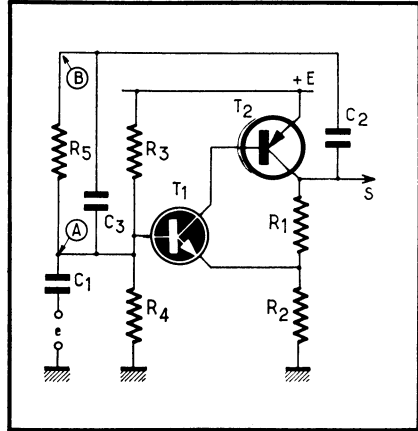
$$\frac{(g - 1)e}{R_5}$$

Si cette composante est égale à la composante e/R_a , la source e ne débitera aucune composante alternative de courant : l'impédance d'entrée sera donc infinie.

En réalité, il faut tenir compte également de la composante alternative de courant en quadrature avec e , consommée par la capacité d'entrée du montage.

Nous compenserons cette composante déphasée, en envoyant la même composante, également déphasée à travers le condensateur C_3 qui shunte R_5 . La valeur de R_5 et celle de C_3 sont à déterminer séparément, et à ajuster pour obtenir l'impédance d'entrée la plus grande possible. Il ne faut pas diminuer R_5 en-dessous de la valeur qui correspond à une résistance d'entrée presque infinie à fréquence basse, ni augmenter C_3 au-delà de la valeur qui permet d'augmenter l'impédance notablement aux fréquences élevées; on risquerait de faire entrer le montage en oscillations.

Fig. 111 (ci-contre). — En utilisant le montage précédent, il est possible de réinjecter à l'entrée, par la résistance R_5 , une composante alternative de courant égale à celle que consomment le transistor et les résistances R_3 et R_4 . L'impédance d'entrée devient alors considérable. Le condensateur C_3 permet de rendre l'impédance élevée à haute fréquence.



Un montage réalisé de la sorte permet d'obtenir sans difficulté des impédances d'entrée de plusieurs megohms.

On pourrait modifier le montage pour que cette réaction positive augmentant l'impédance s'applique également aux composantes à fréquence très basse, tous les couplages étant continus. Mais, dans ce cas, la réalisation est un peu plus complexe, et nous renvoyons les lecteurs à la description de ces montages signalés dans la bibliographie.

CHAPITRE VI

QUELQUES APPLICATIONS DES MONTAGES A BASE COMMUNE

Alors que les premiers transistors, modèles à pointes, étaient surtout utilisés, pour l'amplification, avec le montage à base commune (le montage émetteur commun étant instable), il n'en est de même qu'assez exceptionnellement avec les modèles actuels. Le montage base commune doit, en effet, être attaqué à impédance très basse; il n'apporte pas de gain en courant; il sort sous une impédance très élevée, ce qui peut être avantageux, mais d'un emploi quelquefois délicat.

Il en existe toutefois certaines applications, et nous avons déjà vu des cas où ce montage base commune donne des résultats intéressants; nous allons en examiner quelques-uns.

1. — ÉTAGES AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE

Une des difficultés que l'on rencontre dans l'emploi du montage base commune est la très faible valeur de son impédance d'entrée. Dans le cas de l'amplification haute fréquence, cette impédance réduite ne nous gênera que peu. On attaque, en général, un étage haute fréquence par un transformateur accordé, ce qui nous donne la possibilité d'adapter correctement l'impédance de la source à celle de l'entrée.

Le grand intérêt du montage base commune dans les amplificateurs haute fréquence est l'absence presque totale de réaction de la sortie (collecteur) sur l'entrée (émetteur). Il sera donc inutile de neutrodyner comme c'était presque indispensable dans le montage émetteur commun. D'autre part, comme nous supposerons presque toujours le courant de collecteur égal au courant d'émetteur (α étant pratiquement égal à l'unité), nous n'aurons pas à craindre de variations d'un transistor à l'autre dans une même série. Évidemment nous n'obtiendrons pas, avec le montage base commune, un gain en puissance aussi élevé qu'avec le montage émetteur commun; on peut toutefois tolérer cette perte de gain en raison de la simplification qu'apporte ce montage, et surtout de sa reproductibilité d'un transistor à l'autre.

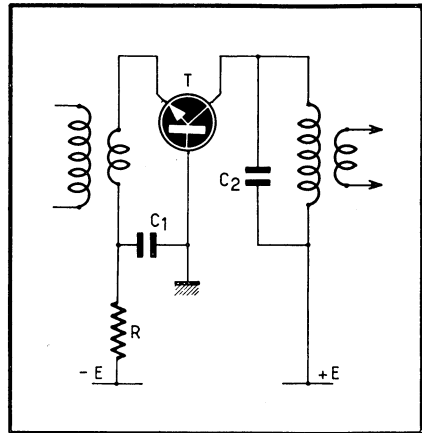
Pour polariser un étage amplificateur en base commune, on peut utiliser le montage de la figure 112. Il nécessite de disposer d'une source de tension négative $-E$. Mais il permet d'utiliser la totalité de la tension positive $+E$. Le courant continu permanent d'émetteur est donc égal à E/R ; le condensateur C_2 , de capacité très grande par rapport à C_3 , ayant pour but de découpler la base du bobinage d'émetteur.

Comme dans le cas de l'amplificateur basse fréquence en classe A, l'impédance optimale de charge du collecteur est égale au quotient de la tension d'alimentation $+E$ par le courant moyen de collecteur : dans le cas de la figure 112, cette impédance optimale est donc égale à R , si nous supposons les deux sources d'alimentation égales. Ceci peut poser un problème dans le cas du couplage d'un étage, comme celui de la figure 112, à un étage suivant analogue. En effet, en partant d'une impédance de charge optimale de collecteur relativement élevée (on utilise souvent des tensions d'alimentation assez importantes dans les transistors haute fréquence au silicium), nous devons arriver à une impédance d'attaque très faible pour l'étage suivant.

Le transformateur haute fréquence devra donc avoir un rapport du nombre de tours primaire au nombre de tours secondaire très élevé. Si l'on fonctionne à une fréquence relativement grande, le nombre de tours primaire est faible. Il se pourra que le secondaire ne comporte qu'une seule spire. Le problème qui se pose, dans ce cas, est de minimiser l'inductance de fuite entre le primaire et le secondaire, inductance qui nous amènerait une forte perte dans la liaison.

Un moyen d'y arriver consiste, pour réaliser un couplage plus serré entre le primaire et le secondaire, à utiliser comme secondaire un tube de cuivre fendu suivant une génératrice. C'est sur ce tube, en interposant une certaine épaisseur d'isolant, que l'on bobinera les quelques spires qui constituent le primaire. On a réalisé ainsi un couplage extrêmement serré, et une telle disposition permet de réduire au minimum l'inductance de fuite.

Fig. 112. — L'étage base commune, utilisé comme amplificateur haute fréquence, peut être polarisé par l'émetteur. Il donne moins de gain que si le transistor était monté en émetteur commun, mais il est moins sensible à la dispersion des caractéristiques des transistors et à la température. Il ne nécessite plus de neutrodynage.



La détermination de l'impédance d'attaque du transistor est facile. On connaît en effet la valeur de crête du courant alternatif à envoyer à l'émetteur. C'est tout simplement la valeur de composante continue de courant émetteur. En ce qui concerne la tension à appliquer à l'émetteur, la consultation des caractéristiques du transistor nous indique sa valeur. En divisant la tension crête par le courant crête on obtient donc la valeur de l'impédance moyenne d'attaque.

Si l'on ne veut pas utiliser de source de tension négative comme dans le montage de la figure 112, on peut polariser la base du transistor à une tension positive, égale à une fraction de $+E$ obtenue au moyen d'un diviseur de tension à résistances. La base sera, bien entendu, convenablement découplée par rapport à la masse. Dans ces conditions, le pied de la résistance R peut être réuni à la masse, mais il ne faut pas oublier que la tension disponible entre base et collecteur se trouve réduite.

Avec un schéma du type de celui de la figure 112, un transistor au silicium du type 2N1339 peut donner facilement une puissance de sortie de 300 mW, alimenté sous une tension de 60 V avec un courant moyen de collecteur d'environ 20 mA. On obtiendrait des résultats assez voisins avec un modèle planar au silicium du type 2N697, mais il faudrait le faire fonctionner à tension d'alimentation un peu plus basse.

Un amplificateur du type de la figure 112, dont on couplerait directement la sortie à l'entrée, nous donne un oscillateur : ce montage nous semble préférable à l'oscillateur classique en émetteur commun, où la réaction est faite entre le circuit de collecteur et le circuit de base. En effet, dans le montage base commune, la faible dispersion de caractéristiques d'un transistor à l'autre permettra à notre oscillateur de fonctionner avec une stabilité plus grande; il sera en outre, plus indépendant des variations de température.

Tant pour les amplificateurs que pour les oscillateurs, on peut parfaitement utiliser deux transistors montés en push-pull classe B. Le rendement est alors meilleur, et surtout on peut obtenir une puissance de sortie nettement supérieure au double de celle que donne un étage amplificateur unique en classe A. Il faudra, dans ce cas, exciter les transistors de puissance au maximum : on diminuera ainsi leur dissipation moyenne de collecteur.

Toutefois, on ne peut pas appliquer exactement les calculs que nous avons indiqués à propos des étages classe B en basse fréquence au cas des fréquences très élevées, surtout si l'on se rapproche de $F\alpha$. En effet, des termes réactifs viennent modifier un peu la dissipation de collecteur.

Les amplificateurs haute fréquence à fort niveau à transistors sont très analogues aux modèles correspondants à tubes électroniques chauds. En effet, dans ces derniers, la fréquence à laquelle on travaille est suffisamment élevée pour mettre en évidence les effets de la vitesse de propagation des électrons : on voit apparaître une résistance ohmique d'entrée, qui décroît en raison inverse du carré de la fréquence et qui donne, par conséquent, des attaques assez voisines de celles que l'on utilisera dans les étages à transistors.

2. — AUGMENTATION D'IMPÉDANCE A COURANT CONSTANT

Nous avons dit (principe n° 1) que le courant collecteur d'un transistor est pratiquement égal à son courant émetteur. D'autre part, en vertu du principe n° 5, le courant collecteur est à peu près indépendant de la tension collecteur. Donc, si nous envoyons sur l'émetteur un certain courant, nous retrouverons le même dans le collecteur, quelle que soit sa tension.

Nous allons examiner deux exemples montrant en quoi le rôle du transistor est intéressant dans ce cas.

On sait que, pour de nombreuses mesures à très haute résistance, on emploie beaucoup des tubes électromètres. Ces tubes ont en général une ampoule parfaitement vidée, ils fonctionnent avec une très faible puissance de chauffage au filament (ils sont en général à chauffage direct) et sous une tension anodique de quelques volts seulement, pour limiter l'ionisation des gaz résiduels qui peuvent se trouver dans l'ampoule.

Dans ces conditions, la pente du tube est très faible, et sa résistance interne l'est également. Le coefficient d'amplification d'un tel tube est donc très petit. En raison de la faible résistance interne de ces tubes électromètres, il est difficile de les monter en amplificateurs à résistance; la nécessité d'alimenter l'anode à une tension presque constante et la faible valeur de la résistance interne limitent la valeur de résistance de charge.

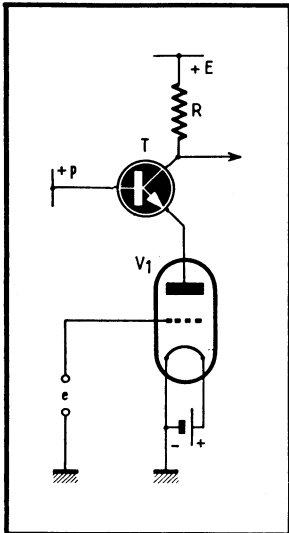


Fig. 113. — Le courant anodique du tube électromètre V_1 est celui de l'émetteur de T. On retrouve le même dans le collecteur de T, mais dans un circuit à haute impédance. On peut utiliser une résistance de charge R importante et obtenir une amplification élevée ce qui aurait été impossible avec le tube électromètre seul (ce tube a une très faible résistance interne).

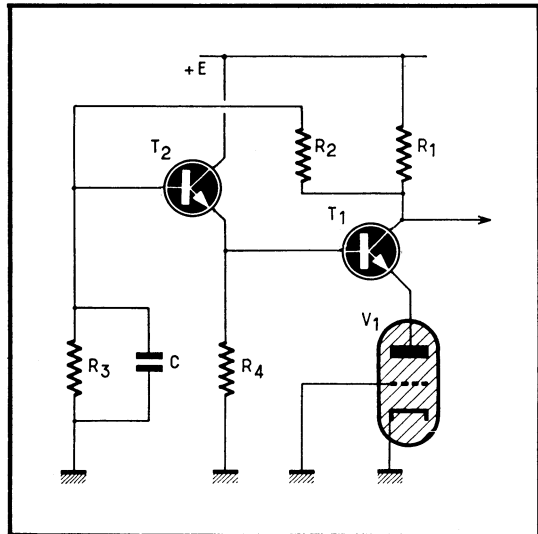


Fig. 114. — Le thyatron V_1 , placé dans un champ magnétique, est un bon générateur de bruit « blanc » (comportant toutes les fréquences) mais il doit être alimenté par une tension adéquate pour avoir un courant anodique bien déterminé. Suivant la valeur du courant moyen, la chute de tension dans R_1 commande, via l'étage collecteur commun T_2 , la base de T_1 pour maintenir le potentiel de celle-ci, donc celui de la base de T_1 (qui lui est presque égal) et de l'anode du thyatron à une valeur convenable.

Nous améliorerons beaucoup les résultats grâce au montage de la figure 113 où le courant anodique du tube électromètre V_1 est fourni par l'émetteur du transistor T. La base de ce transistor est portée à un potentiel positif constant $+p$: la tension anodique du tube V_1 est donc très voisine de $+p$ (principe n° 4). Nous retrouverons dans le collecteur du transistor le même courant que celui qui passe par l'anode du tube électromètre. Mais, cette fois, tout se passe comme si la résistance interne de ce tube avait été multipliée par un coefficient très grand. En effet, alors qu'une faible variation de la tension anodique de V_1 entraînait

une forte variation de son courant anodique, on peut faire varier dans de très fortes proportions la tension collecteur de T sans que le courant collecteur de ce transistor varie sensiblement.

On pourra donc utiliser une valeur de résistance de charge R très élevée. Puisque la résistance interne de l'ensemble tube-transistor est devenue très grande la pente du tube électromètre restant la même, tout se passe comme si le tube V_1 était devenu une pentode de résistance interne considérable, ayant de ce fait un coefficient d'amplification très élevé. D'autre part, le tube V_1 est alimenté sous une tension anodique pratiquement constante et égale à $+p$: il fonctionne donc dans les meilleures conditions possibles.

Le montage de la figure 113 est tout particulièrement indiqué quand on utilise comme tube électromètre une triode inversée. Si, par exemple, on utilise un tube 3S4 en triode inversée, pour une tension positive de grille de 3 V et une tension négative d'écran (électrode de commande) de -5 V, ce qui nous donne un courant grille de $550 \mu\text{A}$, les caractéristiques sont les suivantes :

— résistance interne : $3,3 \text{ k}\Omega$,

— pente : $0,1 \text{ mA/V}$,

d'où coefficient d'amplification : 0,33.

Combinons ce tube avec un transistor $n-p-n$ classique, et la résistance interne de l'ensemble passe à environ $100 \text{ k}\Omega$. Dans ces conditions, le coefficient d'amplification de l'ensemble n'est plus 0,33 mais 10.

Une autre application que nous pouvons citer de ce montage est la production d'une source de bruit. Pour produire une tension correspondant à ce que l'on appelle un « bruit blanc » il existe un moyen assez commode consistant à utiliser un thyatron à gaz placé dans un champ magnétique axial, la direction du champ étant parallèle aux génératrices de la cathode. En faisant fonctionner le thyatron à une tension anodique adéquate, son courant anodique comportera une composante de bruit très importante, mais la tension anodique ne peut varier que très peu autour de la valeur optimale.

Si nous réalisons, avec ce thyatron, le montage de la figure 114, le transistor T_1 jouera le même rôle que dans la figure 113, mais, en plus, nous pourrions stabiliser la tension d'alimentation de sa base à la valeur optimale. En effet, nous utiliserons la chute de tension à travers la résistance R_1 , et le potentiel de l'extrémité inférieure de R_1 dépendra du courant moyen du thyatron qui est pratiquement égal au courant moyen du transistor T_1 . Une fraction adéquate de cette tension, obtenue grâce au diviseur de tension R_2-R_3 , est appliquée à la base du transistor T_2 . Le condensateur C prend la valeur moyenne de cette tension, de telle sorte qu'il n'en reste sur la base de T_2 que la composante continue. Le transistor T_2 , monté en collecteur commun, commande le potentiel de la base de T_1 . Si le courant anodique moyen du thyatron vient à augmenter, la chute de tension dans R_1 en fait autant, le potentiel moyen de la base de T_2 baisse, et il en est de même de celui de son émetteur, donc de la base de T_1 . L'abaissement du potentiel de la base de T_1 abaisse le potentiel de l'émetteur de ce dernier, donc de l'anode du thyatron et compense automatiquement la variation de courant moyen. Nous pouvons donc ainsi disposer, sur l'extrémité inférieure de R_1 d'une tension de bruit extrêmement importante correspondant à un fonctionnement parfaitement déterminé du thyatron.

Nous verrons au chapitre XIII une autre application des montages base commune pour la réalisation d'un système de galvanomètre dont la résistance interne est très faible.

3. — GÉNÉRATEUR A COURANT CONSTANT

On a très souvent besoin, en électronique, d'une source qui fournisse un courant constant. Une solution approchée pour y arriver consiste à utiliser une tension d'alimentation élevée en série avec une résistance de forte valeur. Une solution plus élégante consiste à utiliser un transistor en base commune dont on a imposé le courant émetteur.

Si, par exemple, nous voulons alimenter un montage quelconque par un courant constant, nous pourrions utiliser le schéma de la figure 115. Le transistor T y est monté en étage à base commune : sa base est au potentiel constant $E - V_z$ à cause de la diode Zener Z; la résistance R_1 sert à faire passer dans Z le courant qui est nécessaire pour que cette diode remplisse son office. Puisque l'émetteur de T est pratiquement au potentiel de la base (principe n° 4), la chute de tension dans R est pratiquement égale à V_z . Le courant dans R est donc constant. Nous trouvons le même courant dans le collecteur : c'est ce courant maintenu constant qui alimentera le montage symbolisé par M. Même si la tension aux bornes de M varie, le courant qui lui est fourni restera constant tant que cette tension n'atteindra pas $E - V_z$.

Fig. 115. — Générateur de courant constant : la chute de tension dans R est presque constante (presque égale à la tension aux bornes de la diode Zener Z), donc le courant émetteur de T est presque constant. Il en est donc de même de son courant collecteur, mais, cette fois, quelle que soit la résistance du circuit alimenté par ce collecteur.

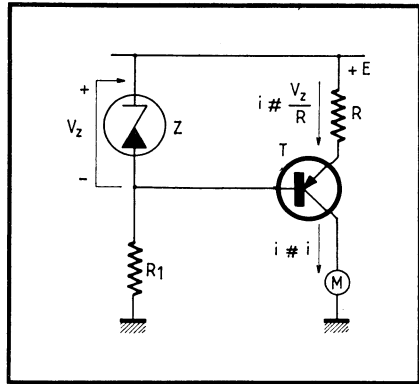
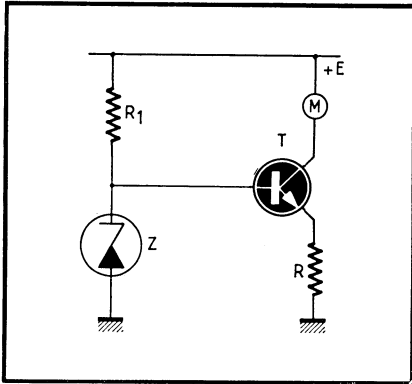


Fig. 116. — Générateur de courant constant du même type que celui de la figure précédente, mais dans lequel le montage alimenté à courant constant, M, est entre le + E et le collecteur de T.

Ce système à courant constant, que nous avons déjà rencontré dans le schéma de la figure 106, est employé également pour charger un condensateur à courant constant et produire, de ce fait, une tension croissant linéairement aux bornes de ce condensateur.

Si le montage M doit avoir un de ses pôles réuni au + de la ligne d'alimentation (+E), nous utiliserons le montage de la figure 116, qui fonctionne exactement sur le même principe que celui de la figure 115. C'est, en particulier, ce que

nous ferons pour monter un étage amplificateur différentiel, dans lequel nous voulons que le courant total des deux transistors de l'étage reste constant. Dans ce cas, nous connecterons les deux émetteurs de ces transistors au collecteur du transistor T de la figure 116.

Bien entendu, dans le cas où l'on désire des sens de courant opposés, on emploiera un transistor *n-p-n* pour le montage de la figure 115 et un *p-n-p* dans le cas de la figure 116; en même temps on permutera le sens des diodes Zener.

Signalons également, comme application du montage base commune, le second transistor d'un montage du type LTP. Comme on le voit sur la figure 72, le transistor T₂ est effectivement attaqué sur son émetteur.

Les diodes à courant constant

Signalons qu'il existe des dispositifs dits « diodes à courant constant » (qui sont, en fait, constituées par un transistor à effet de champ avec une résistance dans le circuit de source) qui sont maintenant disponibles (assez difficiles à trouver et un peu chères à notre avis). Elles maintiennent le courant qui les traverse à une valeur constante, dépendant du type de diode, quelle que soit la tension appliquée à leurs deux connexions (à condition de dépasser une tension minimale, d'ailleurs faible, et de ne pas provoquer une dissipation exagérée dans la diode).

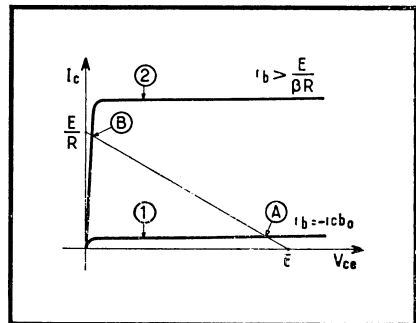
Par exemple, la CR 047 (Siliconix) maintient un courant de 0,47 mA constant pour une tension à ses bornes qui varie de 0,9 V à 60 V).

Quand on peut trouver de telles diodes, il est évidemment plus facile de les mettre en œuvre que de réaliser le montage de la figure 115 ou de la figure 116 (la diode les remplace l'un et l'autre, étant par définition un « dipôle »). Mais, avec une diode à courant constant donnée, on ne peut pas modifier le courant stabilisé sans changer la diode.

LE TRANSISTOR UTILISÉ EN RÉGIME DE SATURATION FONCTIONNEMENT EN COMMUTATION

Ainsi que nous l'avons déjà expliqué, le transistor, une fois saturé, peut laisser passer un courant collecteur important sous une tension collecteur-émetteur presque nulle. Dans le fonctionnement en commutation, c'est-à-dire en tout ou rien, nous utiliserons les transistors, soit en régime de saturation, soit au blocage. Sur la figure 117, on voit que la droite de charge, relative à la résistance de collecteur R et à la tension d'alimentation E , coupe les caractéristiques 1 et 2 du transistor en deux points : A qui correspond presque au blocage complet (circuit ouvert) et B qui correspond presque au court-circuit (saturation).

Fig. 117. — Quand un transistor fonctionne en commutation, on utilise uniquement deux caractéristiques I_c/V_{ce} . En (1), celle qui correspond au courant minimal de collecteur (blocage par contre-courant $-I_{cb_0}$ sur la base), et en (2), celle que l'on obtient avec un courant base suffisant pour assurer la saturation.



La caractéristique numéro 1 correspond au courant minimal de collecteur. C'est celui que l'on obtient en envoyant à la base un faible courant inverse égal à I_{cb_0} , ou en polarisant légèrement la base en sens opposé à sa polarisation normale (principe n° 7). La caractéristique numéro 2 est celle qui correspond à un courant de base supérieur à celui qui assure la saturation. Puisque l'on veut faire passer un courant collecteur égal à E/R , le principe n° 2 nous indique qu'il faut, pour cela, un courant base supérieur ou égal à $E/\beta R$.

Indiquons par exemple que, pour un transistor du type 2N2243, qui est un petit modèle, nous pourrions faire passer un courant collecteur de 100 mA sous une différence de potentiel collecteur-émetteur de 0,15 V seulement, tandis que, avec un courant nul dans la base (il s'agit d'un transistor *n-p-n*), nous réduirions le courant collecteur à environ 1 nA. Si nous utilisons maintenant un transistor de très forte puissance, comme le 2N174, nous pourrions, d'une part, obtenir un courant de saturation de 12 A pour une tension collecteur-émetteur de 0,4 V seulement, et, d'autre part, réduire le courant collecteur à 4 ou 5 mA seulement quand le transistor est bloqué.

Que ce soit au blocage ou à la saturation, la dissipation collecteur est toujours très faible; au blocage, le courant est presque nul; à la saturation, c'est la tension collecteur qui est voisine de zéro. Utilisé en saturation, un transistor de petite puissance peut ainsi parfaitement commander l'allumage ou l'extinction d'une ampoule à incandescence, par exemple du modèle 6 V, 0,2 A, ce qui représente une puissance de 1,2 W dans l'ampoule, le transistor lui-même ne supportant pas plus de 200 mW sur son collecteur.

1. — AVANTAGES DES TRANSISTORS UTILISÉS EN SATURATION

Quand on utilise un transistor entre le blocage et la saturation, il y a déjà un premier avantage évident : le signal qu'on peut obtenir sur son collecteur est écrété à deux valeurs parfaitement connues. L'amplitude crête à crête du signal est donc égale pratiquement à la tension d'alimentation.

On ne pouvait obtenir des résultats analogues avec une triode. On s'en rapprochait un peu avec la pentode, qui consent à laisser passer un courant anodique important avec une tension anodique faible. Mais, dans le cas de la pentode, des problèmes pouvaient se poser au sujet de l'alimentation de l'écran. On sait en effet que, quand la tension anodique d'une pentode est trop faible, le courant écran croît énormément, ainsi que la dissipation de puissance sur cette électrode. C'est donc un régime de fonctionnement qui peut être préjudiciable au tube. Avec le transistor rien de tel; nous bénéficions en outre de l'avantage d'avoir un courant émetteur voisin du courant collecteur (il peut lui être tout de même assez nettement supérieur, en raison de l'importance du courant de base nécessaire pour assurer la saturation).

Un inconvénient de ce montage est que le transistor, amené en régime de saturation, n'en sort pas immédiatement quand on coupe son courant base. C'est le phénomène de stockage de charges sur lequel nous reviendrons.

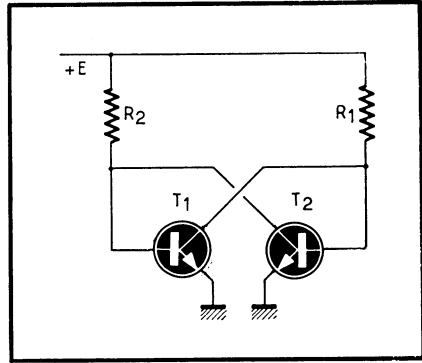
Pour illustrer les propriétés remarquables des transistors à l'état de saturation nous donnons avec la figure 118 le schéma d'un système bistable que l'on désigne en général sous le nom de DCTL — (cette désignation vient de l'abréviation du nom anglais d'un système logique à couplage continu à transistors).

Supposons que le transistor T_1 soit à saturation : son collecteur est à un potentiel presque nul, suffisamment voisin de 0, en tout cas, pour bloquer le transistor T_2 , qui nécessiterait, pour être conducteur, une différence de potentiel base-émetteur de quelques dixièmes de volt. Puisque T_2 est bloqué, le potentiel de son collecteur a tendance à s'élever. Mais ce collecteur ne pourra pas devenir très positif : il est relié à la base de T_1 et ne pourra, de ce fait, monter qu'à un poten-

tiel un peu inférieur au volt (0,3 V pour un transistor au germanium, 0,7 V environ pour un transistor au silicium). Il n'en maintiendra pas moins le transistor T_1 à l'état de saturation. Ce système peut donc exister dans deux états :

- T_1 saturé et T_2 bloqué,
- T_1 bloqué et T_2 saturé.

Fig. 118. — Le montage « D.C.T.L. » est un bistable qui montre à quel point on peut arriver à des solutions simples par emploi du transistor en commutation : quand un des deux transistors est saturé, le potentiel de son collecteur est assez faible pour assurer le blocage de l'autre par la base.



Quand on voit la simplicité de réalisation de ce montage (ayant par ailleurs quelques défauts que nous examinerons plus en détail au chapitre VIII), on constate à quel point l'utilisation en saturation permet de simplifier certains montages : celui de la figure 118 ne comporte que deux résistances et deux transistors.

Un transistor utilisé en saturation ou au blocage constitue donc une sorte de relais. Il est analogue à un interrupteur que l'on pourrait ouvrir ou fermer. Comme il se commande beaucoup plus vite qu'un relais, et au moyen d'une énergie relativement faible, il est très employé dans de nombreux cas où l'on désire établir ou couper rapidement, (ou plusieurs fois par seconde) un courant assez important au moyen d'un courant de commande faible.

Ainsi, par exemple, on emploie souvent un transistor de moyenne puissance pour commander un moteur et en régulariser la vitesse. On sait que, dans certaines applications, on stabilise la vitesse d'un moteur en utilisant un interrupteur commandé par force centrifuge à partir de pièces tournantes entraînées par le moteur : cet interrupteur, au-delà d'une certaine vitesse de rotation du moteur, s'ouvre. Dans les systèmes simplifiés, on utilise tout simplement l'interrupteur pour alimenter le moteur. Ainsi, quand le moteur a atteint la vitesse d'ouverture de l'interrupteur, du fait de cette ouverture, il n'est plus alimenté, il ralentit, l'interrupteur se referme, le moteur accélère... On peut arriver à une assez bonne régulation par cette méthode, l'interrupteur s'ouvrant et se fermant jusqu'à 10 ou même 50 ou 60 fois par seconde. Néanmoins, les ruptures très fréquentes de courant dans un circuit légèrement inductif, abiment rapidement les contacts de l'interrupteur.

Il est donc préférable de commander avec ce dernier le courant de base d'un transistor, l'enroulement d'induit du moteur étant placé dans le circuit collecteur de ce transistor. C'est la solution qui a été adoptée, par exemple, dans le système d'entraînement du magnétophone portatif sur lequel le présent ouvrage a été dicté. En examinant à l'oscilloscope le fonctionnement du rupteur centrifuge, on s'aperçoit que celui-ci fonctionne environ 60 fois par seconde. Malgré ce régime très sévère, et comme il ne coupe qu'un courant de 5 ou 6 mA sous une tension faible et dans un circuit rigoureusement non inductif, cet interrupteur ne s'en-

dommage pas, même après un très long temps de service. Pour commander le moteur, qui demande une intensité moyenne de 80 mA sous 6 V, un très petit transistor suffit : le 2N396 dont nous avons parlé plus haut serait pratiquement suffisant.

Le transistor utilisé en tout ou rien représente également une solution parfaite pour amener les signaux à une forme rigoureusement rectangulaire : on recueille sur son collecteur des signaux dont les parties horizontales sont tout à fait droites et dont l'amplitude crête est pratiquement égale à celle de l'alimentation du transistor. Pour que celui-ci fonctionne correctement en saturation, il est nécessaire que le signal d'entrée, dans son alternance qui débloque le transistor de sortie, fournisse à la base de ce dernier un courant supérieur au courant collecteur demandé divisé par β (principe n° 2). Pendant que le transistor doit être bloqué, il faut que le signal d'entrée porte sa base à un potentiel légèrement négatif (dans le cas d'un transistor $n-p-n$). Si l'on craint que le signal d'entrée ne fournisse pas au transistor de puissance, quand il doit le débloquer, un courant base suffisant pour l'amener à la saturation, il suffit de placer un étage intermédiaire en montage Darlington.

2. — LES TRANSITOIRES EN FONCTIONNEMENT TOUT OU RIEN

En régime permanent, le fonctionnement du transistor au blocage ou à la saturation ne pose pas de problème. Il n'en est plus forcément ainsi au moment où l'on passe de la saturation au blocage ou inversement. Nous allons examiner les difficultés que nous pouvons rencontrer.

Nous avons d'abord envisagé le cas où la résistance de collecteur R était fixe. Ce ne sera plus exact si cette résistance peut changer suivant qu'elle est parcourue par le courant ou non. Par exemple, si nous désirons commander une lampe à incandescence dans le circuit de collecteur du transistor, on sait que la résistance de cette dernière peut être huit fois plus faible à froid que lorsque la lampe est allumée. Dans ces conditions, quand nous débloquerons brusquement le transistor pour amener le potentiel de son collecteur à zéro, nous aurons une surintensité considérable dans ce collecteur, puisque le filament de l'ampoule est froid. Il faudra donc :

1° que le collecteur du transistor et, surtout, les connexions qui y arrivent puissent supporter une surintensité;

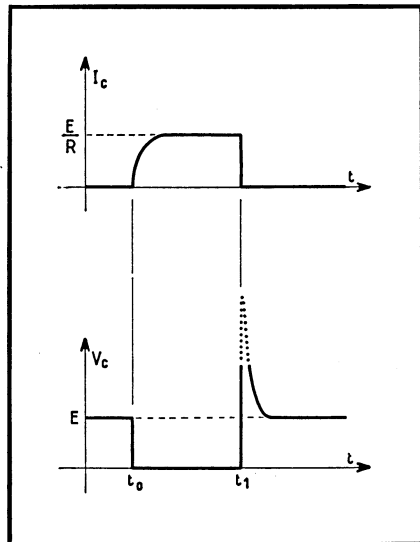
2° que le transistor reste, si possible, à l'état de saturation pendant une partie aussi importante que possible du temps que le filament met à chauffer.

Si nous avons envoyé à la base du transistor qui commande l'ampoule un courant juste suffisant pour l'amener à saturation quand cette dernière est normalement allumée, nous pouvons être sûr que le transistor ne sera pas saturé au moment où nous le débloquerons. La résistance du filament, beaucoup plus faible qu'en régime permanent d'allumage de l'ampoule, ne produira dans le circuit collecteur qu'une chute de tension très inférieure à la tension d'alimentation. Nous aurons donc, à ce moment, une dissipation de collecteur qui peut être élevée puisque, avec un courant collecteur presque égal à celui que nous désirons avoir en saturation, nous avons en même temps une tension collecteur-émetteur importante. Si l'inertie thermique de l'ampoule est faible par rapport à celle de la jonction

collecteur du transistor, cette dernière ne recevra donc qu'une impulsion de puissance.

En connaissant la capacité thermique de la jonction, nous pourrions facilement déterminer, compte tenu de l'inertie thermique de l'ampoule qui peut se mesurer, si le collecteur du transistor est en danger. Dans le cas où on a envoyé un courant base suffisamment important pour assurer le fonctionnement en saturation du transistor, même avec le filament froid, nous aurons évidemment moins de risque du point de vue de la dissipation maximale. Mais alors il faudra tenir compte du courant maximal qui peut, évidemment, être très élevé. En général, on s'arrange dans ce cas à mettre en série avec l'ampoule une résistance relativement faible par rapport à la valeur ohmique du filament chaud (pour ne pas avoir trop de perte de puissance dans cette résistance quand l'ampoule est allumée), mais de valeur suffisamment élevée pour que la dissipation maximale du collecteur pendant la période transitoire d'allumage ne risque pas d'être préjudiciable au transistor.

Fig. 119. — Si, dans le cas où un transistor fonctionne en tout ou rien, le circuit collecteur comporte un terme inductif, on voit que le courant ne s'établit pas instantanément au temps t_0 où on débloque la base et que, ce qui est plus grave, la tension collecteur peut présenter une pointe très importante à l'instant t_1 où l'on bloque le transistor.



De toute façon, on aura intérêt à choisir des ampoules fonctionnant à une tension relativement élevée, aussi élevée que le collecteur du transistor peut le supporter (à l'état bloqué), et avec une intensité relativement faible. C'est ainsi qu'il vaudra toujours mieux utiliser des ampoules de 12 V-0,1 A plutôt que des 6 V-0,2 A : l'inertie thermique d'un filament plus fin est en effet beaucoup moins importante.

Un autre problème peut se poser si la charge de collecteur n'est pas purement résistive, en particulier si elle présente une composante inductive. Pour ce cas, nous avons représenté sur la figure 119 les variations de courant et de tension dans le collecteur du transistor. On voit que, à l'instant t_0 où l'on débloque le transistor, la tension collecteur tombe immédiatement à zéro. Mais l'intensité du courant qui traverse ce collecteur n'atteindra pas immédiatement sa valeur de régime; la self-induction du bobinage, constituant en partie la charge, s'y oppose. Il y aura donc une montée exponentielle du courant, rejoignant asymptotiquement sa valeur de régime.

C'est à l'instant t_1 (instant de blocage du transistor) que se produiront les phénomènes les plus graves. En effet, la coupure du courant dans le transistor sera très rapide. Or, l'intensité qui traverse une bobine ne peut tomber à zéro en un temps infiniment petit. Cette intensité tendra donc à continuer à passer, et provoquera sur le collecteur du transistor une surtension qui peut être plusieurs fois plus élevée que la tension d'alimentation. Il peut en résulter la destruction du transistor par claquage.

Donc, quand la charge comporte une composante inductive, il faut prendre des précautions pour éviter les effets fâcheux de la surtension à la coupure. La meilleure solution est de prévoir un chemin pour l'intensité qui passait dans la charge et ne peut plus passer dans le transistor dès que celui-ci est bloqué. C'est ce que l'on fera, par exemple, au moyen du montage de la figure 120.

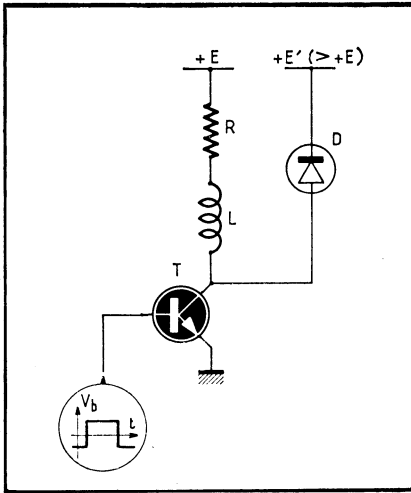
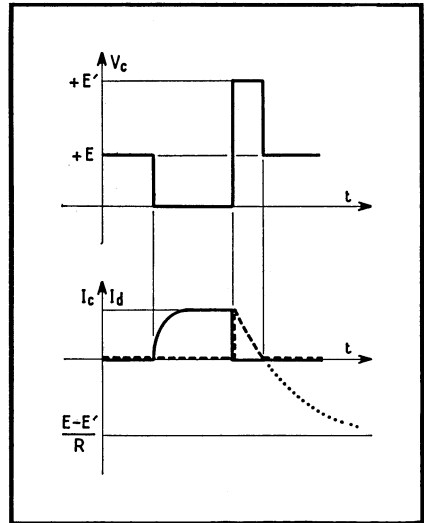


Fig. 121. — Dans le cas où l'on a utilisé une diode de limitation de surtension collecteur (fig. 120) la tension de collecteur tombe à zéro pendant que le transistor est saturé, elle monte à $+E'$ pendant le temps nécessaire à l'évacuation de l'énergie emmagasinée dans le bobinage (le courant passe alors dans la diode comme le montre la courbe en pointillé). Après ce temps, la diode se bloque et le potentiel de collecteur retourne à la valeur $+E$.

Fig. 120. — Pour éviter la destruction du transistor lors de son blocage, si son circuit collecteur comporte un élément inductif, on peut prévoir l'utilisation d'une diode dont l'anode est reliée au collecteur (transistor *n-p-n*) et la cathode à un point à potentiel $+E'$ supérieur à $+E$: la diode coupera la pointe de surtension collecteur.



La diode D va du collecteur de T à une source de tension positive E' qui est supérieure à E . Dans ces conditions, quand le transistor est bloqué, le courant qui le traversait s'en ira par la diode D. La tension de collecteur montera donc jusqu'à E' , et la diode D restera conductrice jusqu'à ce que la totalité de l'énergie emmagasinée dans L soit dissipée.

On voit que, dans ce cas, l'intensité qui traverse R et L ne diminue plus jusqu'à une valeur presque nulle instantanément. Elle diminuera d'autant plus

vite que $+E'$ est élevé, mais, de toute façon, ce sera toujours selon une fraction d'exponentielle. Il s'agit ici d'une courbe exponentielle dont l'asymptote correspondrait à une intensité négative égale à $\frac{E - E'}{R}$. En réalité, au moment où l'intensité s'annule, la diode D cesse d'être conductrice et le potentiel collecteur du transistor retombe à $+E$.

Sur la figure 121 sont représentées les courbes indiquant en fonction du temps les variations de la tension collecteur (en haut) et celles des courants de collecteur (en bas, en trait plein) et de diode (figure du bas, en trait discontinu). Le courant total qui traverse l'ensemble R-L est la somme des courants de collecteur et de diode. On voit que ce courant croît progressivement et décroît aussi en un certain temps, Si l'on avait fait revenir la cathode de la diode non pas à une tension $+E'$, mais directement à la tension $+E$, la décroissance du courant dans la diode aurait été plus longue (elle aurait duré un temps théoriquement infini, l'intensité dans la charge décroissant asymptotiquement vers zéro). En fait, au bout d'un temps égal à $3L/R$, l'intensité passant dans la résistance et le bobinage ne serait plus que de 5 % de sa valeur initiale. Néanmoins, si l'on désire une décroissance rapide du courant dans R et L, on prendra une tension E' aussi grande que le collecteur du transistor peut le supporter.

Fig. 122. — Il se peut que le circuit de collecteur comporte un condensateur branché aux bornes du transistor.

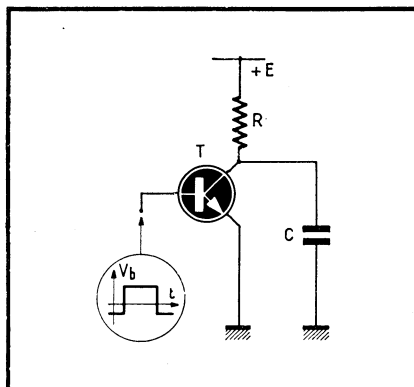
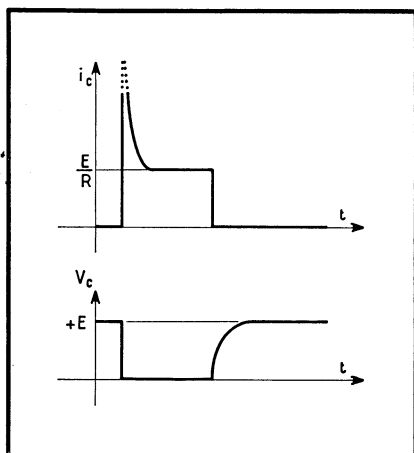


Fig. 123. — Dans le cas où un condensateur est branché comme sur la figure 122, il y a surintensité dans le transistor lors du déblocage de sa base et ralentissement du retour du potentiel de collecteur à $+E$ après reblocage de la base.

Un autre problème peut se présenter, si la charge collecteur du transistor comporte une composante capacitive, comme c'est le cas dans le montage de la figure 122. Dans ces conditions, au moment de l'ouverture du transistor (de son déblocage), le courant collecteur peut, théoriquement, monter à une valeur infinie. Au moment du reblocage, rien de particulier ne se passera, si ce n'est que la remontée du potentiel collecteur sera ralentie par le fait que du courant doit passer dans R pour charger C (fig. 123).

En réalité, lors du déblocage du transistor, l'intensité maximale collecteur de ce dernier est forcément limitée : elle ne peut être supérieure au produit par β

du courant que l'on envoie à sa base. En conséquence, la surintensité due à la présence du condensateur sera limitée. Il en résulte que la descente du potentiel collecteur ne sera pas instantanée : il faut le temps de décharger le condensateur; cette décharge, se faisant sensiblement à courant constant, sera pratiquement linéaire, se poursuivant jusqu'à zéro. Au début du déblocage du transistor, il peut y avoir une dissipation collecteur relativement importante sur ce dernier. Connaissant l'intensité maximale qui peut passer dans le transistor (βI_b), on peut en déduire facilement la durée de la diminution jusqu'à zéro du potentiel de collecteur. Comme on connaît d'autre part l'énergie totale stockée dans le condensateur, énergie qui est : $CE^2/2$, on pourra voir, compte tenu de la valeur respective de l'inertie thermique de la jonction collecteur et la durée de la décharge, si le transistor risque d'être endommagé par suite de la composante capacitive.

Il y a un autre problème qui se pose si l'on n'est pas sûr que la commande du transistor entre le blocage et la saturation soit suffisamment rapide. Sur le graphique de la figure 117, nous avons supposé que le transistor ne pouvait se trouver que dans les états représentés par les points figuratifs A et B. Dans ces conditions, nous avons admis que la droite de charge pouvait couper largement la courbe de dissipation maximale. Ceci n'est valable que dans le cas où le passage du point A au point B est suffisamment rapide par rapport à l'inertie thermique de la jonction. Donc, si la forme d'onde appliquée pour le déblocage et le reblocage du transistor n'a pas des flancs suffisamment raides, il faudra tenir compte du fait que le collecteur du transistor peut être amené à débiter pendant un temps notable la puissance non négligeable $E^2/4R$. On devra donc modifier la valeur de R en conséquence.

Nous verrons bientôt que la réponse du transistor à une impulsion de commande à flancs parfaitement raides, présente un retard dû aux limitations en fréquence du transistor lui-même. En général, ce retard se situant au maximum dans le domaine de la microseconde n'a pas d'importance, mais si la fréquence de commutation est élevée, il se peut que la dissipation moyenne du transistor augmente abusivement en raison de ce temps de commutation.

Supposons, par exemple, que le temps de commutation du transistor, soit de l'ordre de 300 ns (la nanoseconde est le millième de la microseconde, autrement dit le milliardième de seconde). Pour une fréquence de commutation de 5 kHz (ce qui suppose les ouvertures et fermetures de transistor toutes les 100 μs), on voit que le transistor ne se trouvera en régime de forte dissipation (présence simultanée de courant collecteur et de tension collecteur du fait du retard de commutation) que pendant 300 ns toutes les 100 μs , soit pendant 0,3 % du temps. La dissipation moyenne correspondante sera très faible.

Poussons maintenant la fréquence de commutation à environ 1 MHz. Nous supposerons toujours que le signal d'entrée est parfaitement rectangulaire (flancs très raides) et symétrique. Les commutations se produiront toutes les 0,5 μs (500 ns). Il y aura donc une partie importante du temps pendant laquelle le transistor se trouvera en régime transitoire : sa dissipation maximale de collecteur peut à ce moment augmenter; il faudra en tenir compte dans le choix de la valeur de la résistance de collecteur.

Puisque nous avons parlé du retard introduit par les limitations propres du transistor, nous allons voir comment on le définit et comment on le calcule.

Nous commencerons par le cas où on n'envoie pas le transistor en régime de saturation. Si nous appliquons à sa base une impulsion de courant telle que celle qui est représentée sur la figure 124 a, le débloquent à l'instant t_0 , et le reblo-

quant à l'instant t_1 (le courant base I_0 n'étant pas suffisant pour l'amener à la saturation), la variation du courant collecteur au cours du temps aura l'aspect que représente la figure 124 b.

On voit sur cette figure que le courant de collecteur ne commence pas à augmenter immédiatement au temps t_0 : il ne commence qu'au temps t_2 , l'écart t_2-t_0 étant désigné en général par t_d (delay time). Ce retard est en général extrêmement petit par rapport aux autres temps que nous allons définir. Ensuite, la montée du courant collecteur se fait suivant une loi sensiblement exponentielle jusqu'à la valeur βI_0 . Comme il s'agit d'une montée exponentielle et que, par conséquent, la valeur maximale n'est théoriquement atteinte qu'au bout d'un temps infini, nous définirons le « temps de montée » par l'écart entre les instants où le courant de collecteur passe par 10 % et 90 % de sa valeur limite. Ce temps se note en général : t_r (rise time).

A l'instant t_1 où l'on coupe le courant base du transistor la diminution du courant collecteur commence presque tout de suite : elle se fait également suivant une loi exponentielle. Comme pour la montée, on définira un temps de descente entre les instants où le courant collecteur passe respectivement par les valeurs représentant 90 % et 10 % de sa valeur maximale. Ce temps se note en général : t_f (fall time).

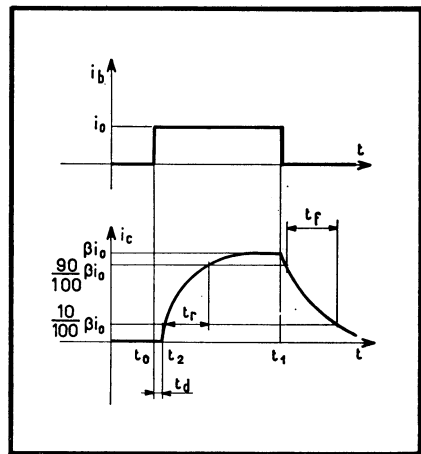


Fig. 124. — Un transistor excité par un courant de base donné ne l'amenant pas à saturation, réagit avec un certain retard t_d , ensuite le courant collecteur présente un certain « temps de montée » t_r (que l'on chiffre entre 10 % et 90 % du courant maximal). A la coupure du courant base, le courant collecteur présente un certain temps de descente t_f .

Quelles sont les valeurs de ces temps? Nous avons vu que le transistor en émetteur commun, commandé en courant, se comportait comme un amplificateur ayant une diminution de gain due à un réseau intégrateur (passe-bas) du type de la figure 18. On sait que, dans un tel réseau, la fréquence d'atténuation de 3 dB est égale à :

$$F = \frac{1}{2\pi RC}$$

On sait, d'autre part, qu'un circuit tel que celui de la figure 18, attaqué par une impulsion parfaitement rectangulaire, nous donnera à la sortie un signal variant suivant une loi exponentielle dont la constante de temps est RC. En conséquence, le signal passera à 10 % de sa valeur limite au bout d'un temps égal à 0,1 RC, il atteindra 90 % de sa valeur limite au bout d'un temps égal à 2,3 RC. Le temps de montée entre 10 % et 90 %, tel que nous l'avons défini plus haut, sera donc

de 2,2 RC. Le produit de ce temps de montée par la fréquence de coupure à 3 dB sera donc :

$$\frac{2,2}{2 \tau} = 0,5$$

Pour un transistor commandé en courant et dont la fréquence de coupure à 3 dB est tout simplement

$$F \beta = \frac{F \alpha}{\beta}$$

nous pouvons en déduire que le temps de montée t_r et le temps de descente t_f seront tous les deux égaux à :

$$t_r = t_f = \frac{0,35}{F \beta}$$

En ce qui concerne le temps de retard t_d , on ne peut pas le calculer : il est lié à la technologie du transistor et en général indiqué par le constructeur. Le plus souvent il est parfaitement négligeable par rapport aux temps t_r et t_f .

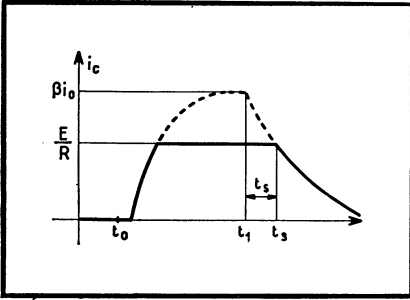


Fig. 125. — Si l'on a envoyé au transistor un courant base i_0 tel que le courant collecteur ne puisse arriver au βi_0 correspondant, il y a saturation : on voit apparaître un nouveau retard à la diminution du courant collecteur, c'est le « temps de désaturation » t_s .

Supposons maintenant que le courant I_0 soit plus fort et suffisant pour envoyer le transistor à la saturation; autrement dit, le produit de ce courant par β est supérieur à la valeur maximale E/R du courant collecteur. Dans ce cas, l'aspect de la variation du courant collecteur est indiqué par la courbe de la figure 125. On voit que, après un retard t_d (en général plus faible que celui que nous avons observé sur la figure 124), le courant collecteur se met à croître suivant une loi exponentielle dont l'asymptote correspondrait à la valeur βI_0 . Arrivé à la valeur E/R , le courant collecteur cesse de croître et garde cette valeur. A l'instant t_1 où l'on coupe le courant de base, le courant collecteur ne commence pas à diminuer : c'est seulement à l'instant t_3 qu'il commencera à décroître. L'écart $t_3 - t_1$ correspond à ce qu'on appelle le temps de désaturation, en général noté : t_s (*storage time*).

Ce temps est celui qui a été nécessaire pour évacuer hors de la base les porteurs minoritaires qui s'y trouvent en grand nombre lors du fonctionnement en saturation. Bien entendu, plus le coefficient de saturation (rapport $\frac{\beta I_0}{E/R} = \frac{\beta R I_0}{E}$) est élevé, plus le temps de désaturation est grand.

Une fois que ce temps de désaturation s'est écoulé, le courant collecteur commence à descendre suivant une loi exponentielle, et on peut donc définir un temps de descente (t_f) de 90 % à 10 % du courant E/R .

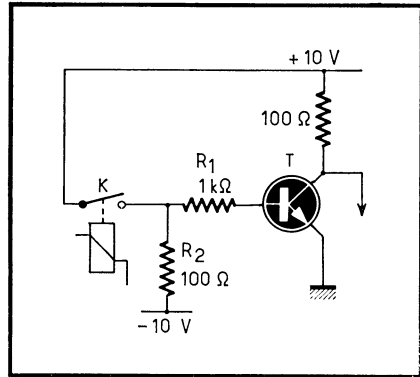
On voit donc que, pour une fréquence $F \beta$ déterminée, en augmentant le coefficient de saturation on diminue le temps de montée, et on augmente le temps

de descente en l'accroissant d'autre part du temps de désaturation. Pour chaque valeur de $F\beta$, il y a un coefficient de saturation optimal qui permet de rendre à peu près égaux les temps de montée, d'une part, et de désaturation + temps de descente, d'autre part.

Si le transistor est commandé en tension, l'aspect du phénomène est assez différent. On peut évidemment recommencer les raisonnements ci-dessus en substituant à la fréquence de coupure $F\beta$ la fréquence de coupure de la pente F_{cs} .

Un cas intermédiaire est celui où le transistor, commandé en courant au déblocage, a une résistance de valeur relativement faible entre sa base et un point à potentiel négatif (cas du $n-p-n$). Dans ces conditions, le temps de désaturation est notablement réduit, car cette résistance permet d'écouler plus vite par la connexion de base les porteurs minoritaires qui la saturaient. Nous avons parlé

Fig. 126. — Pour mesurer les différents temps définis sur les figures 124 et 125, on utilise un montage dans lequel la base du transistor est excitée par le contact d'un relais K. Ce dernier est du type à contacts mouillés dans le mercure, qui assure une coupure et un établissement de contact sans rebondissements en une nanoseconde ou moins.



de ce montage, parce qu'il est souvent utilisé par les constructeurs pour définir les temps de retard, de montée, de désaturation et de descente de leurs transistors. On trouve, par exemple, dans une notice de transistor, le montage de la figure 126 et à côté l'indication des temps relevés. Dans ce montage, le relais K est un relais à mercure, dont la fermeture est extrêmement franche (moins de 1 ns), et la forme d'onde de sortie est examinée au moyen d'un oscilloscope à bande passante largement suffisante (souvent un oscilloscope à échantillonnage quand il s'agit de transistors à commutation rapide).

On voit que, dans le montage de la figure 126, quand le relais K est fermé, le courant base du transistor est voisin de 1 mA (ceci l'amène certainement à saturation, puisque son courant collecteur maximal est de 10 mA). Au moment où le contact K s'ouvre, la base est reliée à -10 V à travers $1,1$ k Ω .

Bien entendu, les temps définis avec un tel montage ne sont valables que pour le montage indiqué, avec les valeurs de résistances et de tensions données.

Pour avoir une indication d'un usage plus général, nous préférons beaucoup utiliser, en ce qui concerne le temps de désaturation, la notion de charge de base pour une unité donnée de courant émetteur. On chiffre en général cette charge en picocoulombs par milliampère d'émetteur. Malheureusement, il s'agit d'une donnée que peu de constructeurs fournissent. Quand on connaît cette valeur de charge, on sait, pour un courant émetteur donné, la quantité d'électricité que l'on doit évacuer de la base pour bloquer le transistor.

Cette notion de charge de base à évacuer explique la constitution du montage représenté sur la figure 127, souvent utilisé pour commander un transistor dans un régime de commutation. La tension d'entrée, valant $-p$ pour bloquer le tran-

sistor passe à $+u$ quand on désire le débloquer. Le courant de base en régime de déblocage sera donc de : u/R_1 . Au moment du déblocage, le front raide de tension au point A, transmis par le condensateur C, accélérera le déblocage du transistor en augmentant momentanément le courant de base. Lors du blocage, le condensateur C se chargera d'une quantité d'électricité égale à : $C(u + p)$, parce que le potentiel de son armature de droite est demeuré sensiblement constant, tandis que celui de son armature de gauche diminuait de $+u$ à $-p$. Nous aurons choisi la valeur de C telle que cette charge représente exactement la quantité d'électricité à évacuer de la base du transistor, compte tenu du courant de saturation E/R .

Dans tous les cas, un transistor commandé par une source de tension de très faible résistance interne permettra des ouvertures et fermetures en des temps beaucoup plus courts que ceux qui sont indiqués dans les notices du transistor. Avec les modèles planar épitaxiaux permettant des fréquences de coupure de quelques centaines de mégahertz, on arrive facilement à des temps d'ouverture ou de fermeture inférieurs à une dizaine de nanosecondes. Avec des modèles étudiés pour la commutation rapide, ces temps descendent à 2 ou 3 ns.

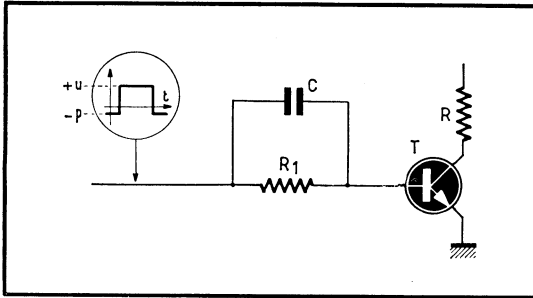


Fig. 127. — On compense les ennuis causés par la charge stockée dans la base en commandant celle-ci par une résistance (qui transmet le continu), shuntée par un condensateur ayant pour rôle de neutraliser rapidement la charge stockée dans la base lors des transitions.

Il est bien évident que l'on ne pourra profiter des valeurs courtes des temps de commutation inhérents au transistor lui-même qu'à condition que les constantes de temps du circuit passif soient suffisamment courtes. Supposons, par exemple, que la résistance de collecteur du transistor soit de 220Ω . La capacité parasite entre le collecteur et la masse peut valoir 35 pF (ce qui est facilement obtenu, surtout quand le collecteur est branché à l'entrée d'un oscilloscope dont la sonde n'est pas spécialement étudiée pour réduire la capacité parasite). La constante de temps correspondante est alors d'environ 8 ns . Même si le transistor peut faire mieux, nous n'aurons pas des transitions plus rapides.

Indiquons pour terminer des ordres de grandeur de ces temps pour différents types de transistors.

Pour des modèles de commutation moyennement rapide, correspondant à des fréquences de coupure $F\alpha$ d'environ 10 MHz , nous trouvons un temps de retard voisin de $0,2 \mu\text{s}$, un temps de montée de $0,4 \mu\text{s}$, un temps de désaturation de $0,6 \mu\text{s}$, et un temps de chute de $0,3 \mu\text{s}$. Dans le cas d'un transistor de très grande puissance, comme le 2N174, le temps de montée jusqu'à un courant collecteur de 12 A sera de l'ordre d'une quinzaine de microsecondes, de même que le temps de chute et de désaturation. Pour des modèles ayant des fréquences de coupure de l'ordre d'une centaine de mégahertz en base commune, les temps définis plus haut deviennent voisins d'une soixantaine de nanosecondes. Des transistors de commutation ultra-rapide, (dénommés ainsi en 1972) comme le 2N2369, permettent

des temps de montée et de descente d'environ 2 à 7 ns sans précaution particulière à la commande. Il convient d'ailleurs de signaler que, dans certains transistors dont la base est particulièrement mince, les phénomènes de stockage de charges sont extrêmement réduits : le temps de désaturation devient faible par rapport au temps de chute, autrement dit on a tout à gagner à faire fonctionner ces transistors en régime de saturation : le temps de montée sera plus court et ceci sans retard appréciable de désaturation pour la descente. Par contre, pour les modèles à base plus épaisse, on perdra beaucoup en vitesse de commutation si on les fait fonctionner avec un coefficient de saturation élevé.

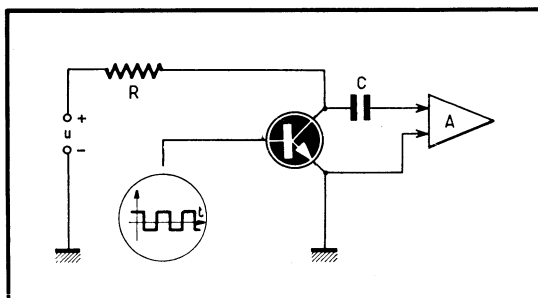
3. — LE TRANSISTOR EN INTERRUPTEUR TOUT OU RIEN

On voit que, dans les applications de commutation, le transistor est utilisé un peu comme un interrupteur. Nous lui demanderons, pour jouer ce rôle efficacement, de présenter une résistance apparente aussi grande que possible quand il est bloqué, aussi faible que possible quand il est saturé. Les qualités essentielles d'un transistor de commutation seront donc :

- un faible courant de fuite;
- une faible résistance de saturation.

Une application importante du transistor en interrupteur est le montage de la figure 128, destiné à convertir une tension continue en tension alternative d'amplitude proportionnelle, pour permettre de l'amplifier plus commodément afin de pouvoir la mesurer ⁽¹⁾.

Fig. 128. — Le transistor est utilisé ici en modulateur « tout ou rien » (chopper), pour transformer la tension continue u en une tension en signaux rectangulaires d'amplitude u , appliquée à travers le condensateur C à un amplificateur A qui l'amplifiera pour en permettre la mesure.



La tension continue u est appliquée au collecteur du transistor T à travers la résistance R . La composante alternative de tension aux bornes du transistor est transmise par C à l'amplificateur à couplages alternatifs A . Quand T est bloqué, si nous admettons que son courant de fuite est négligeable, la tension au point B devrait remonter à $+u$. Elle est, en fait, limitée à une valeur un peu inférieure à u en raison de l'impédance d'entrée non infinie de l'amplificateur A . Quand le transistor T est saturé, si sa tension résiduelle est suffisamment faible, on peut dire qu'il constitue un court-circuit entre le point B et la masse.

1. On tend à préférer actuellement, pour cette application, les transistors à effet de champ (voir additif 4.).

Si nous appliquons à la base de T un signal rectangulaire qui, alternativement, le sature et le bloque, nous aurons, en principe, à l'entrée de l'amplificateur A, une tension rectangulaire dont la valeur crête à crête est voisine de u .

Nous avons défini plus haut (fig. 17) ce qu'est la tension d'offset d'un transistor. En réalité, cette tension n'est pas tout à fait celle que l'on observe aux bornes du transistor quand il est saturé, car le courant qui le traverse n'est pas tout à fait nul. En fait, il y a peu de différence, car la valeur de la résistance R étant élevée et la tension u faible, le transistor n'est traversé, quand il est saturé, que par un courant faible. Il s'agit donc, pour faire fonctionner l'ensemble dans les meilleures conditions possibles, d'avoir un transistor dont la tension d'offset soit aussi faible que possible.

On a constaté expérimentalement qu'en montant le transistor « à l'envers », c'est-à-dire en permutant respectivement l'émetteur et le collecteur, on diminuait beaucoup cette tension d'offset. En même temps, on diminue beaucoup le β du transistor, mais ceci n'a que peu d'importance. Sur la figure 129 sont tracées la caractéristique du transistor monté en sens normal, la caractéristique du même transistor, pour le même courant base, monté en inversé. On s'aperçoit que, sur le montage inversé, le coefficient β est entre 5 et 10 fois plus petit que dans le montage normal. Étant donné le faible courant maximal qui traversera le transistor (u petit et R grand), nous n'aurons tout de même pas besoin d'un courant de base important pour l'amener à saturation. Par contre la tension d'offset est presque 10 fois plus petite en montage inversé qu'en montage normal; c'est donc toujours le premier que nous utiliserons dans ces modulateurs tout ou rien, que l'on désigne quelquefois par leur nom anglais de : *chopper*.

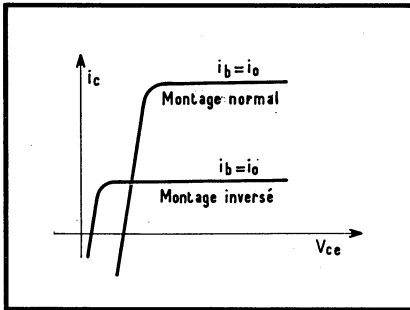


Fig. 129. — Si le transistor est utilisé normalement (courbe supérieure) avec un courant $i_b = i_o$ de base, il a un certain gain en courant et sa caractéristique I_c/V_{ce} coupe l'axe des tensions en un point correspondant à une certaine tension, dite « offset » ou « e on ». En permutant l'émetteur et le collecteur, la caractéristique du transistor « inversé » montre, pour le même courant de base, un gain plus faible mais une tension offset beaucoup plus réduite qu'en montage normal.

Quand il s'agit de faire tomber la tension d'offset à moins du dixième de millivolt, il est nécessaire de prendre des précautions particulières. En effet, il ne faut pas négliger les effets de la fuite éventuelle entre base et émetteur (utilisé ici comme collecteur), ni les capacités parasites entre base et émetteur. On peut arriver, en première approximation, à les compenser en utilisant le montage de la figure 130.

Dans ce montage, le transformateur T est attaqué sur son primaire par la tension de découpage, approximativement en signaux rectangulaires symétriques. Son secondaire alimente les résistances R_1 et R_2 , qui sont égales l'une à l'autre, ainsi que le potentiomètre P de faible valeur, à travers la diode D_2 : ce secondaire peut donc seulement rendre le point A positif par rapport à B. Cette diode a surtout pour but d'éviter que l'on n'applique des tensions inverses importantes base-émetteur au transistor qui sert d'interrupteur. La tension du point A est transmise à travers la résistance R_3 au point D qui est la base du transistor : on voit que

celui-ci a son collecteur à la masse puisque, dans ce montage, c'est le collecteur qui est utilisé comme émetteur.

Pendant que le transistor est conducteur, il apparaît une tension assez fortement positive en A et une tension à peu près égale en valeur absolue, mais négative, en B. L'ajustage du curseur de P permet de rendre ces tensions rigoureusement égales. La tension du point D est toujours plus faible que celle du point A quand le transistor est conducteur : il y a une chute de tension dans la résistance R_3 . Pour disposer d'une tension qui soit exactement en opposition avec celle du point D, nous avons utilisé l'alimentation d'une diode D_1 à travers une résistance R_4 égale à R_3 . La diode D_1 a été choisie de telle sorte qu'elle ait des caractéristiques aussi voisines que possibles de celle de la jonction base-collecteur du transistor. Dans ces conditions, le potentiel de F reste rigoureusement opposé à celui de D pendant tout le temps de la conduction du transistor, et même pendant le temps où ce dernier est bloqué. Il suffit donc de relier F à l'émetteur du transistor (utilisé comme collecteur) par le condensateur ajustable C, pour procéder à une sorte de neutrodynage qui supprimera, en première approximation, les effets sur l'émetteur de la capacité parasite base-émetteur du transistor.

Notons que, la conduction du transistor saturé étant bilatérale, ce système de modulateur découpeur convient aussi bien dans le cas où u est positif que pour une valeur négative de u . Dans cette dernière situation, il faut toutefois que u reste suffisamment faible pour ne pas provoquer la conduction de la jonction base-émetteur du transistor; sinon on serait obligé de bloquer le transistor, pendant les périodes de non-conduction, par une tension négative un peu supérieure à u ,

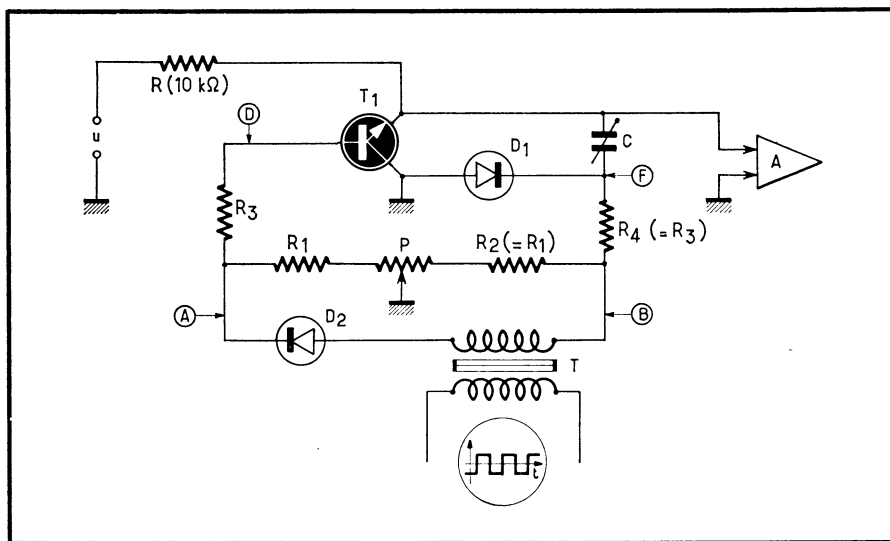


Fig. 130. — Dans ce montage de transistor modulateur tout ou rien, la diode D_2 ne transmet que le signal de déblocage du transistor. On trouve en (A) et (B) deux tensions en opposition de phase. En raison de la présence de la diode D_1 qui conduit en même temps que la jonction base-collecteur de T_1 , (et a une caractéristique aussi voisine que possible de celle de cette jonction) on trouve, au point (F) une tension presque en opposition de phase avec celle qui se développe en (D). Le condensateur C, égal à la capacité base-émetteur de T_1 , permet un neutrodynage, éliminant en première approximation les impulsions que le signal de base fait apparaître sur l'émetteur de T_1 lors des transitoires.

et il faudrait, par conséquent, que ce transistor soit capable de supporter cette tension négative sur sa base quand son collecteur est à la masse; il sera donc nécessaire de le choisir en conséquence.

On utilise également, pour moduler une tension continue et la rendre amplifiable par un amplificateur à couplage alternatif, le montage de la figure 131 où les transistors interrupteurs sont montés en série entre u et l'amplificateur, au lieu d'être montés en shunt sur l'entrée de ce dernier, comme sur la figure 128. Si on a utilisé deux transistors T_1 et T_2 , c'est tout simplement dans le but de neutraliser les tensions résiduelles aux bornes de ces transistors, qui sont montés tête bêche. On les bloque et les débloque simultanément par le secondaire du transformateur T dont le primaire est attaqué par une tension rectangulaire de modulation. Avec un choix judicieux des transistors, en les ayant appariés avec soin et en ajustant les résistances de bases, on arrive, par ce montage, à réduire la tension résiduelle aux bornes de l'ensemble des deux transistors à une dizaine de microvolts. Il faut évidemment prendre beaucoup de précautions pour éviter le couplage électrostatique du primaire du transformateur avec le secondaire.

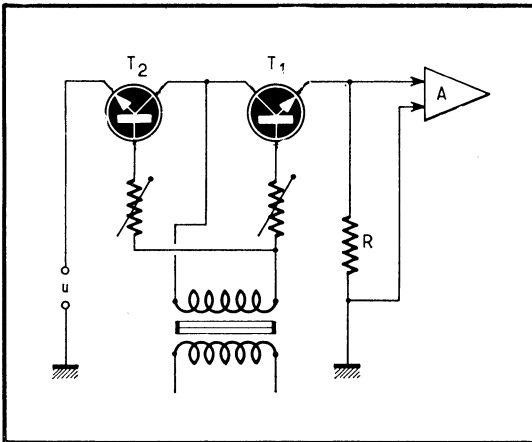


Fig. 131. — L'emploi de deux transistors choppeurs montés en sens opposé permet de réduire beaucoup les défauts de chaque transistor (tension offset, variation de cette tension avec la température, impulsions lors des transitions).

Si le transistor considéré comme interrupteur tout ou rien permet de réaliser un bon modulateur, il peut constituer un excellent démodulateur. Nous entendons par ce terme l'organe capable, à partir d'une tension alternative (qui peut être en phase ou en opposition de phase avec une tension de référence), de restituer une tension continue dont la valeur soit proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative, et qui soit positive ou négative, suivant que la tension fournie au démodulateur est en phase ou en opposition de phase avec la tension de référence. C'est en particulier ce que nous devons faire à la sortie de l'amplificateur alternatif excité par le montage de la figure 128. Ce ne sont pas des tensions rectangulaires qui sortiront de cet amplificateur : nous l'aurons, en effet, rendu très sélectif, accordé sur la fréquence du fondamental du signal de découpage, pour éliminer le bruit de fond. Il sortira donc de cet amplificateur une tension sinusoïdale à la fréquence du signal de découpage.

A partir du générateur qui a fourni la tension de découpage en signaux rectangulaires, appliquée à la base du transistor modulateur dans le montage de la figure 128 par exemple, nous obtiendrons, par des circuits simples, une succession

d'impulsions, dont la fréquence de récurrence est égale à celle du signal de découpage, et dont nous avons calé la phase par rapport à ce signal de façon adéquate. La tension de sortie de l'amplificateur sélectif, attaqué par la tension découpée par le transistor, peut se trouver en phase (fig. 132 *b* en trait continu) ou en opposition de phase (fig. 132 *b* en trait discontinu) avec ces impulsions telles qu'elles sont représentées sur la figure 132 *a*. Nous utiliserons alors le montage de la figure 133.

Fig. 132. — On peut, à partir de la source de tension de modulation (qui commande les bases des transistors choppers) obtenir des impulsions (a) qui seront en phase ou en opposition de phase avec la tension de sortie de l'amplificateur attaqué par les choppers, suivant que la tension appliquée à ces derniers est positive ou négative.

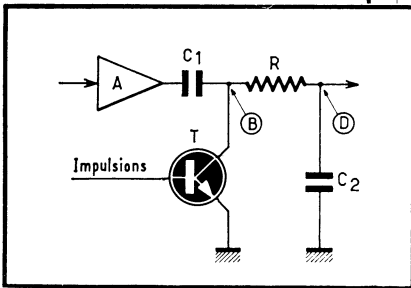
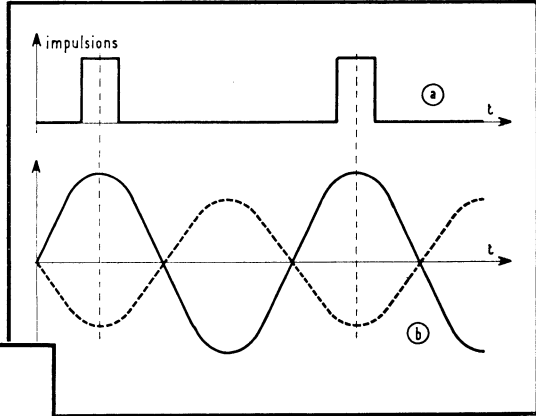


Fig. 133. — Montage de « démodulation » à la sortie de l'amplificateur attaqué par les choppers. Le transistor T reçoit les impulsions de la figure 132 *a*, ce qui met le point (B) à la masse pendant la durée de ces impulsions.

Le transistor T, attaqué sur sa base par les impulsions schématisées sur la figure 132 *a*, mettra donc à la masse l'armature de droite du condensateur C_1 pendant la durée de ces impulsions, laissant cette armature isolée de la masse pendant le temps qui s'écoule entre les impulsions. Supposons tout d'abord que, la tension appliquée au modulateur d'entrée étant positive et relativement élevée, la tension de sortie de l'amplificateur soit celle qui correspond à la courbe en trait continu de la figure 132 *b*. On voit, sur la figure 134 *a*, que la tension que l'on aura sur l'armature de droite de C_1 sera constamment négative, le transistor T étant en court-circuit pendant les périodes de temps représentées par les bandes hachurées.

Par contre, si la tension u appliquée à l'entrée du modulateur est plus faible en valeur absolue et négative, de telle sorte que la tension de sortie de l'amplificateur ait l'aspect de la courbe en trait discontinu sur la figure 132 *b*, nous voyons que la tension de sortie sur l'armature de droite de C_1 aura l'aspect représenté sur la figure 134 *b*. Les deux aspects que l'on rencontre sur cette figure 134 nous permettent de voir que, dans le cas *a*, la tension moyenne de sortie (sur l'armature de droite de C_1) est négative et proportionnelle à l'amplitude de la tension de sortie; dans le cas *b*, la tension moyenne de sortie est positive et proportionnelle également à l'amplitude de la tension alternative. Il suffira donc, sur le montage

de la figure 133, de filtrer la composante alternative de la tension que l'on recueille sur l'armature de droite de C_1 , par exemple avec le filtre R- C_2 , pour obtenir une tension de sortie proportionnelle à l'amplitude de la tension alternative, et positive ou négative suivant que cette dernière est en opposition de phase ou en phase avec la tension de référence (celle-ci étant fournie par les impulsions correspondant à la forme d'onde de la figure 132 a).

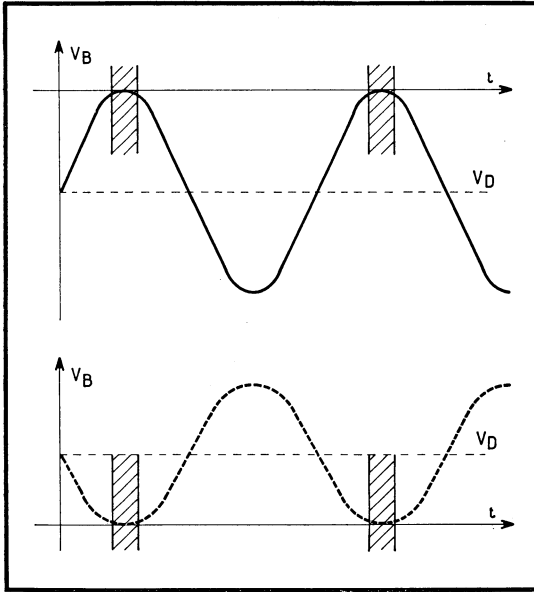


Fig. 134. — Fonctionnement du démodulateur de la figure 133. En hachuré : périodes pendant lesquelles, du fait de l'excitation du transistor T, le point (B) est à la masse. Si la tension de sortie de l'amplificateur est en phase avec les impulsions (sinusoïde en gras), le point (b) est mis à la masse au moment des maxima de la tension de sortie, le condensateur C_1 se charge donc avec son armature de droite à un potentiel négatif par rapport à celle de gauche. Le potentiel de (B) est constamment négatif, sa valeur moyenne (obtenue en (D) par un filtre passe-bas) est négative. Pour le cas où la tension de sortie de l'amplificateur est en opposition de phase avec les impulsions (sinusoïde en pointillés), la tension en B est toujours positive, sa valeur moyenne est positive.

4. — LE TRANSISTOR DANS LES CIRCUITS LOGIQUES

Utilisable comme interrupteur tout ou rien, à commande très rapide, de faible encombrement, et relativement très peu coûteux, le transistor est très avantageux dans toute une gamme de circuits dits « logiques », que l'on commence à adopter de plus en plus dans l'industrie.

Avant de préciser ce que sont ces circuits et comment on les utilise, il est nécessaire de faire connaissance avec un type de notation extrêmement intéressant, applicable dans le cas des systèmes fonctionnant par tout ou rien, et qui s'appelle : l'algèbre de Boole.

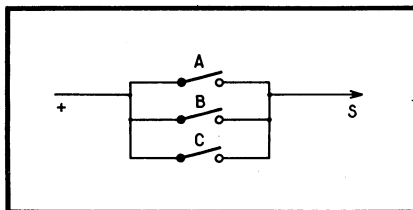
Dans cette algèbre particulière, on convient qu'une variable quelconque ne peut avoir que deux valeurs, qui sont désignées respectivement par 0 et 1. Autrement dit, tout ce qui n'est pas zéro est un, et tout ce qui n'est pas un est zéro. Comme en algèbre ordinaire, on désignera une grandeur sur la valeur de laquelle on n'a pas encore de précisions par une lettre. C'est ainsi que la grandeur A peut avoir la valeur 0 ou 1.

Commençons par définir la première opération de cette algèbre : la somme. Il faut associer le mot somme (logique) avec le mot « ou », l'idée de contacts en *parallèle* et le signe arithmétique +.

Nous appellerons *somme logique* de trois quantités, A, B et C une quantité qui vaudra 1 si l'une quelconque des trois quantités A, B ou C vaut 1. La somme vaudra toujours 1 s'il y a simultanément deux des quantités A, B ou C qui valent un. Elle vaudra même encore l'unité si les trois grandeurs valent 1 simultanément. Autrement dit, le mot « ou » n'est pas pris dans le sens exclusif qu'on lui donne habituellement : on dit en général qu'un objet est cassé *ou* intact, il ne peut pas être les deux à la fois. Dans ce cas le mot « ou » est pris dans son sens exclusif. En algèbre de Boole le sens n'est pas exclusif, exactement comme c'est le cas quand on dit qu'un accumulateur est déchargé *ou* détérioré : il peut parfaitement être l'un et l'autre.

Sur la figure 135, nous avons représenté trois interrupteurs A, B et C montés en parallèle entre une tension positive et la sortie S. Nous conviendrons de dire que $A = 1$ pour signifier que l'interrupteur A est fermé, et $A = 0$ pour signifier qu'il est ouvert. De même pour B et C. En ce qui concerne les tensions sur un fil, nous désignerons par 0 l'absence de tension et par 1 la présence de tension. Par exemple, nous dirons $S = 1$, s'il y a de la tension à la sortie, et $S = 0$, s'il n'y en a pas (ce dernier cas ne se présentera que si les trois interrupteurs sont ouverts simultanément, c'est-à-dire $A = B = C = 0$).

Fig. 135. — Des interrupteurs mis en parallèle constituent un circuit « ou » : il y a de la tension en S si A ou B ou C est fermé (ou si plusieurs d'entre eux sont fermés simultanément).



Dans ces conditions, nous pouvons parfaitement écrire :

$$S = A + B + C$$

Le fait de fermer simultanément l'interrupteur A et l'interrupteur B, par exemple, ne change rien au résultat et à la valeur de S. Par exemple, le branchement de la figure 135 est utilisé quand on désire commander une sonnette depuis différents points : en appuyant sur deux boutons de commande à la fois on ne fait pas sonner la sonnette plus fort, le résultat est le même que si l'on n'appuyait que sur un seul d'entre eux.

A partir des définitions ci-dessus, on voit tout de suite que la somme logique est :

$$\text{commutative : } A + B + C = B + A + C,$$

$$\text{associative : } (A + B) + C = A + B + C.$$

D'autre part, il apparaît immédiatement que $A + 0 = A$ (mettre un contact ouvert en parallèle avec un contact A ne change rien). Réciproquement $A + 1 = 1$ (mettre en parallèle sur un contact A un contact fermé, c'est obtenir un contact fermé, quelle que soit la position de A). On peut également voir que : $A + A = A$ (mettre en parallèle deux contacts identiques commandés simultanément revient à n'en avoir qu'un seul).

C'est cette égalité qui, différant de l'algèbre ordinaire, a conduit certains à adopter pour la somme logique un symbole spécial, différent du signe « + ». La confusion ne nous semblant pas à redouter, nous avons gardé le symbole

habituel de l'addition arithmétique, en sous-entendant qu'il s'agit bien de *sommes logiques*. D'ailleurs, de nombreux auteurs le font.

Nous résumerons donc les cas possibles de l'addition, dans l'hypothèse où il n'y a que deux variables, par les quatre égalités ci-dessous

$$0 + 0 = 0, \quad 1 + 0 = 1, \quad 0 + 1 = 1, \quad 1 + 1 = 1$$

Dans cette dernière égalité, nous retrouvons la contradiction apparente signalée plus haut, mais ce n'est pas une si l'on pense que le signe « + » ne désigne pas ce que l'on entend d'habitude en arithmétique par une addition. Cette dernière égalité montre également que l'on ne peut simplifier une expression en algèbre de Boole en retranchant une quantité égale aux deux membres : la soustraction n'existe pas en algèbre logique.

Passons maintenant à la définition d'une deuxième opération utilisée en algèbre logique : la multiplication. L'idée de multiplication doit être associée à celle de circuits montés en *série*, du mot « *et* » et du signe « \times », ou simplement du point, ou même de deux variables se suivant l'une derrière l'autre, comme on le fait en algèbre ordinaire.

C'est ainsi que, dans le montage de la figure 136, il n'y aura de tension en sortie, sur S, que si l'interrupteur A *et* l'interrupteur B, *et* l'interrupteur C sont

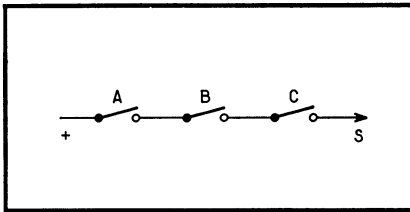


Fig. 136. — En plaçant des interrupteurs en série, on constitue un « circuit et » : il n'y a de tension en S que si A et B et C sont fermés simultanément.

fermés (tous simultanément). Nous désignerons le produit logique de plusieurs grandeurs (quantité qui ne vaut 1 que si toutes les grandeurs valent 1 simultanément) par :

$$S = A \times B \times C, \text{ ou plus simplement : } S = ABC$$

Comme pour la somme logique, on montre que le produit logique est commutatif et associatif.

A partir de la définition, on voit aisément d'une part que : $A \times 1 = A$ (un contact fermé, en série avec un contact donné ne modifie pas le passage du courant dû à ce dernier contact), et que, d'autre part, $A \times 0 = 0$ (un contact ouvert en série avec un contact A empêche le courant de passer quel que soit l'état de A). On voit également que $A \times A = A$ (deux contacts identiques commandés simultanément, placés en série, ont le même effet que s'il n'y en avait qu'un). Cette dernière égalité, également absurde si l'on donne au signe \times le sens de l'arithmétique habituelle, nous montre qu'on ne peut simplifier cette dernière égalité en divisant les deux membres par A : la division n'existe pas en algèbre de Boole.

Dans le cas de deux variables, nous résumerons donc toutes les possibilités de la multiplication logique par les égalités :

$$0 \times 0 = 0, \quad 1 \times 0 = 0, \quad 0 \times 1 = 0, \quad 1 \times 1 = 1$$

Signalons tout de suite que certains auteurs emploient le signe « + » pour

désigner ce que nous avons appelé le produit (contacts en série) et le signe « \times » pour désigner ce que nous avons appelé somme (contacts en parallèle). Ils ne sont d'ailleurs pas la majorité, la notation du signe « \times » pour les contacts en série nous semble plus logique : elle présente un parallélisme avec le calcul des probabilités, qui dit que la probabilité de réalisation d'un événement composé est égale au produit des probabilités de réalisation des événements composants.

Nous définirons enfin une troisième opération qui a nécessité un signe spécial, car il n'existe rien qui lui ressemble en arithmétique : c'est l'opération du complément.

L'idée de complément doit être associée au mot « non » ou « pas », au symbole \bar{A} et à l'idée du *relais* avec *contact repos*.

La définition du complément de la variable A, qui se note « \bar{A} » et qui se lit « non A » est tout simplement : ce que A n'est pas. Autrement dit, le complément de 0 est 1 et le complément de 1 est 0. Nous résumerons donc les deux possibilités de cette opération « complément » de la façon suivante :

$$\bar{0} = 1, \quad \bar{1} = 0.$$

Bien entendu, le complément du complément d'une variable n'est autre que cette variable elle-même : $\bar{\bar{A}} = A$.

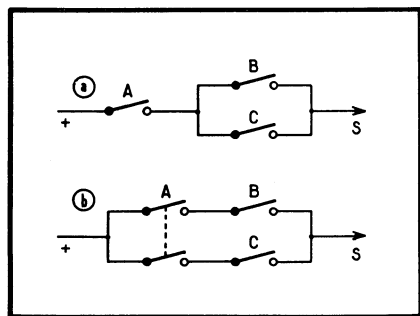
En combinant cette notion du complément et celle de l'addition, on arrive à l'égalité : $A + \bar{A} = 1$ (il y a un des deux termes du premier membre qui vaut 1, donc la somme vaut 1); en combinant la notion de complément avec celle de produit, on obtient l'égalité : $A \cdot \bar{A} = 0$ (de A et de \bar{A} , il y en a un qui est nul).

En combinant les opérations d'addition et de multiplication logiques, on voit que l'on a, d'autre part, distributivité de l'addition par rapport à la multiplication :

$$A(B + C) = AB + AC$$

Cela revient à dire que, sur la figure 137, les branchements a et b sont identiques par leurs effets, ce qui est évident.

Fig. 137. — Du point de vue de l'effet des positions des interrupteurs sur la présence (ou l'absence) de tension en S, ces deux montages sont équivalents. Le premier s'exprime par la notation $A(B + C)$, le second par $AB + AC$. Il en résulte que, en notation de Boole : $A(B + C) = AB + AC$.



Nous avons signalé que la notion de complément devait être associée à l'idée de contact repos : la figure 138 nous montre comment, avec un relais, on peut réaliser la fonction \bar{A} . En effet, si la tension d'entrée A est nulle, le relais n'est pas collé et le contact est établi entre la tension positive et la sortie sur le contact repos. Dans ce cas, nous avons $\bar{A} = 1$; par contre, si de la tension est appliquée au relais ($A = 1$), celui-ci colle, la tension positive n'arrive plus sur le contact

repos, et $\bar{A} = 0$. On peut même se passer de relais quand il s'agit uniquement d'interrupteurs manœuvrés, la tension positive arrivant sur la lame de l'interrupteur s'en ira sur son plot repos quand l'interrupteur est ouvert, et sur son plot travail quand il est fermé : sur le plot repos nous trouverons A , et sur le plot travail nous trouverons \bar{A} .

Ainsi, à chaque groupement de contacts correspond une expression en algèbre de Boole et, réciproquement, à chaque expression dans cette algèbre correspond un groupement de contacts.

C'est ainsi que, au groupement de contacts représenté sur la figure 139, correspond l'expression Booléenne (de Boole) qui est exprimée ci-dessous :

$$S = A [BC + D + (E + FG\bar{H}) \bar{D}]$$

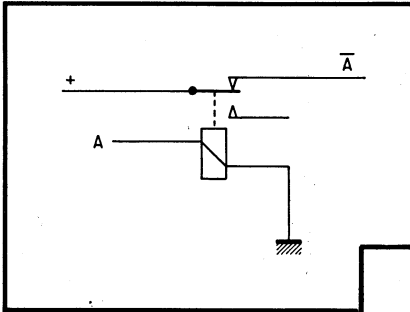
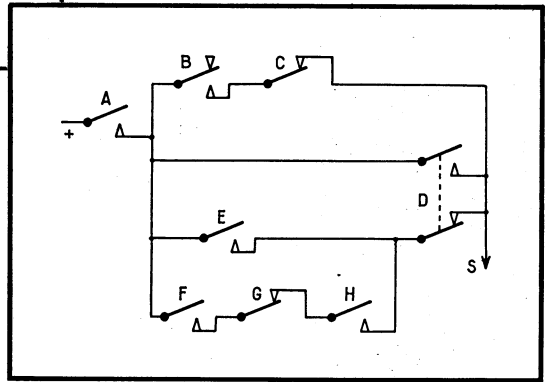


Fig. 138. — Un relais à contact repos permet de réaliser la fonction Booléenne « inversion » (on dit aussi « complément » ou « non » ou « pas »). S'il y a de la tension en A, il n'y en a pas à la sortie, tandis que l'absence de tension sur la bobine se traduit par la présence de tension sur le contact repos.

Fig. 139. — La présence ($S = 1$) ou l'absence ($S = 0$) de tension en S en fonction des positions des interrupteurs, presque impossible à énoncer en langage normal, se résume par l'expression booléenne :

$$S = A[BC + D + (E + FG\bar{H}) \bar{D}]$$



Si l'on avait voulu exprimer dans quelles conditions il y a de la tension en S, on aurait dû dire quelque chose comme ceci : « Il faut que l'interrupteur A soit fermé et que, ou bien l'interrupteur B soit fermé et C ne le soit pas, ou bien D soit fermé, ou bien... », ce qui nécessiterait plusieurs lignes d'expressions très compliquées pour arriver à dire ce que la seule expression de Boole nous a permis d'indiquer. On voit déjà tout l'intérêt de cette méthode comme notation. En effet, on rencontrera souvent dans l'industrie des phénomènes qui doivent être réalisés en fonction des états d'un certain nombre d'éléments, le tout s'exprimant par des phrases très alourdis.

On dira, par exemple, que telle fraiseuse peut démarrer si la pièce est en position et que la garniture de sécurité y est aussi, à moins que l'ouvrier ne soit trop près de la tête de fraiseuse, mais qu'il peut le faire cependant s'il a appuyé sur le bouton lui permettant de faire une opération contrôlée de très près... En expression Booléenne, ceci se traduit par quelque chose de très simple.

Mais l'intérêt de l'algèbre de Boole ne se limite pas là. Nous avons vu en effet que toute expression de Boole correspondait à un réseau de contacts; or il y a des règles qui permettent de transformer les expressions de Boole, souvent en supprimant ou en éliminant des variables ou des termes inutiles. Nous allons examiner ceci de plus près après avoir démontré deux théorèmes et donné quelques indications quant à la simplification des expressions Booléennes.

Le premier théorème, dit de Morgan, est le suivant :

⋮ Le complément d'un produit est égal à la somme des compléments des facteurs. Autrement dit : $\overline{AB} = \overline{A} + \overline{B}$.

En effet, supposons que A et B soient des lettres qui représentent la présence ou l'absence de deux personnages, que nous nommons Pierre et Paul. Par exemple, A = 0 signifie l'absence de Pierre, B = 1 la présence de Paul. AB signifie la présence de Pierre et de Paul. Le contraire de cette présence *simultanée*, c'est-à-dire \overline{AB} , signifie qu'il n'y a pas simultanément Pierre et Paul, autrement dit que l'un ou l'autre manque, soit que : Pierre est absent (\overline{A}) ou que Paul est absent (\overline{B}), (ou éventuellement qu'ils sont absents tous les deux).

Le second théorème énonce ceci :

⋮ Le complément d'une somme logique est égal au produit logique des compléments des éléments de la somme, autrement dit : $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$.

Avec les mêmes significations que ci-dessus données aux lettres A et B, le symbole A + B correspond à la présence de Pierre ou de Paul (ou des deux à la fois). En conséquence, le symbole $\overline{A + B}$ correspond au contraire de la présence d'au moins l'un des deux, c'est-à-dire à l'absence des deux, soit à l'absence de Pierre (\overline{A}) et à l'absence de Paul (\overline{B}).

Une conséquence de ces deux théorèmes est qu'il faut faire bien attention de ne pas confondre \overline{AB} et $\overline{A} \cdot \overline{B}$. Dans le premier cas, le symbole « complément » porte sur le produit AB, et l'on a vu que le résultat de cette opération n'était pas égal au produit des compléments de A et de B, mais à leur somme.

Voyons un premier exemple de simplification.

Soit l'expression : $S = A + \overline{A} B$. Nous allons démontrer que, au second membre, la variable \overline{A} qui figure dans le second terme est inutile. Nous pouvons le constater par un raisonnement de simple logique : dans une somme, un terme ne compte que s'il vaut 1. Si A vaut 1, il est inutile de s'occuper de la valeur de $\overline{A} B$. Ce second terme ne pourra avoir de l'influence sur la somme que si A vaut 0. Or, dans ce cas, \overline{A} vaut 1 : il est donc inutile de le mettre devant B.

Nous pouvons démontrer ce résultat d'une autre façon. Nous allons calculer le complément de S; cette valeur se présentant comme une somme, son complément sera donc le produit des compléments des termes de la somme :

$$\overline{S} = \overline{A} \times \overline{\overline{A} B}$$

Transformons le complément de A · B par le théorème de Morgan et nous obtenons :

$$\overline{S} = \overline{A} \times (\overline{\overline{A}} + \overline{B})$$

expression qui se transforme en :

$$\bar{S} = \bar{A} \times (A + \bar{B}).$$

En utilisant la distributivité de l'addition par rapport à la multiplication, nous obtenons :

$$\bar{S} = \bar{A} A + \bar{A} \bar{B}$$

Le premier terme du second membre, $\bar{A} A$ est nul; il ne reste donc que le second, que nous pouvons mettre sous la forme : $\bar{A} + B$. En reprenant les compléments de deux membres, on trouve que : $S = A + B$, ce que nous voulions démontrer. Si ce dernier raisonnement peut paraître complexe à côté du simple examen logique de la question que nous avons fait tout d'abord, il le devient beaucoup moins par rapport à l'examen logique quand le circuit est plus complexe. A ce moment, seules les manipulations de l'algèbre de Boole se font rationnellement, sans risque d'erreur.

Voyons maintenant le cas d'un terme inutile.

Considérons l'expression : $S = AB + BC + A\bar{C}$; dans cette expression, comme dans toute somme, un terme ne joue un rôle que s'il vaut 1. Par exemple, le terme AB ne jouera de rôle que s'il vaut 1, c'est-à-dire que si A et B valent 1 tous les deux. Mais, à ce moment, les deuxième et troisième termes valent respectivement C et \bar{C} dont la somme vaut 1. Donc le terme AB ne peut intervenir que dans des conditions où il est devenu inutile par la présence des deuxième et troisième termes, donc il est inutile. Nous pouvons le démontrer autrement; nous allons multiplier le terme AB par la quantité $C + \bar{C}$ qui, étant forcément égale à 1, ne changera rien à la valeur de l'expression.

Nous obtiendrons alors l'expression :

$$S = AB(C + \bar{C}) + BC + A\bar{C}.$$

En effectuant le produit, on trouve :

$$S = ABC + AB\bar{C} + BC + A\bar{C}.$$

En changeant l'ordre des termes, nous obtenons l'expression :

$$S = ABC + BC + AB\bar{C} + A\bar{C}.$$

Nous pouvons mettre BC en facteur dans les deux premiers termes et AC dans les deux derniers. Nous obtenons donc :

$$S = (A + 1)BC + (B + 1)A\bar{C}.$$

Les parenthèses, étant des sommes qui renferment chacune le terme 1, valent 1 : dans les produits il est donc inutile de les mettre et l'expression devient : $S = BC + A\bar{C}$, montrant la suppression du terme AB , terme inutile.

Citons, plutôt à titre de curiosité que d'exemple, le cas de l'expression :

$$S = A\bar{B} + B\bar{C} + C\bar{A} + \bar{A}B + \bar{B}C + \bar{C}A.$$

En l'examinant, on peut s'apercevoir que tous les termes de cette somme sont inutiles individuellement. Il ne faudrait pas en conclure que cette somme vaut automatiquement 0 (il est bien évident que, en faisant $A = 1$ et $B = 0$, le premier terme de cette somme, valant 1, rend cette somme égale à 1). En réalité si, par

exemple, le premier terme est inutile, c'est à cause de la présence du cinquième et du sixième; on ne peut pas supprimer dans cette somme simultanément le premier terme, le cinquième et le sixième, mais il est facile de montrer que l'on pourrait supprimer dans cette somme soit les trois premiers termes, soit les trois derniers, en obtenant toujours le même résultat. Il est d'ailleurs assez amusant, à titre d'exercice, de montrer que la somme des trois premiers termes est égale à la somme des trois derniers, ce que l'on ferait en prenant les compléments de ces deux sommes.

Si la transformation d'une expression de Boole conduit à supprimer des variables ou des termes, ceci veut dire que, sur le réseau de contacts correspondant, on supprimera des contacts ou des groupes de contacts, ce qui est toujours très intéressant.

Supposons que nous disposions, par exemple, de trois poussoirs, respectivement désignés par A, B et C, comportant chacun plusieurs contacts travail et plusieurs contacts repos, et que nous désirions, à partir des contacts actionnés par ces poussoirs, faire arriver du courant à trois lampes désignées respectivement par L, M et N. Nous voulons réaliser l'allumage des lampes à partir des poussoirs enfoncés suivant le « programme » qui est défini ci-dessous :

<i>Poussoirs enfoncés</i>	<i>Lampes allumées</i>
Aucun	Aucune
A seul	Aucune
B seul	N seule
C seul	L et M ensemble
A et B	L seule
B et C	L et N ensemble
A et C	M seule
A et B et C (tous ensemble)	L seule

Supposons que nous n'utilisons pas l'algèbre de Boole et essayons de déterminer la disposition des contacts qui commandera, par exemple, la lampe L. On voit, en examinant le tableau des combinaisons, que la lampe L sera allumée dans quatre cas : quand C est enfoncé seul, quand A et B le sont simultanément et que C ne l'est pas, quand B et C le sont simultanément et que A ne l'est pas, et enfin quand tous les poussoirs sont enfoncés simultanément.

Avec une certaine habitude de la manipulation des réseaux de contacts, nous pourrions donc établir celui de la figure 140, qui répond aux conditions du problème. On voit qu'il comporte en tout 12 contacts.

Si nous voulons utiliser maintenant l'algèbre de Boole, nous conviendrons d'abord de représenter par $L = 1$, par exemple, l'état allumé de la lampe L; pour les poussoirs, la valeur 1 donnée à la lettre A ou B ou C signifie que le poussoir correspondant est enfoncé. Nous avons vu plus haut que la lampe L est allumée ($L = 1$) si nous avons :

A non enfoncé et B non enfoncé et C enfoncé ($\bar{A} \bar{B} C$)
ou A enfoncé et B enfoncé et C non enfoncé ($A B \bar{C}$)
ou A non enfoncé et B enfoncé et C enfoncé ($\bar{A} B C$)
ou A enfoncé et B enfoncé et C enfoncé ($A B C$)

En traduisant les mots soulignés par les symboles de Boole correspondants, nous arrivons donc à l'expression :

$$L = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}BC + ABC.$$

Nous grouperons le premier et le troisième terme en y mettant AC en facteur, le deuxième et le quatrième en y mettant AB en facteur, et nous obtiendrons :

$$L = \bar{A}C(\bar{B} + B) + AB(\bar{C} + C) = \bar{A}C + AB,$$

les termes entre parenthèses valant en effet 1.

La dernière expression de L correspond à un réseau de contacts qui se réalise comme l'indique la figure 141.

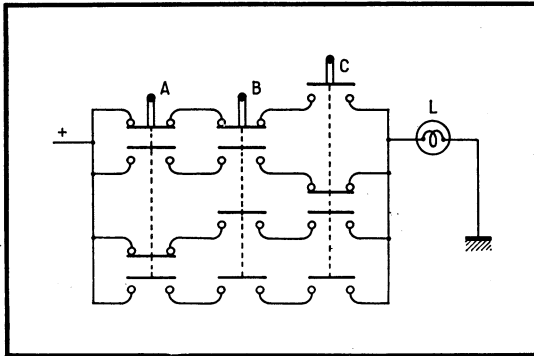


Fig. 140 (ci-dessus). — Réseau de contacts, actionnés par trois poussoirs, réalisant l'allumage de la lampe L suivant le « programme » imposé dans le texte (réseau réalisé sans simplification par l'algèbre de Boole).

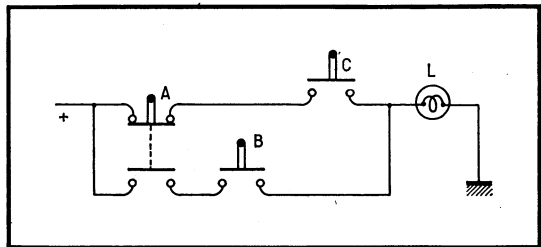


Fig. 141 (ci-dessous). — Le réseau de la figure 140 correspondait à l'expression

$L = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}BC + ABC$ qui se simplifie en :

$$L = AC + AB$$

dont la réalisation à contacts est indiquée ci-dessous, montrant comment l'application de l'algèbre de Boole permet de simplifier un réseau de contacts devant répondre à un « programme » donné.

Ce nouveau réseau, donnant des résultats identiques à celui de la figure 140, comporte trois fois moins de contacts puisqu'il n'en a plus que quatre. On voit à quel point l'utilisation de l'algèbre de Boole peut conduire à une simplification extraordinaire d'un ensemble de contacts.

Par un raisonnement tout à fait analogue, on trouverait que l'expression de M est :

$$M = \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}C, \text{ soit } M = \bar{B}C$$

(cette simplification est obtenue en mettant BC en facteur dans les deux termes : il sera multiplié par $\bar{A} + A$ qui vaut 1).

De même, nous obtiendrons la valeur de N par un raisonnement analogue qui nous donnera :

$$N = \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC \text{ soit } N = \bar{A}B.$$

On voit que, pour réaliser la commande des lampes M et N , nous n'aurons besoin, pour chaque lampe, que de deux contacts.

Jusqu'ici, nous avons utilisé uniquement des contacts pour réaliser les opérations correspondant à l'algèbre de Boole. Nous avons mis des contacts en série pour réaliser des multiplications; les chaînes de contacts ont été connectées en parallèle pour réaliser les opérations d'addition.

Cette dernière façon de faire (pour l'addition) doit être employée avec certaines précautions pour ne pas introduire de termes parasites. Si nous voulons réaliser les opérations autrement, nous pouvons avoir besoin de commander les contacts par des tensions : ceci revient à utiliser des relais actionnés sur leurs bobines par les tensions A, B et C. Par exemple, nous réaliserons la fonction d'addition Booléenne à deux entrées par le montage à deux relais schématisé sur la figure 142. Le fonctionnement de ce montage est évident. C'est ce qu'on appelle un circuit « ou », qui se symbolise comme l'indique la figure 143 (certains auteurs

Fig. 142. — Réalisation, au moyen de deux relais, d'un circuit « ou ».

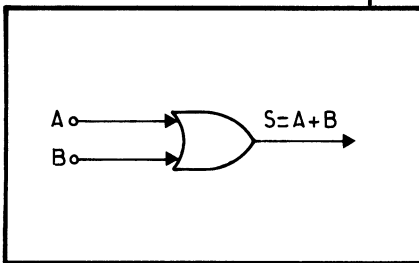
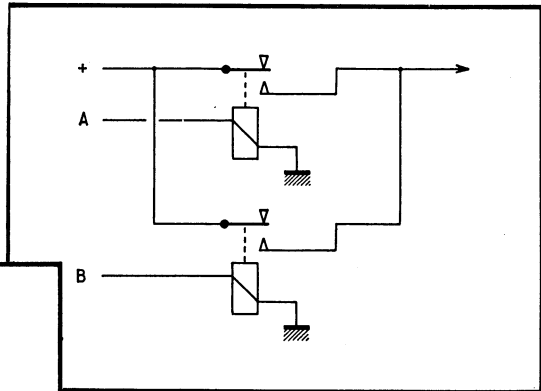
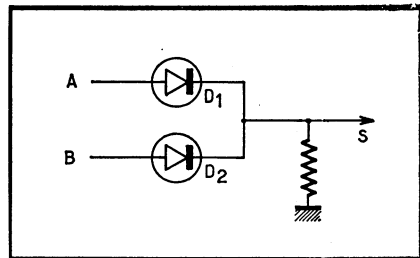


Fig. 143. — Représentation symbolique du circuit « ou ».

Fig. 144. — Réalisation du circuit « ou » avec des diodes.



emploient des symboles différents, mais en général ils le précisent) ⁽¹⁾. La réalisation du circuit « ou » par le schéma de la figure 142 présente l'avantage de délivrer en sortie une tension capable de débiter de la puissance, sans que cette puissance soit empruntée aux deux tensions qui vont exciter les bobines des relais. En effet, on peut réaliser un circuit « ou » au moyen du montage de la figure 144, mais alors ce sont les tensions d'entrée (ou l'une d'entre elles) qui fournissent le courant de sortie.

1. Voir dans l'additif 5. la notation qui tend à se généraliser.

Le montage qui réalise la fonction de complément en algèbre de Boole a déjà été signalé : c'est celui de la figure 138. Il se symbolise comme le montre la figure 145.

Pour réaliser l'opération de produit logique, on utilise l'un des deux montages de la figure 146 : en *a* ce produit est réalisé par des contacts de relais mis en série, en *b* au moyen de diodes. Pour cette dernière méthode d'obtention du produit Booléen, il faut faire l'hypothèse que A ou B peuvent prendre la valeur 0 (correspondant à une tension nulle) ou 1 (correspondant à une certaine tension positive). Dans ces conditions, la tension de sortie S sera nulle si l'une ou l'autre des tensions d'entrée A est nulle, ou si elles le sont toutes les deux. La tension de sortie S ne sera donc égale à la valeur positive, considérée comme correspondant au 1 de l'algèbre de Boole, que si les deux entrées A et B sont l'une *et* l'autre à ce potentiel positif. Dans ce dernier circuit, c'est la source reliée, à travers R, à la sortie qui fournira le courant de sortie s'il en est besoin. Il ne faudra pas oublier que, quand A seule est nulle, un courant traverse la diode D_1 et s'en va vers la source qui fournit A. Il faut que celle-ci n'en soit point perturbée; on pourrait en dire autant de la source qui alimente l'entrée B.

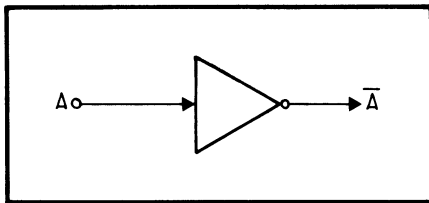


Fig. 145. — Représentation symbolique du circuit « pas » ou « complément ».

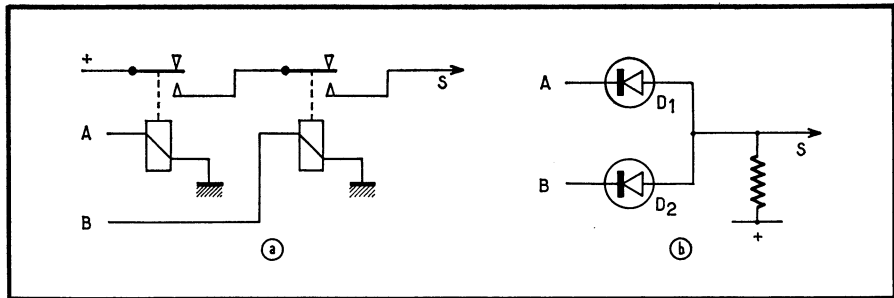


Fig. 146. — Réalisation du circuit « et » : en *a* avec deux relais, en *b* avec des diodes (en supposant que le « zéro » corresponde à l'absence de tension et le « un » à la présence d'une tension positive).

Dans le schéma à relais de la figure 146 *a*, il n'y a pas réaction de la sortie sur l'entrée, et la puissance qu'on peut obtenir en sortie est beaucoup plus grande, limitée seulement par les possibilités des contacts des relais et celles de la source de tension positive.

Les circuits réalisant le produit en algèbre de Boole, appelés, en général, circuits « *et* », se symbolisent comme sur la figure 147.

Il peut arriver, pour certaines applications, que l'on ait besoin d'un ensemble qui soit l'équivalent d'un circuit « *ou* » suivi d'un circuit « *non* » (ou complément, ou circuit « *pas* »), c'est-à-dire d'un circuit du type de celui de la figure 145, réalisé comme l'indique le schéma de la figure 138.

Le tout serait monté comme sur la figure 148 *a*, la sortie valant le complément de la somme logique des entrées (ou le produit des compléments de ces entrées). On le symbolise comme le montre la figure 148 *b*; et l'on appelle un tel circuit « ou complémenté ».

Parallèlement, l'association d'un circuit « et » et d'un circuit « pas », comme sur la figure 149 *a*, se réalise et est dénommée circuit « et complémenté », le symbole correspondant étant celui qui est indiqué par la figure 149 *b*.

Fig. 147. — Représentation symbolique du circuit « et ».

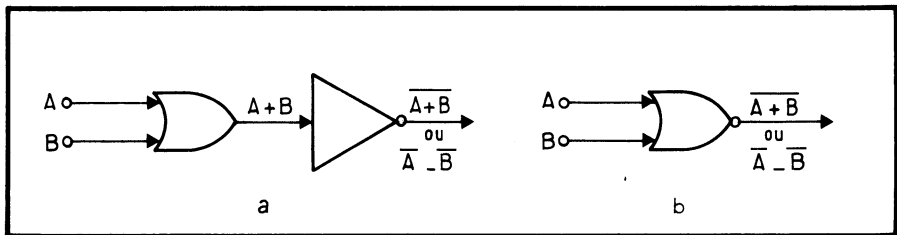
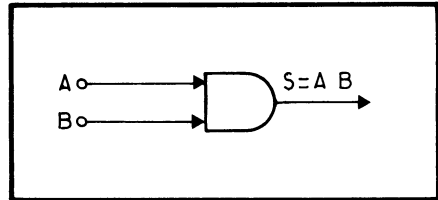


Fig. 148. — En associant un circuit « pas » à la sortie d'un circuit « ou », on réalise le circuit « ou complémenté » symbolisé en *b*.

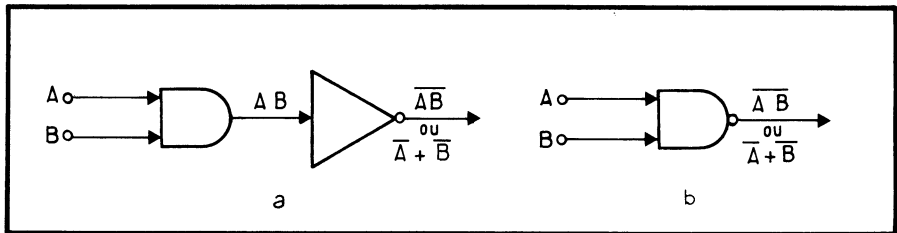


Fig. 149. — Un circuit « et » suivi d'un circuit « pas » permet la réalisation d'un circuit « et complémenté » symbolisé en *b*.

On donne quelquefois à ces circuits d'autres noms, celui de la figure 148 est quelquefois désigné sous le nom de circuit « ni », parce qu'il y a de la tension à la sortie quand il n'y a, à l'entrée, de tension ni sur A ni sur B. En ce qui concerne le circuit de la figure 149, il n'existe pas de mot français correspondant à sa fonction, le mot anglais, souvent employé est : « circuit *nand* », ce mot étant formé à partir du mot anglais *and* (*et*) de la même façon que le mot *nor* (*ni*) dérive de *or* (*ou*). Pour essayer de faire une analogie en français, on désigne quelquefois le circuit de la figure 149 sous le nom peu usité de circuit « *net* ».

Nous avons envisagé le cas de circuits « ou » et « et » à deux entrées seulement chacun; on réalise également des circuits « ou » et des circuits « et » à plu-

sieurs entrées. Ils sont simplement un petit peu plus compliqués. D'ailleurs, par combinaison de circuits à deux entrées, profitant des propriétés d'associativité de la somme et du produit logique, on peut très bien réaliser des circuits « ou » et des circuits « et » à autant d'entrées qu'on le veut.

Le circuit « complément » (fig. 145), de même que les circuits « ou complémenté » (fig. 146) et les circuits « et complémenté » (fig. 149), se réalisent parfaitement avec des transistors. Nous allons examiner les schémas correspondants.

Le circuit complément se réalise très facilement avec un seul transistor T comme l'indique la figure 150. Dans l'utilisation de ce circuit, on supposera que, pour l'entrée, la valeur 0 de Boole correspond à une tension à peu près nulle, et la valeur 1 correspond à une tension voisine de $+E$. Dans ces conditions, si l'on a pris pour R_1 une valeur certainement inférieure au produit de R par le β du transistor, on voit que ce dernier est saturé quand la tension d'entrée A est nulle. A ce moment, la tension de sortie est voisine de $+E$. Par contre, si la tension d'entrée est voisine de $+E$, le transistor est bloqué et la tension de sortie est nulle. L'ensemble réalise donc bien la fonction complément. Les valeurs assez courantes pour l'utilisation des transistors en vue de réaliser ces circuits sont : R de l'ordre de 1 k Ω , et R_1 de l'ordre de 10 à 15 k Ω (ceci suppose que le β du transistor est supérieur à 15, ce qui est pratiquement toujours le cas, même avec les plus mauvais).

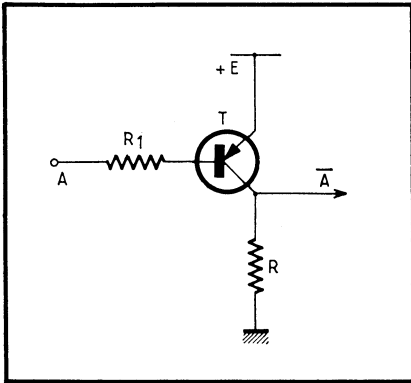
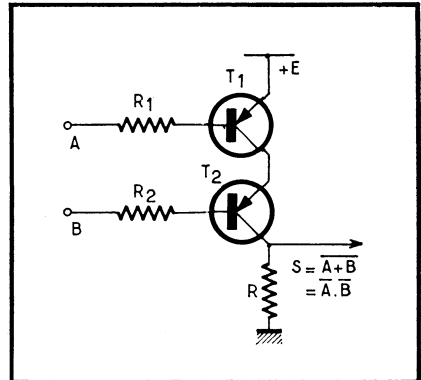


Fig. 150 (à gauche). — Réalisation d'un circuit « pas » avec un transistor $p-n-p$: s'il y a, en A, une tension égale à $+E$, T est bloqué, et l'on ne trouve pas de tension sur le collecteur de T; par contre, si l'extrémité gauche de R_1 est à la masse, T est saturé et le collecteur de T est presque au potentiel $+E$ (il est au courant de prendre $R_1 = 10$ k Ω et $R = 1$ k Ω).

Fig. 151 (à droite). — Réalisation, au moyen de deux transistors $p-n-p$ en série, d'un circuit « ou complémenté ».

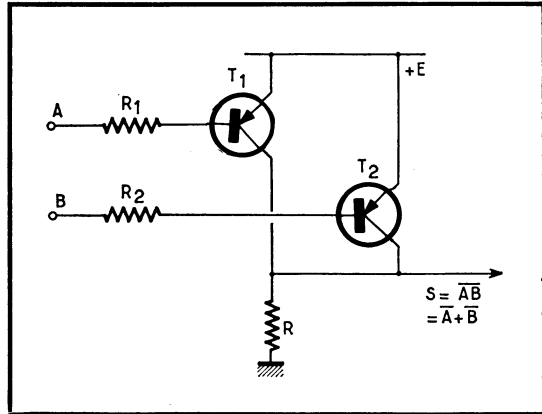


C'est le montage de la figure 151 qui réalisera le circuit « ou complémenté », correspondant au schéma de la figure 148. Ce n'est que quand les deux transistors seront saturés simultanément, c'est-à-dire quand les tensions des entrées A et B seront nulles toutes les deux, que la tension de sortie sera voisine de $+E$. Il n'y aura donc de tension de sortie que s'il n'y a de tension *ni* sur A, *ni* sur B. On peut être surpris de trouver les transistors montés en série dans un circuit correspondant au « ou », mais il ne faut pas oublier qu'il s'agit d'un « ou complé-

menté », autrement dit que la sortie peut correspondre aussi bien au complément de la somme logique des entrées qu'au produit logique des compléments des entrées. Bien entendu, les résistances R_1 et R_2 sont égales ou inférieures à βR , le β considéré étant le plus faible de ceux des deux transistors.

Le schéma de réalisation du circuit « *et* complémenté », correspondant à celui de la figure 149, est tracé sur la figure 152. L'explication de son fonctionnement est également très simple (1).

Fig. 152. — Réalisation d'un circuit « *et* complémenté » au moyen de deux transistors *n-p-n* montés en parallèle.



On verrait facilement, au moyen des raisonnements basés sur les théorèmes de Morgan, qu'un circuit « *ou* complémenté » suivi d'un circuit « complément » donne un circuit « *ou* »; le même circuit, précédé de deux circuits « complément » à ses entrées, donnerait un circuit « *et* ». On pourrait donc penser qu'il est plus normal de faire toujours suivre le circuit de la figure 151 de celui de la figure 150 pour réaliser un circuit « *ou* » normal; en procédant de même avec le circuit de la figure 152, on obtiendrait un circuit « *et* » normal. En réalité, il est inutile d'ajouter un transistor aux circuits des figures 151 et 152, les circuits complémentés étant, comme nous allons le voir, aussi utilisables (et même quelquefois plus utilisables) que les circuits « *et* » ou bien « *ou* » directs. Nous en verrons deux exemples.

1. — Le demi-additionneur (« *ou* » exclusif)

Nous voulons réaliser un circuit ayant deux entrées, A et B, une sortie S, et fonctionnant de la façon suivante : il doit donner une tension de sortie quand on applique une tension à l'entrée A ou bien à l'entrée B, mais pas quand on en applique aux entrées A et B en même temps. La fonction de Boole correspondante dérive immédiatement de la définition : elle comportera comme premier terme la somme logique $A + B$ (correspondant au mot « *ou* » dans la définition), ce terme sera *multiplié* par un autre qui sera le complément de AB. En effet, nous voulons une tension de sortie mais pas (correspondant au complément) quand

1. Actuellement, tous ces circuits sont exclusivement réalisés sous forme de circuits intégrés (voir additif 6.).

A et B reçoivent de la tension toutes les deux (correspondant au complément du produit AB). En conséquence, la fonction correspondante est :

$$S = (A + B) \overline{AB}$$

On peut d'ailleurs transformer cette expression grâce au théorème de Morgan, et la mettre sous la forme :

$$(A + B) (\overline{A} + \overline{B}) = A \overline{B} + \overline{A} B$$

Cette fonction correspond au « ou exclusif ». C'est celle que devront réaliser les additionneurs fonctionnant en arithmétique binaire.

En effet on sait que, dans le système binaire, il n'existe que deux chiffres 0 et 1. On pourra donc lui appliquer l'algèbre de Boole, mais avec prudence. En effet, en addition arithmétique $0 + 0$, nous donne bien entendu 0. En ajoutant 0 et 1, ou bien 1 et 0, nous trouvons 1. Mais, si nous ajoutons 1 et 1, nous trouvons le nombre qui, en notation décimale, se représenterait par le chiffre 2. En notation binaire, ce chiffre se représentera par 10. En effet, en notation binaire, un tel nombre signifie une fois la base (2) à la puissance 1 et 0 unité, de même que, en notation décimale, le nombre 347 signifiait 3 fois la base au carré (3×100), plus 4 fois la base (4 fois 10), plus 7 unités.

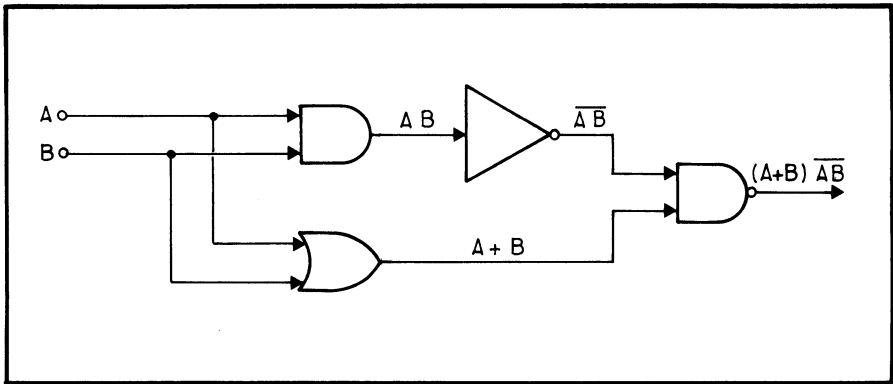


Fig. 153. — Réalisation, au moyen de circuits logiques « directs » du semi-additionneur, réalisant la fonction « ou exclusif » (présence de tension de sortie s'il y a une tension sur l'une ou l'autre des entrées, mais pas sur les deux entrées à la fois).

Supposons donc que nous disposions de deux tensions électriques, représentées respectivement par A et B, symbolisant deux nombres binaires (une tension nulle représentant la valeur 0, et une tension positive de valeur convenue représentant la valeur 1). Pour obtenir une tension qui symbolise le chiffre des unités correspondant à l'addition des deux nombres symbolisés par A et B, il nous faudra donc un circuit qui délivre une tension de sortie quand on applique une tension sur la voie A ou sur la voie B, mais pas si on l'applique sur les deux voies à la fois. Ce sera donc bien un circuit correspondant à la fonction $S = (A + B) \overline{AB}$. La réalisation d'un tel ensemble au moyen des circuits élémentaires que nous avons schématisés plus haut et que l'on nomme circuits logiques, se fera comme l'indique la figure 153. Sa réalisation nécessite, comme on le voit, deux circuits « et », un circuit « ou » et un circuit complément; il totalise donc 7 transistors.

Si nous voulons obtenir le même résultat en n'employant que des circuits complémentés, nous le ferons au moyen du montage de la figure 154 dont on comprend facilement le fonctionnement en lisant en chaque point la valeur de tension qu'on peut y trouver, exprimée en algèbre de Boole. Le passage du circuit de la figure 153 à celui de la figure 154 est extrêmement simple, pour celui qui s'est entraîné une heure ou deux à cette espèce de « jonglerie » de l'algèbre de Boole.

On voit que le circuit de la figure 154 comporte, lui aussi, 7 transistors et n'est pas plus compliqué que celui de la figure 153.

Dans chacun de ces circuits, nous trouvons, en un point donné, une tension exprimée par le produit de Boole AB . Cette tension correspond à la retenue dans l'addition binaire. En effet, il y aura une retenue, en ajoutant les chiffres A et B , s'ils valent 1 tous les deux. Un ensemble comme celui de la figure 154 avec deux entrées et deux sorties (la sortie S et la sortie R ou retenue) s'appelle un demi-additionneur (*half adder*) parce qu'il en faut deux identiques pour réaliser un additionneur.

Sans entrer trop dans le détail, nous allons voir comment est réalisé cet additionneur.

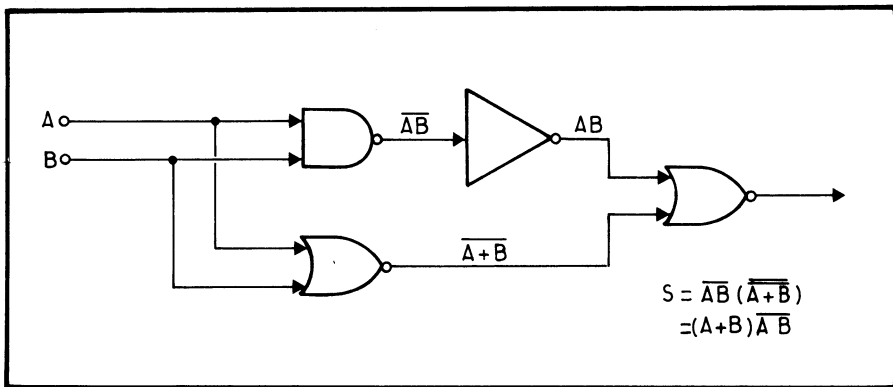


Fig. 154. — La réalisation du semi-additionneur de la figure 153 n'est nullement plus compliquée si l'on utilise des circuits logiques « complémentés »

Les deux nombres à additionner, représentés respectivement par A et B , sont fournis sous forme « parallèle »; ceci veut dire que chaque nombre est envoyé à l'additionneur par autant de fils qu'il comporte de chiffres, les tensions correspondant aux différents chiffres étant présentes simultanément sur toutes les voies.

Le nombre A , par exemple, sera fourni sur un certain nombre de voies : nous les avons appelées A_1 pour le chiffre des unités, A_2 pour le chiffre des « deuxaines » (néologisme correspondant au terme dizaines en numération décimale) A_3 pour le chiffre des « quatraines » (correspondant aux centaines), A_4 pour le chiffre des « huitaines » (correspondant aux milliers)...

Chacun de ces fils reçoit une tension nulle si le chiffre correspondant est zéro, positive si ce chiffre est 1. De même, le nombre B est envoyé sur plusieurs fils que nous avons désignés respectivement par B_1 (chiffre des unités), B_2 (chiffre des deuxaines), B_3 (chiffre des quatraines)...

La disposition correspondant à l'addition est indiquée sur la figure 155.

En ce qui concerne le chiffre des unités de la somme (désigné par S_1), il suffit d'un seul demi-additionneur (ceux-ci étant représentés par des petits rectangles portant la mention $A/2$ et munis de deux sorties dont une, sur le côté, qui est la retenue).

Ce premier demi-additionneur repéré par (1) nous donnera le nombre des unités de la somme.

En ce qui concerne les deuxaines, le demi-additionneur (2) sera attaqué sur ses deux entrées par A_2 et B_2 , et la sortie de sa somme devra être ajoutée à la retenue du demi-additionneur (2); ceci sera fait dans le demi-additionneur (6). L'autre entrée de ce demi-additionneur est attaquée de la somme, désignée par S_2 .

A partir du chiffre des quatraines, nous trouvons une disposition qui se reproduira pour tous les chiffres suivants. Les chiffres des quatraines de A et B ,

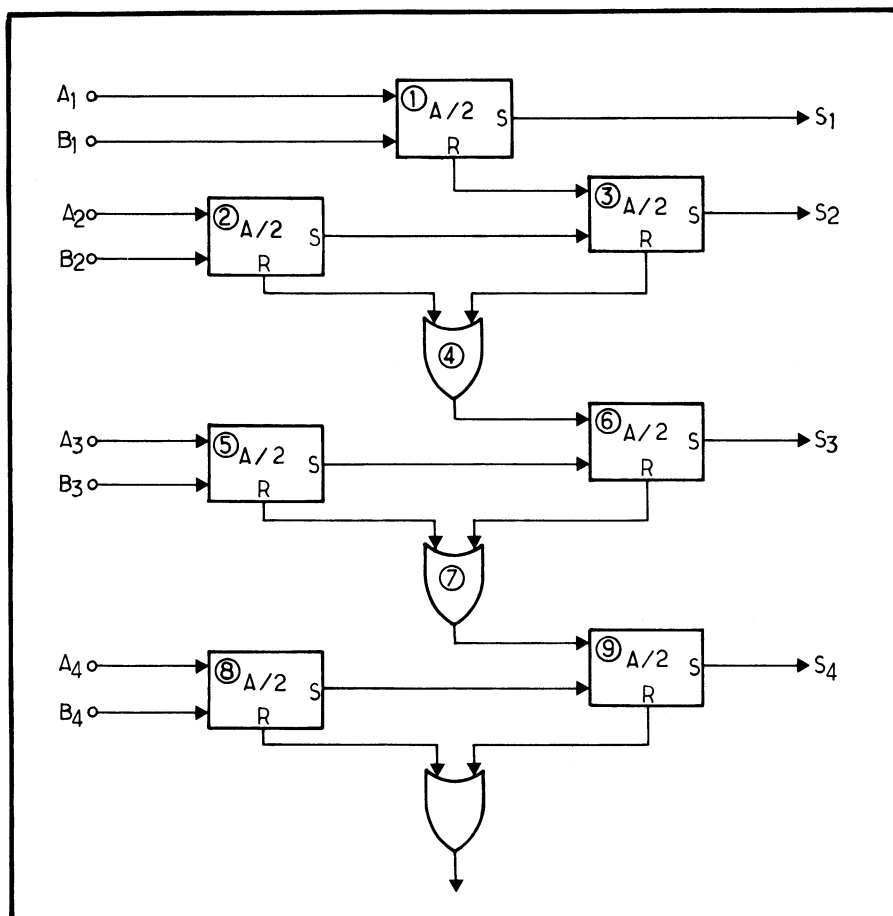


Fig. 155. — Exemple d'association de circuits logiques : additionneur parallèle réalisé avec des semi-additionneurs (schématisés sur les figures 153 et 154) et des circuits « ou ».

désignés respectivement par A_3 et B_3 , attaquent les deux entrées du demi-additionneur (5) dont la sortie attaque une des deux entrées du demi-additionneur (6). L'autre entrée de ce demi-additionneur est attaquée par la sortie d'un circuit « ou » (4), qui reçoit sur ses entrées les retenues des demi-additionneurs (2) et (3). On peut démontrer qu'il n'y aura jamais de retenues simultanément sur le demi-additionneur (2) et sur le demi-additionneur (3); c'est pourquoi il a suffi d'un simple circuit « ou » pour obtenir la somme de ces retenues et l'appliquer à l'entrée supérieure du demi-additionneur (6).

Nous avons indiqué comment s'obtenait le chiffre des huitaines de la somme (symbolisé par S_4) : on voit que le montage est la reproduction de celui qui a servi pour le chiffre des quatraines.

Ce raisonnement peut sembler très difficile à suivre; il nécessite en effet une certaine expérience du calcul électronique arithmétique. Nous ne l'avons cité que pour ceux qui veulent voir d'une façon plus détaillée comment est constitué un additionneur de nombres parallèles. On voit qu'il comporte un nombre élevé de constituants, puisque, pour chaque chiffre, il faut deux demi-additionneurs et un circuit « ou », ce qui correspond au moins à 14 transistors et deux diodes. Ceci explique la consommation démesurée de transistors et diodes que font les grands ordinateurs.

2. — Le circuit mémoire ou basculeur

Supposons que nous ayons réalisé le montage de la figure 156. Maintenons d'abord les tensions en A et B à la valeur 0. On voit facilement que le circuit a deux états possibles : le premier représenté par les valeurs non soulignées, que nous appellerons : état de repos et qui correspond à une tension de sortie nulle en S_1 ; le second, représenté par les valeurs soulignées, que nous appellerons : état de travail et qui correspond à une tension de sortie positive (soit 1) en S_1 et une tension de sortie nulle en S_2 .

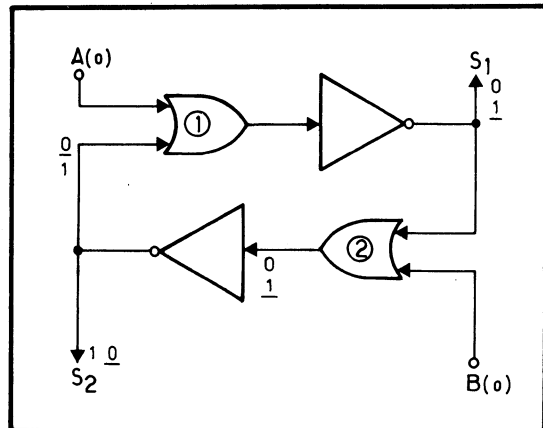


Fig. 156. — Réalisation de la fonction « mémoire » (système bistable) au moyen de deux circuits « ou » et de deux « pas ».

Supposons que tout l'ensemble soit dans l'état de repos (symbolisé par les valeurs non soulignées). Appliquons une tension d'entrée en A, c'est-à-dire rendons $A = 1$: il ne se passera rien puisque, à l'une des entrées du circuit « ou » n° 1, nous avons déjà une tension qui vaut 1 : la sortie ne changera pas; en ramenant

A à 0, le montage restera dans l'état où il était. Par contre, si nous appliquons une tension à l'entrée B, c'est-à-dire que nous portons B à la valeur 1, une tension de sortie apparaîtra à la sortie du circuit « ou » n° 2, et l'on voit que le montage passera automatiquement dans l'état travail, correspondant aux valeurs soulignées : il y restera quand B reviendra à 0.

Le montage est alors devenu insensible à l'action de B : en portant de nouveau B à 1, on ne provoquera aucun changement. En revanche, il est sensible à l'action de A : en portant A momentanément à la valeur 1, il y aura passage de l'ensemble dans l'état repos. Un tel ensemble, qui est bistable, peut donc constituer une mémoire.

En effet, réalisons un certain nombre de circuits du type de celui de la figure 156. Réunissons toutes les entrées A en une ligne commune, les entrées B étant séparées et désignées respectivement par B_1, B_2, B_3, \dots . Si nous appliquons momentanément une tension positive sur la ligne des entrées A, tous les circuits passeront dans l'état repos. Si nous appliquons maintenant une tension positive momentanée sur certaines entrées B, les circuits correspondants passeront dans l'état travail. En examinant les valeurs des tensions de sortie de ces circuits, on verra ceux des basculeurs qui ont reçu une tension sur leur entrée B : ils auront basculé, passant à l'état travail, et gardant, de ce fait, la « mémoire » du signal qu'on leur aura appliqué.

La ligne des entrées A sert à remettre tous les basculeurs à l'état repos : c'est la ligne d'effacement, ou de remise à zéro. Les deux sorties du basculeur peuvent être répertoriées S et \bar{S} ; elles sont en effet complémentaires.

Il ne faudrait pas confondre ce basculeur à deux entrées, qui n'est sensible à l'action que d'une seule des entrées, variant selon son état initial, avec le compteur binaire que nous verrons au chapitre suivant. En effet, si nous voulions attaquer simultanément les deux entrées de ce basculeur, dans l'espoir de le faire changer

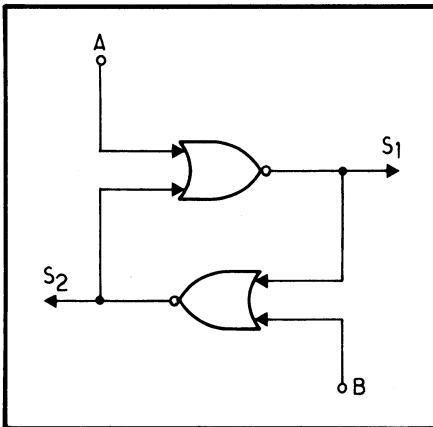


Fig. 157. — La réalisation de la fonction « mémoire » est plus simple si l'on emploie des circuits « complémentés ».

d'état à chaque attaque, il n'y aurait rien de très visible qui se passerait : après chaque attaque, le basculeur se retrouverait dans un état qui pourrait aussi bien être le repos que le travail, — cela dépendrait des constantes de temps des transistors, des circuits et de quelques autres phénomènes imprévisibles.

Si l'on veut réaliser ce basculeur avec des circuits du type « ou complémentés »,

on est conduit au schéma de la figure 157, et on voit que, cette fois, il est plus simple que celui qu'on aurait réalisé avec des circuits directs.

Si nous avons insisté longuement sur cette algèbre de Boole, ces circuits logiques et leur emploi, c'est que l'électronique industrielle en fait une utilisation croissante. En effet, dans les commandes automatisées, dans les programmes, dans beaucoup de réalisations d'ordinateurs, il faut des opérations correspondant à peu près à celles que nous avons indiquées plus haut. C'est pourquoi les circuits logiques tout montés, en général enrobés dans un plastique à durcissement catalytique et embrochables ou soudables sur circuits imprimés, se développent de plus en plus, de nombreux constructeurs en réalisant actuellement.

En raison du nombre considérable de circuits logiques que peut comporter un ensemble, la tendance présente est de réduire de plus en plus les dimensions de ces sous-ensembles. Le stade actuel est le circuit intégré, dont nous parlerons plus loin. On en arrive même à considérer que les circuits logiques ne doivent plus jamais se faire en composants séparés (transistors, diodes, résistances). Mais il y a des cas où c'est nécessaire (circuits de puissance par exemple).

CHAPITRE VIII

STRUCTURES ET PROPRIÉTÉS DES MONTAGES IMPULSIONNELS SANS ÉLÉMENTS INDUCTIFS

Les montages que nous allons envisager maintenant sont des associations de transistors ou autres semiconducteurs, de résistances et de condensateurs. Ils sont essentiellement destinés à produire des signaux de formes diverses, en général par transition brusque entre un état et un autre. Autrement dit, dans ces montages les transistors fonctionnent surtout en régime « tout ou rien », le passage de courant se faisant souvent à la saturation.

C'est dans cette catégorie de montages que le transistor se révèle extrêmement supérieur aux tubes à vide. En effet, quand on réalise par exemple un multivibrateur à transistors, celui des deux éléments actifs qui est bloqué ne consomme aucun courant. Dans un tube électronique, au contraire, même s'il est bloqué par la grille il y a une puissance importante qui est toujours consommée par son chauffage. D'autre part, en raison de l'écrêtage parfait que réalise la saturation, on obtient des signaux très bien calibrés dans la plupart de ces montages impulsionsnels.

Enfin, étant donné le grand nombre de montages de ce type que l'on doit souvent associer dans un ensemble, il est extrêmement intéressant de pouvoir le faire avec des éléments d'aussi petites dimensions, et surtout dissipant aussi peu de puissance que possible : en général, on obtient les mêmes résultats dans un montage impulsionsnel à transistors que dans un montage correspondant à tubes à vide avec la même intensité consommée; mais, dans le cas du tube à vide, cette intensité est fournie sous une tension de plusieurs centaines de volts, tandis que, dans le cas des montages à transistors, il s'agit de 6 ou 12 V : le rapport des puissances consommées entre les deux montages correspondant peut facilement dépasser 100.

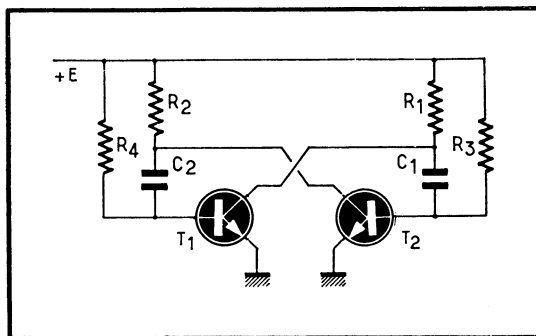
Nous envisagerons donc successivement les montages astables, d'abord ceux du type multivibrateur qui produisent des tensions en créneaux, et ensuite les générateurs de dents de scie oscillant spontanément. Nous examinerons après les étages monostables, ayant un état dans lequel ils peuvent demeurer, qu'ils quittent quand on les déclenche par une impulsion, et dans lequel ils reviennent spontanément au bout d'un certain temps. Nous verrons enfin les bistables que l'on fait passer d'un état à un autre par une impulsion.

1. — LES MULTIVIBRATEURS ASTABLES

On appelle multivibrateur astable (l'équivalent du terme anglais *free-running*) un montage qui, spontanément, passe de temps en temps d'un état dans un autre puis, de nouveau, tout aussi spontanément, repasse dans l'état initial. C'est donc un oscillateur

Le schéma le plus classique de multivibrateur à transistors est celui de la figure 158, les formes d'ondes correspondantes étant celles de la figure 159. Avant d'examiner son fonctionnement en détail, nous allons d'abord procéder à quelques considérations concernant les transistors.

Fig. 158. — Schéma le plus simple du multivibrateur astable à transistors (exemple de réalisation : $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_3 = R_4 = 15\text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 10\text{ nF}$, transistors quelconques).



Nous supposons que nous avons réuni les conditions pour que, quand un des deux transistors débite, il soit constamment à la saturation. Nous verrons plus loin que, si un transistor débite, l'autre est bloqué; autrement dit, pour étudier l'état de repos du transistor qui débite, nous pouvons supposer que l'autre n'existe pas. Dans ces conditions, comme nous l'avons vu à la page 67, nous voyons que, pour que T_1 , par exemple, soit à la saturation quand il débite, il faut que la résistance R_4 soit inférieure à $\beta_1 \cdot R_1$ (β_1 étant le gain en courant de T_1).

En raisonnant de même pour le transistor T_2 , on voit qu'il faut que R_3 soit inférieure à $\beta_2 \cdot R_2$.

D'autre part, les deux transistors ne peuvent pas débiter simultanément dans un état qui soit stable : si, par exemple, le courant collecteur de T_1 avait tendance à augmenter, il en résulterait une diminution de son potentiel de collecteur (augmentation de la chute dans R_1). Le condensateur C_1 transmettrait alors à T_2 une tension en diminution sur sa base, ce qui diminuerait le courant collecteur de T_2 et augmenterait, par conséquent, le potentiel du collecteur de T_2 . Le condensateur C_2 transmettrait à la base de T_1 une impulsion positive, tendant à augmenter encore plus le courant collecteur de T_1 , et accentuant par là même l'effet de l'augmentation initiale : il y a ce que l'on appelle « effet cumulatif »; autrement dit, toute variation d'état du montage se traduit par une réaction qui tend à rendre cette variation encore plus importante. Il ne pourra donc y avoir que des instants très courts pendant lesquels les deux transistors débiteront simultanément.

L'état du montage évoluera alors très vite jusqu'à ce que l'un d'entre eux soit bloqué et que l'autre débite (et ce sera à la saturation, en raison des valeurs de résistances choisies). Dans ces conditions, supposons que, initialement, la base du transistor T_1 soit au potentiel négatif $-p$. Le collecteur de T_1 se trouve alors au potentiel $+E$. Pendant ce temps, T_2 débitera à la saturation, il constituera

comme un nœud dans le montage, c'est-à-dire que son collecteur et son émetteur seront pratiquement court-circuités (principe n° 6), et que sa base se trouvera à un potentiel faiblement positif par rapport à la masse.

Le montage ne peut demeurer longtemps dans cet état. En effet, la base de T_1 étant négative, il n'y a pas de courant base dans ce transistor. Le courant qui traverse la résistance R_4 va donc décharger le condensateur C_2 (son armature supérieure est pratiquement au potentiel zéro, son armature inférieure étant initialement au potentiel $-p$). Le courant de décharge de C_2 passera donc par R_4

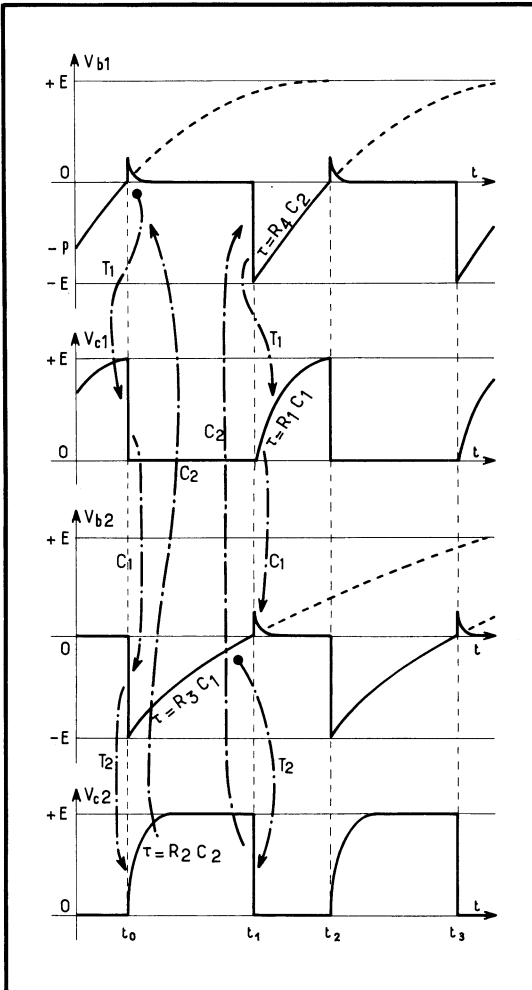


Fig. 159. — Formes d'ondes des différentes électrodes du multivibrateur de la figure 158, supposé relativement dissymétrique. Les flèches en traits mixtes sont des « lignes d'action », montrant que, par exemple, au temps t_0 , tout commence quand V_{b1} arrive à zéro (point rond au départ de la flèche). La flèche qui part de ce point rond montre que c'est le pouvoir amplificateur de T_1 (la flèche est marquée « T_1 ») qui fait baisser V_{c1} . La flèche allant plus vers le bas montre que c'est le condensateur C_1 qui transmet à la base B_2 la diminution de potentiel du collecteur de T_1 . Au temps t_1 , toute l'action cumulative est amorcée par l'arrivée à zéro de V_{b2} (il y a un point rond au départ de la flèche repérée par « T_2 »).

puis par C_2 et il retournera vers la masse à travers le transistor T_2 dont nous avons dit qu'il est pratiquement un court-circuit. Ce courant, dans le transistor T_2 , se superposera au courant collecteur qui le traverse déjà et qui est pratiquement égal à E/R_2 .

Le potentiel de la base de T_1 va donc remonter suivant une exponentielle dont l'asymptote correspondrait à $+E$. Mais ce potentiel n'atteindra pas la valeur

+E : au moment où il passera par zéro, ou plus exactement par une valeur très faiblement positive, le transistor T_1 va commencer à débiter. L'abaissement de potentiel qui en résulte sur son collecteur, transmis par le condensateur C_1 à la base de T_2 , va diminuer le courant collecteur de ce dernier : l'effet cumulatif entrant en jeu, on va très rapidement voir le transistor T_1 débiter, alors que T_2 se bloque.

Le potentiel du collecteur de T_1 , à cet instant t_0 va descendre très rapidement. Rien ne l'empêche de le faire, le condensateur C_1 gardant entre ses armatures une différence de potentiel pratiquement constante pendant le basculement et égale à E.

En revanche, le potentiel du collecteur de T_2 ne peut pas monter aussi rapidement. Dès que T_2 s'est bloqué, le potentiel de son collecteur a commencé à augmenter. Cette augmentation, transmise par C_2 à la base de T_1 , a rendu cette base légèrement positive, et, dès lors, tout se passe comme si cette base était pratiquement court-circuitée à la masse (principe n° 4). Dans ces conditions, le potentiel collecteur de T_2 ne peut pas remonter plus vite que ne l'exige la charge de C_2 (dont l'armature inférieure doit être considérée comme à la masse), à travers la résistance R^2 par la source +E. Ce potentiel remontera donc suivant une courbe exponentielle, de constante de temps R_2C_2 , dont l'asymptote correspond à +E.

La descente brusque du potentiel collecteur de T_1 de +E à zéro, transmise par condensateur C_1 à la base de T_2 , porte celle-ci au potentiel -E. A partir de l'instant t_0 , le condensateur C_1 commence à être déchargé par le courant qui traverse R_3 (ce courant traverse ensuite le condensateur C_1 et le transistor T_1 , constituant un court-circuit). Le potentiel de la base de T_2 va donc remonter suivant une courbe exponentielle, correspondant à la constante de temps R_3C_1 , dont l'asymptote correspondrait à +E.

A l'instant t_1 , le potentiel de cette base va dépasser très légèrement la valeur zéro. T_2 se mettra donc à conduire, et l'effet cumulatif provoquera le basculement rapide du système, amenant T_2 à être saturé et T_1 bloqué.

Le potentiel collecteur de T_2 va descendre très rapidement jusqu'à une valeur presque nulle. Celui du collecteur de T_1 va monter vers +E. Mais, comme nous l'avons vu plus haut à propos de T_2 , ce potentiel ne montera pas rapidement puisque le condensateur C_1 doit être rechargé à travers la résistance R_1 (et la jonction base-émetteur du transistor T_2).

Le potentiel remontera donc suivant une courbe exponentielle, de constante de temps R_1C_1 , dont l'asymptote correspond à +E.

A l'instant t_1 , la diminution rapide de potentiel de T_2 , transmise par le condensateur C_2 à la base de T_1 , porte celle-ci au potentiel -E. A partir de l'instant t_1 , le courant passant dans la résistance R_4 va décharger C_2 , ce qui fait que le potentiel base du transistor T_1 va remonter suivant une courbe exponentielle, correspondant à une constante de temps R_4C_2 , dont l'asymptote correspond à +E.

C'est à l'instant t_2 que le transistor T_1 va se débloquer, exactement comme cela s'était passé à l'instant t_0 . Le fonctionnement recommencera de la même façon, suivant une loi périodique.

Si l'on a rendu le multivibrateur pratiquement symétrique, c'est-à-dire si l'on a donné des valeurs voisines aux résistances R_1 et R_2 , R_3 et R_4 , de même qu'aux condensateurs C_1 et C_2 , les arrondis correspondant aux montées des potentiels des collecteurs ne nous gêneront pas beaucoup. En effet, les résistances R_1 et R_2 sont en général notablement plus faibles que les résistances R_3 et R_4 . En conséquence, les constantes de temps R_1C_1 et R_2C_2 seront faibles par rapport

aux constantes de temps R_4C_2 et R_3C_1 . On pourra donc admettre qu'au moment de chaque basculement le collecteur du transistor bloqué est parfaitement arrivé au potentiel $+E$ (il y arrive à 5 % près au bout d'un temps égal au triple de la constante de temps correspondant à la montée exponentielle).

Si nous supposons que les potentiels des bases partent exactement de $-E$ au moment des basculements, qu'elles remontent suivant une loi exponentielle, et que le basculement suivant se produit au moment où le potentiel de ces bases passe par la valeur 0, on en déduit que l'espace séparant deux basculements est égal au produit de la constante de temps correspondante par le logarithme Népérien de 2, qui vaut approximativement 0,69.

Il en résulte donc que les durées de blocage des deux transistors sont respectivement :

$$t_1 - t_0 = 0,69 R_3C_1 \quad \text{et} \quad t_2 - t_1 = 0,69 R_4C_2$$

Le calcul fait à partir de cette estimation approximative correspond à la réalité avec un écart relativement faible.

En quoi consistent les approximations que nous avons faites pour obtenir cette formule simplifiée de la période (celle-ci étant la somme des deux expressions que nous avons données ci-dessus)? Nous avons supposé que le potentiel de chaque base partait de $-E$ au moment du basculement. Nous avons supposé d'autre part que le basculement suivant avait lieu à l'instant où ce potentiel passait par la valeur zéro.

En ce qui concerne la première hypothèse, nous pouvons admettre comme tout à fait exact que l'abaissement du potentiel collecteur d'un transistor qui se débloque est vraiment égal à E . Cette variation est transmise intégralement à la base du transistor opposé par le condensateur. Donc si cette base était, un instant avant le basculement, au potentiel 0, elle arrivera exactement, après le basculement, au potentiel $-E$.

En toute rigueur, le potentiel de chaque base de transistor sera, immédiatement après la transition qui a bloqué ce transistor, égal à $-E + u$, en désignant par u la valeur du potentiel base-émetteur qui assure le fonctionnement en saturation de l'autre transistor. Cette valeur, de l'ordre de 0,4 V dans les transistors au germanium, de 0,8 V dans les transistors au silicium, est relativement faible quand on utilise des tensions d'alimentation au-delà de 10 V.

La seconde approximation que nous avons commise a été de considérer qu'un transistor se débloque au moment précis où le potentiel de sa base passe par la valeur zéro. En réalité, il faut une tension $+u'$ (légèrement inférieure à $+u$) pour le débloquer. Comme u' est un peu inférieure à u , ceci compense en partie l'approximation que nous avons commise en négligeant u . Le potentiel de la base part d'une valeur légèrement positive par rapport à $-E$, et le basculement suivant n'a lieu qu'à une tension de base légèrement positive (un peu moins) par rapport à la masse.

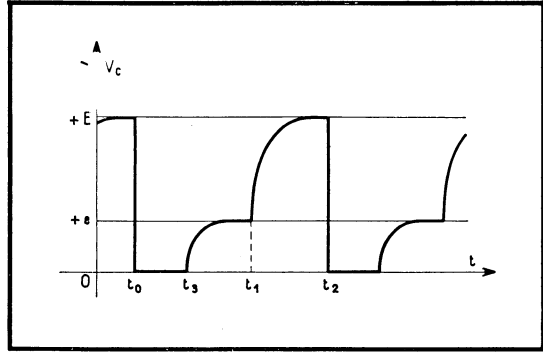
C'est pourquoi l'égalité suivante, $T = 0,69 (R_3C_1 + R_4C_2)$, donne une valeur de la période qui est exacte à quelques pour cent près.

Dans ce qui précède, nous avons supposé que les résistances R_3 et R_4 étaient suffisamment faibles pour que les transistors fonctionnent toujours en saturation quand ils sont débloqués. S'il n'en était pas ainsi, que se passerait-il?

On pourrait penser que le multivibrateur fonctionnerait avec une amplitude moindre des signaux sur les collecteurs. La réalité est un peu plus complexe. En effet, nous avons vu que, tout de suite après un basculement correspondant au

blocage d'un transistor, il passe un courant dans la base du transistor opposé, correspondant à la recharge du condensateur qui attaque cette base. C'est ainsi que, par exemple, quand le transistor T_2 vient de se bloquer, il passe dans R_2 un courant qui charge C_2 à travers la jonction base-émetteur de T_1 , se superposant au courant E/R_4 qui passe en permanence depuis la source vers cette base.

Fig. 160. — Forme d'onde relevée sur le collecteur d'un transistor de multivibrateur dans le cas où la résistance de base de ce transistor, trop grande par rapport à la résistance de collecteur, ne permet pas de maintenir le transistor à la saturation pendant tout le temps où l'autre transistor est bloqué : il n'y a saturation que de t_0 à t_3 en raison du courant supplémentaire fourni, tout de suite après le basculement, par la recharge du condensateur de base.



Immédiatement après le basculement, ce courant de collecteur vaut E/R_2 , le condensateur C_2 n'étant pas chargé. Comme R_2 est petite par rapport à R_4 , ce courant supplémentaire correspond à un très grand accroissement du courant total de base. Le transistor T_1 commencera donc par avoir un courant base suffisant pour l'amener à la saturation. Mais le courant qui traverse R_2 et C_2 et arrive à la base de T_1 décroît exponentiellement avec une constante de temps relativement petite. Il arrive donc un moment, plus ou moins éloigné du basculement, où la somme de ce courant et du courant E/R_4 passant dans R_4 ne suffit plus pour maintenir le transistor en état de saturation.

Il y a donc, alors, une remontée partielle du potentiel de collecteur du transistor T_1 . La forme d'onde observée sur le collecteur est celle de la figure 160.

La remontée partielle du potentiel du collecteur de T_1 , se produisant à l'instant t_3 , ne provoque pas, en général, le basculement prématuré du multivibrateur. Mais elle réduit la durée de la décharge du condensateur C_1 et diminue par conséquent la période totale du multivibrateur. Quand, en examinant à l'oscilloscope la forme d'onde sur le collecteur d'un transistor appartenant à un multivibrateur, on aperçoit une courbe comme celle de la figure 160, on peut en déduire avec certitude que la résistance de base du transistor en question est trop élevée. Dans ces conditions, la détermination de la période ne répond plus au calcul effectué ci-dessous et il faut modifier le multivibrateur.

Cette valeur maximale de résistance de base, imposée par la nécessité d'assurer le fonctionnement en saturation, peut nous gêner si nous voulons faire fonctionner le multivibrateur à une fréquence basse. Prenons un exemple numérique. Nous utiliserons deux transistors ayant un β de 30, et des résistances de charge collecteur de 1 k Ω chacune. Dans ces conditions, les résistances de base ne devront pas être supérieures à 30 k Ω ; par mesure de précaution, nous les prendrons de 22 k Ω . Il est alors facile de calculer que, avec deux condensateurs de 0,1 μ F, la période totale du multivibrateur est égale à environ 3 ms et que, par conséquent, sa fréquence est de 330 Hz. Avec deux condensateurs de 1 μ F, ce qui est déjà une capacité importante, nous descendrions seulement à 33 Hz. Si nous voulons aller à 3 Hz, il nous faudra deux condensateurs de 10 μ F; ils seront presque obligatoirement

du type électrochimique, donc avec des coefficients de température élevés, des fuites importantes et des dispersions assez grandes, à moins d'utiliser des modèles au tantale, extrêmement coûteux.

Si, dans l'exemple précédent, les β de nos deux transistors avaient été de 1 000 au lieu de 30, nous aurions pu utiliser des résistances de base allant jusqu'à 800 k Ω , ce qui nous aurait permis de réaliser des multivibrateurs avec des condensateurs d'une capacité 40 fois plus faible, toutes choses égales par ailleurs. Bien entendu, des transistors ayant un β de 1 000, nous les réaliserons au moyen d'un montage Darlington : nous aurons ainsi le schéma de la figure 161.

Ce schéma présente d'ailleurs un autre intérêt. Nous avons vu plus haut que les potentiels collecteurs des transistors du multivibrateur ne remontaient pas instantanément lors du blocage du transistor correspondant. Le temps de remontée est d'autant plus court, par rapport à la durée du blocage que les résistances de collecteurs sont faibles par rapport aux résistances de bases. Dans le montage de la figure 161, où les résistances de bases sont très élevées par rapport aux résistances de collecteurs, nous aurons une remontée du potentiel de collecteur proportionnellement beaucoup plus rapide. Nous pourrons, en particulier, nous permettre de réaliser des multivibrateurs extrêmement dissymétriques, en rendant les condensateurs C_1 et C_2 très inégaux, ce qui était très déconseillé dans le cas du montage de la figure 158 : on aurait alors risqué d'avoir une remontée de potentiel collecteur qui ne serait pas achevée au moment du basculement.

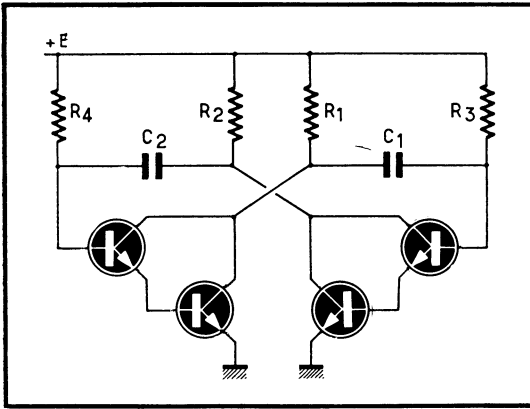


Fig. 161. — L'utilisation de deux étages Darlington, attaquant les bases des transistors d'un multivibrateur classique, permet d'augmenter les résistances de bases, et, par là, de réaliser des fréquences de fonctionnement faibles sans avoir à employer des condensateurs de trop forte capacité. Cette disposition permet aussi de réaliser un multivibrateur fortement dissymétrique.

Le basculement d'un multivibrateur à transistors peut très bien être déclenché un peu avant le moment où il aurait eu lieu spontanément : c'est ce qu'on appelle la synchronisation. La meilleure méthode pour la réaliser consiste à appliquer une impulsion négative sur le collecteur d'un des transistors, de préférence à travers une diode, comme l'indique la figure 162. Le potentiel moyen de la cathode de la diode D est +E, à cause de la résistance R_5 . Une impulsion négative, appliquée en S_y , est transmise par C_3 à la cathode de cette diode, qui devient conductrice et transmet l'impulsion au collecteur de T_2 . Si celui-ci est bloqué et suffisamment proche du moment où il doit se débloquent, l'impulsion, transmise par C_2 à la base de T_1 , bloquera celui-ci en débloquent T_2 .

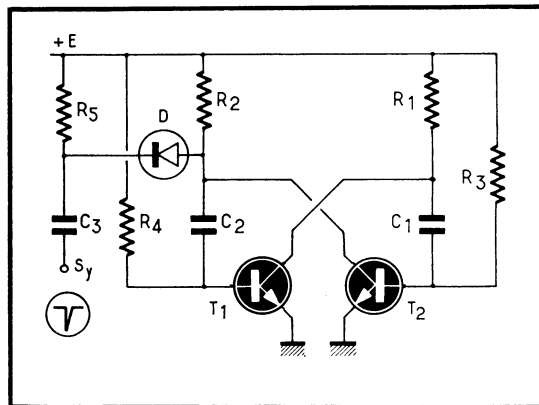
Le rôle de la diode D est tout simplement de séparer la source d'impulsion de synchronisation du collecteur du transistor synchronisé, dès que le potentiel de celui-ci a commencé à diminuer, du fait du basculement.

Si le multivibrateur a une fréquence de basculement propre F_0 et que nous lui envoyons des impulsions de synchronisation à une fréquence un peu supérieure à $3 F_0$, par exemple, il se pourra que le multivibrateur se synchronise toutes les trois impulsions d'entrée. On aura ainsi réalisé un diviseur de fréquence par trois.

Si on désire diviser une fréquence par un nombre pair, la meilleure solution consiste à attaquer, par deux diodes identiques et au moyen des mêmes impulsions de synchronisation, les deux collecteurs du transistor : on mettrait, par conséquent, une diode D' entre le point commun de C_3 et R_5 dans le schéma de la figure 162 et le collecteur T_1 (point commun de R_1 et de C^1). On rend également le multivrateur aussi symétrique que possible en égalant soigneusement R_1 et R_2 d'une part, R_3 et R_4 d'autre part, ainsi que les deux condensateurs C_1 et C_2 .

Supposons alors que, le multivibrateur fonctionnant sans synchronisation à une fréquence F_0 , nous lui envoyons des impulsions de synchronisation à une fréquence un peu supérieure à $10 F_0$. Il y aura basculement du multivibrateur toutes les cinq impulsions d'entrée, — au bout de la cinquième dans un sens,

Fig. 162. — L'utilisation d'une diode D permet d'envoyer une impulsion négative sur le collecteur d'un transistor bloqué : si le moment où il se serait débloquent spontanément est proche, le déblocage est déclenché par l'impulsion qui peut alors synchroniser le multivibrateur.



au bout de la dixième dans le sens opposé. Il faudra, bien entendu, pour cela, que l'amplitude des impulsions ait une valeur correcte par rapport à la tension d'alimentation E .

Cette solution de double synchronisation est intéressante pour la raison suivante : quand on désire déclencher le basculement d'un multivibrateur par la $n^{\text{ème}}$ impulsion qui suit le basculement précédent, mais pas par la $(n + 1)^{\text{ème}}$, il faut des tolérances d'autant plus serrées sur les éléments que n est grand. Déclencher un multivibrateur par la dixième impulsion qui suit la synchronisation précédente et pas par la neuvième exigerait donc des tolérances très strictes sur les éléments. En revanche, comme nous déclenchons le basculement deux fois par période totale du multivibrateur, nous aurons une beaucoup plus grande sécurité de fonctionnement, puisqu'on demande seulement à ce multivibrateur d'être synchronisé par la cinquième impulsion qui suit un basculement et non par la quatrième, ce qui sera beaucoup plus facile à discriminer.

Sur le montage de la figure 158, nous aurions pu faire arriver les extrémités des résistances de base R_4 et R_3 à un point dont le potentiel ne serait pas $+E$, mais différent de cette valeur, supérieur ou inférieur. On ferait ainsi varier la fréquence du multivibrateur. Il ne faut toutefois pas perdre de vue que, si on descend trop bas ce potentiel du point où reviennent les résistances de base, on ne peut

plus amener les transistors en saturation. Si on le descend à zéro, contrairement au cas des multivibrateurs à tubes, le montage n'oscille plus.

Cette méthode de variation de la fréquence d'un multivibrateur est employée pour réaliser des signaux modulés en fréquence : on ramène alors les deux résistances R_4 et R_3 sur l'émetteur d'un transistor monté en collecteur commun, dont la base est commandée par la tension modulante.

Il peut arriver qu'un multivibrateur dans lequel les résistances de base sont très faibles par rapport à leur valeur maximale (autorisée par les conditions de saturation) ne démarre pas spontanément quand on lui applique la tension d'alimentation. En effet, les deux transistors peuvent arriver à la fois en régime de saturation, ils ont alors un gain trop faible pour que l'effet cumulatif se produise. On fait facilement démarrer l'oscillation en mettant momentanément à la masse l'une des deux bases, ce qui bloque le transistor correspondant. Il existe d'ailleurs un système de démarrage automatique qui est indiqué dans les références bibliographiques.

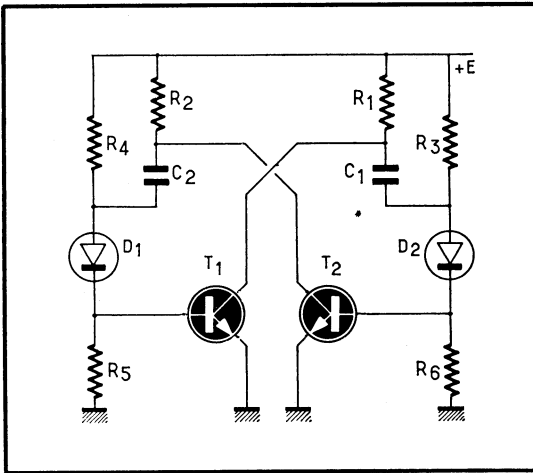
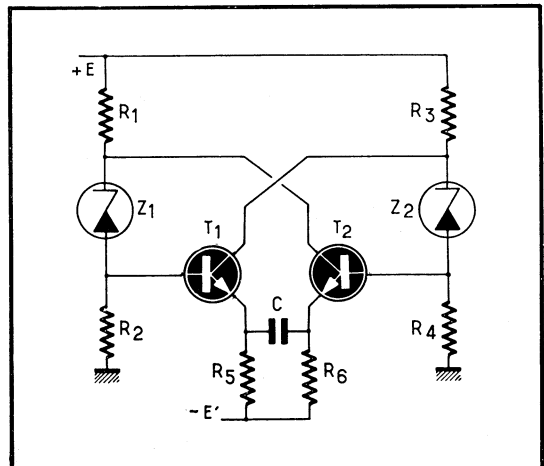


Fig. 163. — Si les transistors utilisés dans un multivibrateur ne peuvent pas supporter de fortes tensions inverses base-émetteur, on utilise deux diodes en liaison dans les connexions de base. Les résistances R_5 et R_6 ont pour but d'empêcher les bases de se trouver « en l'air » quand la diode correspondante est bloquée.

Fig. 164. — Multivibrateur à couplage par les émetteurs : les diodes Zener Z_1 et Z_2 transmettent la totalité de la variation de potentiel du collecteur du transistor opposé; ce sont C , R_1 , R_2 , R_3 et R_4 qui déterminent la fréquence des basculements.



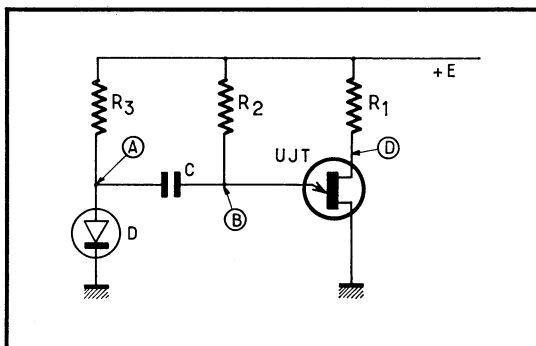
Certains transistors, ne supportant pas une tension inverse importante sur leur base, ne peuvent être montés comme sur le schéma de la figure 158. On doit alors protéger leur base contre les tensions inverses au moyen de deux diodes D_1 et D_2 comme l'indique la figure 163. Les résistances R_5 et R_6 servent à réduire le courant de fuite collecteur quand, la diode correspondante étant bloquée, le transistor risquerait de se trouver avec sa base « en l'air », donc avec un courant de fuite I_{ceo} . Cette disposition présente l'inconvénient d'exiger un courant total de base plus important, puisque, en réalité, une partie de ce courant s'en va vers la masse à travers la résistance R_5 , par exemple, quand on veut débloquent T_1 . Un autre inconvénient de ce montage est que sa période est moins stable que celle du montage de la figure 158 : le déblocage du transistor T_1 , par exemple, se produit quand le potentiel du point commun de C_2 et R_4 passe par une valeur qui est la somme de la tension de seuil de la diode et de la tension seuil base-émetteur de conduction du transistor T_1 .

Les différents multivibrateurs décrits ci-dessus, équipés de transistors de commutation moyennement rapide (fréquence de coupure α de 10 MHz) fonctionnent très facilement jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz. Avec de meilleurs transistors, on dépasse largement le mégahertz. Pour aller à des fréquences plus élevées, on peut utiliser le schéma de la figure 164 où c'est un couplage entre les émetteurs qui assure la production de l'effet cumulatif. Chaque collecteur est couplé à la base de l'autre transistor en liaison continue par une diode Zener. L'analyse du fonctionnement d'un tel multivibrateur est très délicate. Ce sont essentiellement le condensateur C et les résistances R_1 à R_4 qui déterminent la fréquence de fonctionnement, celle-ci pouvant être de plusieurs mégahertz (voir additif 16).

Le multivibrateur à transistor unijonction

En utilisant un transistor unijonction, on peut réaliser un multivibrateur astable suivant le schéma de la figure 165. Les formes d'ondes relevées aux points A, B et D de ce montage, sont indiquées par les trois courbes de la figure 166.

Fig. 165. — Multivibrateur astable à transistor unijonction. Quand le potentiel de A est légèrement positif, tout se passe comme si ce point était réuni à la masse, le courant dans R_2 charge C et UJT est bloqué. Quand l'UJT est amorcé, A devient négatif, C est déchargé par le courant de R_3 .



Le fonctionnement de ce multivibrateur est assez délicat à comprendre. Nous allons supposer que, à l'instant zéro, le transistor unijonction (que nous désignerons par la suite sous le symbole UJT) n'a pas de courant émetteur. A cet instant, la diode D est conductrice : le potentiel du point A est à peine supérieur à zéro. Celui du point B (émetteur de l'UJT) monte, puisqu'un courant, passant à travers R_2 , charge le condensateur C . Ce courant de charge, passant à travers C

va, par la diode D, à la masse, s'y superposant avec le courant qui traverse la résistance R_3 .

A l'instant t_1 , le point B atteint un potentiel égal à la tension de pic de l'UJT. Celui-ci s'amorce. Du courant passe dans son émetteur, et le courant entre sa base B_2 et sa base B_1 augmente, provoquant une chute de tension accrue dans la résistance R_1 et une baisse de potentiel du point D. Celui-ci, avant le commen-

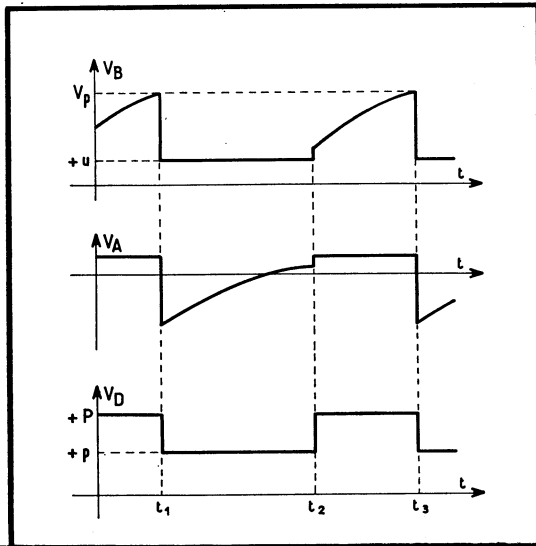


Fig. 166. — Formes d'ondes des différents points du multivibrateur de la figure 165.

cement du passage du courant d'émetteur, était égal à $+P$ (inférieur à $+E$, car il y a toujours un courant inter-bases dans un UJT). Tout de suite après l'amorçage du courant d'émetteur de l'UJT, le potentiel de D tombe à $+p$.

Puisque le courant émetteur de l'UJT passe, le condensateur ne peut plus se charger : le courant qui passait à travers R_2 va vers l'émetteur de l'UJT. L'abaissement de potentiel de cet émetteur, transmis par C au point A, rend ce point négatif : la diode D se bloque. Le courant qui traverse R_3 , augmenté par le fait que le point A est maintenant à potentiel négatif, ne va plus dans la diode : à travers le condensateur C, il ira, déchargeant C, se superposer au courant qui traverse R_2 et il aboutira finalement à l'émetteur de l'UJT.

Le potentiel de ce dernier se maintiendra à une valeur presque constante $+u$. Le condensateur C se déchargeant, le potentiel du point A remonte vers 0 : à l'instant t_2 il atteint et même dépasse légèrement cette valeur. La diode D redevient alors conductrice.

Le courant qui passait dans R_3 ne va plus vers l'émetteur de l'UJT en déchargeant C : il va vers la masse à travers D. D'autre part, le potentiel de l'armature gauche de C cesse de monter : il reste fixe à cause de la diode D. Dans ces conditions, le courant qui passe dans la résistance R_2 va recharger C, puisque le potentiel de son armature gauche est redevenu fixe : il n'y a presque plus de courant dans l'émetteur de l'UJT et celui-ci se désamorce, le courant d'émetteur cesse de passer. Le potentiel du point D remonte à la valeur $+P$, celui du point B, après un petit décrochement, va remonter comme précédemment vers la valeur de tension pic de l'UJT qu'il atteindra à l'instant t_3 . A ce moment, l'amorçage du transistor reprend et tout se continue suivant une loi périodique.

2. — GÉNÉRATEURS DE DENTS DE SCIE ASTABLES

Dans la quasi-totalité des cas, on engendre les tensions en dents de scie en chargeant progressivement un condensateur que l'on décharge brusquement à intervalles réguliers.

La figure 167 indique un moyen possible de réalisation : le courant de charge est envoyé au condensateur C à travers la résistance R ; le système de décharge périodique est représenté schématiquement par le contact K . A partir du moment où ce contact est ouvert, la tension aux bornes de C , u , monte suivant une loi exponentielle dont l'asymptote correspondrait à la valeur $+v$. Si la période T des décharges est suffisamment courte par rapport à la constante de temps RC , la partie montante de chaque dent de scie se rapproche d'une droite : pendant la charge, la tension $v - u$ aux bornes de la résistance R variant relativement peu, le courant qui traverse cette résistance et qui va charger C varie également peu (fig. 168).

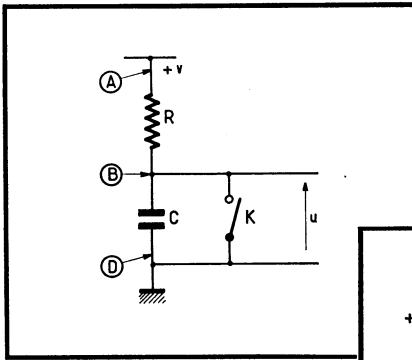
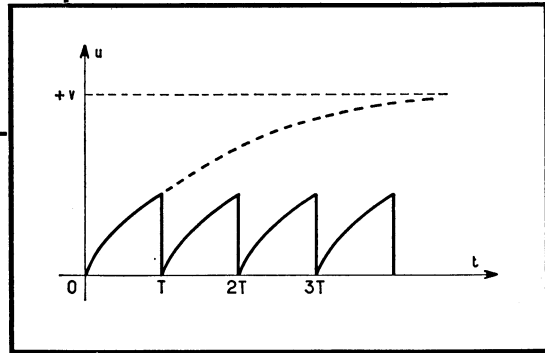


Fig. 167. — Réalisation simplifiée d'un générateur de dents de scie : C , chargé depuis $+v$ à travers R , est déchargé périodiquement par K .

Fig. 168. — Tension apparaissant aux bornes de C dans le montage de la figure 167 : il s'agit d'arcs d'exponentielles ayant pour asymptote commune l'horizontale d'ordonnée $+v$.



Nous examinerons séparément les dispositifs permettant de charger le condensateur et ceux qui ont pour but de le décharger périodiquement.

Pour le charger, on peut très bien utiliser une résistance, comme l'indique la figure 167. Évidemment, cette solution ne sera valable que dans la mesure où l'on peut admettre la courbure des dents de scie. On réduira cette courbure d'autant plus que l'on prendra une période T courte par rapport à RC : dans ces conditions la tension de crête des dents de scie sera faible par rapport à la tension d'alimentation $+v$. Nous verrons ultérieurement les systèmes qui permettent de rendre les dents de scie beaucoup plus droites.

Examinons d'abord les dispositifs de décharge du condensateur. Il y en a deux sortes :

- les dispositifs *commandés*, qui ne déchargent le condensateur que lorsqu'on leur envoie un signal en un point approprié;

- les dispositifs à fonctionnement *spontané*, qui entrent automatiquement en action dès que la différence de potentiel aux bornes du condensateur arrive à une valeur déterminée.

Commençons par les dispositifs à fonctionnement spontané. Parmi eux, nous trouverons en premier le condensateur unijonction : solution excellente pour décharger périodiquement un condensateur et produire ainsi des tensions en dents de scie.

Le schéma du montage est celui qu'indique la figure 169. On pourrait d'ailleurs, dans ce montage, supprimer les résistances R_1 et R_2 ; nous verrons plus loin à quoi elles servent. Supposons que, à l'instant 0, le condensateur C soit déchargé : un courant passant dans la résistance R va le charger et faire augmenter le potentiel de l'émetteur du transistor unijonction. Quand ce potentiel aura atteint la valeur V_p (tension de pic, définie à la p. 53), le transistor se mettra à conduire : il se trouvera alors dans la région de sa caractéristique où sa résistance dynamique d'entrée est négative et le phénomène sera cumulatif, amenant une décharge très rapide du condensateur jusqu'à la tension V_v (tension de vallée) du transistor unijonction.

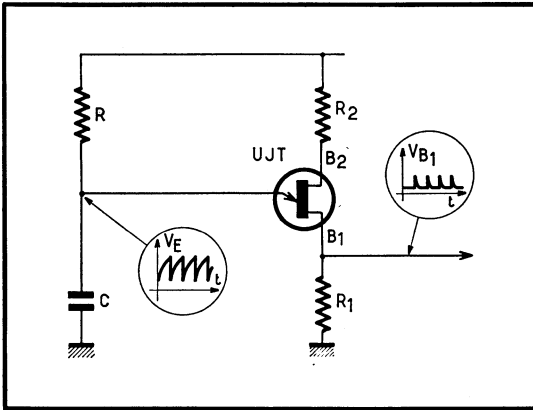


Fig. 169. — Réalisation d'un générateur de dents de scie au moyen d'un transistor unijonction qui joue le rôle de l'interrupteur K de la figure 167. Exemple de réalisation : $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 470 \text{ }\Omega$, $R_1 = 22 \text{ }\Omega$, UJT = 2 N 1671 B, + E = 9 V.

Au fur et à mesure que le condensateur se charge, l'émetteur du transistor unijonction prélève un courant croissant sur celui qui traverse la résistance R. Pour que le potentiel de cet émetteur puisse atteindre la valeur V_p , malgré une consommation allant jusqu'à l'intensité de pic, c'est-à-dire I_p , il faut que l'on ait :

$$\frac{E - V_p}{R} > I_p$$

Cette relation nous définit donc une valeur maximale de R.

Pour que, une fois le transistor conducteur sur son émetteur, le courant puisse se couper à la fin de la décharge du condensateur, il faut, quand le potentiel de l'émetteur est à la valeur V_v , que le courant qui traverse R soit inférieur au courant de vallée du transistor, ce qui nous donne l'inégalité :

$$\frac{E - V_v}{R} < I_v$$

Cette deuxième inégalité nous permet de définir la valeur minimale de R.

Comme le courant pic est en général très petit (quelques microampères) et le courant de vallée très important (plusieurs milliampères), la résistance R peut

varier dans d'importantes limites, souvent d'une vingtaine de kilohms à près d'un mégohm.

La résistance R_2 permet d'obtenir un certain effet de stabilisation en température, à condition qu'elle ait la valeur :

$$R_2 = \frac{1,3}{E} R_{bb}$$

formule dans laquelle E est exprimée en volts et R_{bb} désigne la résistance ohmique entre bases B_1 et B_2 du transistor (voisine de 4 à 5 k Ω pour un modèle 2N 1671).

La résistance R_1 sert à obtenir, sur la base B_1 du transistor unijonction, une impulsion positive au moment de la décharge du condensateur. On utilise très souvent ce montage comme générateur d'impulsions, pour déclencher un thyristor.

Ce générateur, d'une très grande simplicité, fournit des dents de scie d'une fréquence très constante : si l'on change la tension d'alimentation, la fréquence varie extrêmement peu, puisqu'elle peut n'être modifiée que de 1 à 2 % pour un changement de cette tension d'alimentation du simple au double.

Les dents de scie obtenues sur l'émetteur du transistor unijonction sont assez courbées, puisque la valeur de crête de la tension aux bornes du condensateur (au moment où la décharge s'amorce) est voisine de la moitié de E . On obtiendrait des dents de scie beaucoup plus droites en reliant le haut de la résistance R à un point à potentiel $+E'$ supérieur à E .

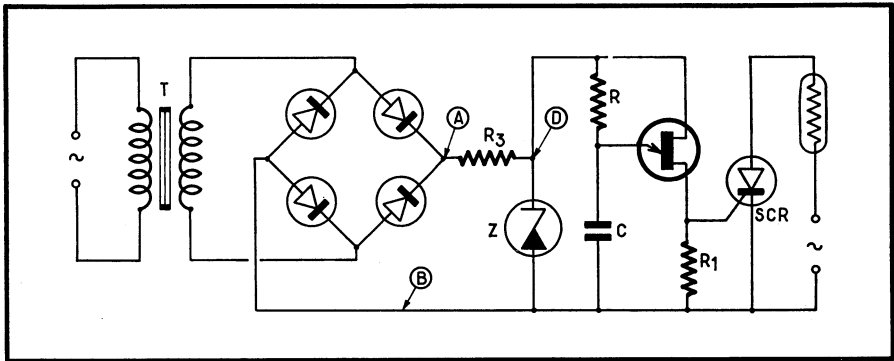


Fig. 170. — Générateur de dents de scie dans lequel les retombées des dents de scie sont synchronisées avec les inversions de polarité du secteur alternatif. Suivant la valeur de R , la décharge de C dans R_1 a lieu plus ou moins tard dans la demi-période du secteur et provoque une ouverture plus ou moins importante du thyristor SCR, ce qui fait varier le courant moyen dans la charge.

Nous avons donné, sur la figure 170, le schéma d'un dispositif très ingénieux dont le but est de faire démarrer les dents de scie produites par un transistor unijonction aux moments où la tension du secteur alternatif s'inverse. Ceci est en effet nécessaire pour la commande des thyristors dont on veut faire varier le courant moyen (l'anode du thyristor étant alimentée par la tension alternative du secteur). On voit sur ce schéma que l'ensemble relaxateur (producteur de dents de scie et d'impulsions), très analogue à celui de la figure 169 à la suppression près de la résistance R_2 , est alimenté par un pont de diodes, recevant sur une de ses diagonales la tension secondaire d'un transformateur. On sait que, dans ce cas, la tension qui apparaît aux bornes de l'autre diagonale (entre les points A

et B) présente l'aspect qu'illustre la grande courbe de la figure 171. La tension que nous trouvons aux bornes de la diode Zener Z sera donc celle que représente la petite courbe sur la figure 171 : elle reste constamment égale à V_Z tant que la différence de potentiel entre A et B est elle-même supérieure à cette valeur. Cette tension entre le point D et le point B passe tous les centièmes de seconde par une valeur nulle, au moment où la tension du secteur s'inverse. A ces instants, le transistor unijonction, n'ayant plus de tension entre ses bases, voit sa tension d'amorçage sur l'émetteur réduite à zéro ou presque et le condensateur C se décharge.

Suivant la valeur de R, la charge du condensateur C, qui commence à chaque inversion de sens de la tension du secteur, se terminera plus ou moins tard pendant la demi-période, commandant plus ou moins tard l'amorçage du thyristor SCR.

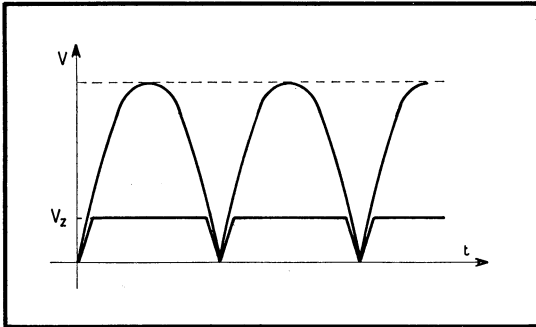


Fig. 171. — Forme d'onde au point D du montage précédent : la tension en A est écrêtée par la diode Zener et on a, en D, une tension presque constante avec de brèves coupures, qui correspondent aux instants d'inversion de polarité du secteur et provoquent l'amorçage de l'UJT.

LA DIODE SHOCKLEY est un autre moyen pour décharger spontanément un condensateur quand la tension aux bornes de ce dernier atteint une valeur déterminée. Cette diode est un dispositif à quatre couches, très analogue aux thyristors. Elle est appelée diode parce qu'elle ne possède pas d'électrode de commande : le déclenchement de la conduction est obtenu pour une valeur précise de la tension anode-cathode, au moyen de l'effet Zener qui se manifeste sur la jonction médiane : cette diode est donc analogue à ce que l'on aurait obtenu sur le schéma de la figure 28 en plaçant une diode Zener entre la base du transistor T_1 et celle du transistor T_2 . Puisque c'est entre ces deux bases que l'on retrouve la quasi-totalité de la tension appliquée entre A et K quand les transistors ne sont pas conducteurs, le phénomène cumulatif de conduction s'amorcera à une tension anode-cathode voisine de la tension Zener correspondante. Ces diodes Shockley sont extrêmement commodes pour réaliser des décharges rapides de condensateurs ; il est cependant recommandé de limiter le courant de décharge au moyen d'une faible résistance insérée dans le circuit entre le condensateur et la diode (l'intensité instantanée de décharge du condensateur dans la diode pourrait détruire cette dernière, même avec un condensateur de très faible valeur). La décharge est extrêmement rapide (moins d'une microseconde pour les petits condensateurs), et la tension de déclenchement parfaitement stable. Nous pensons que ce dispositif se généralisera de plus en plus pour la production de dents de scie. Le courant de fuite de la diode Shockley non amorcée est très faible et permet d'utiliser des résistances de charge du condensateur de fortes valeurs. On pourrait aussi décharger le condensateur en utilisant un thyristor. Cependant, dans ce cas, le potentiel d'amorçage n'est pas aussi stable dans le temps et en fonction de la température que celui de la diode Shockley (appelée également diode à quatre couches).

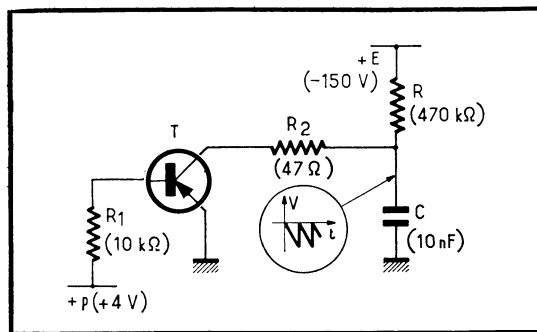
Par contre, le thyristor est une solution excellente pour la fabrication des dents de scie quand on le considère comme un dispositif de décharge *commandé* (1).

Il y a un autre moyen pour décharger très rapidement un condensateur lorsque la tension à ses bornes arrive à une valeur déterminée, c'est le « transistor avalanche ».

On désigne sous ce nom un transistor qui fonctionne suivant un mode tout à fait particulier. Pour obtenir ce fonctionnement (que tous les transistors ne permettent pas), il faut polariser la base par une tension inverse (négative par rapport à l'émetteur dans un modèle *n-p-n*) et appliquer au collecteur des tensions très élevées. Que se passe-t-il exactement dans le transistor en régime d'avalanche? L'explication du phénomène est assez complexe. On peut dire, en quelque sorte, qu'il s'agit d'une multiplication extrêmement rapide du courant de fuite Zener de la jonction collecteur-base. Le phénomène est, à certains égards, analogue à l'ionisation des gaz. Pour faire fonctionner un transistor en régime d'avalanche, on peut admettre dans ce dernier des courants de crête extrêmement élevés, à condition que le courant *moyen* reste faible. Un montage possible est celui de la figure 172. Nous y avons représenté, contrairement à notre habitude, un transistor du type *p-n-p*. En effet, notre expérience nous a montré que, pour les transistors au germanium, les modèles *p-n-p* se prêtaient plus souvent au fonctionnement en avalanche que les types *n-p-n*. On voit que c'est une tension très élevée qui alimente la résistance R. Avec de nombreux transistors, la décharge de C s'amorce quand la tension aux bornes de ce dernier atteint une valeur comprise entre 20 et 50 V.

La tension résiduelle aux bornes de C, à la fin de la décharge, peut être très faible ou même tout à fait nulle, elle dépend essentiellement du courant inverse de base que l'on injecte à travers la résistance R₁ depuis la source de polarisation +p. La résistance R₂, de 47 Ω, sert à limiter le courant crête de collecteur (en régime

Fig. 172. — Générateur de tensions en dents de scie utilisant un transistor en régime d'avalanche (sa base étant polarisée en sens inverse et sa tension d'alimentation collecteur très élevée, il peut présenter une résistance dynamique négative).



d'avalanche), celui-ci étant alors voisin de 1 A. Nous avons toutefois remarqué qu'un fonctionnement prolongé avec un condensateur C de 0,1 μF, sans résistance R₂, n'avait pas conduit à une détérioration du transistor. Le courant de crête en régime d'avalanche est tellement élevé qu'il entraîne une décharge extrêmement rapide du condensateur C, quelquefois difficile à observer à l'oscilloscope.

Comme dans le cas du thyristor, le transistor avalanche n'a pas une tension d'amorçage parfaitement définie. Elle est fonction de beaucoup de facteurs et,

1. Signalons les dispositifs du type « transistor unijonction programmable » (thyristor à gâchette d'anode) et les « SUS » et « SBC » (Silicon Unilateral - Bilateral Switch) qui jouent le rôle de diodes Shockley.

en particulier, de la température; elle varie fortement d'un transistor à l'autre dans une série du même type. On trouve même, dans une telle série, un certain nombre de transistors qui refusent de fonctionner en régime d'avalanche.

Nous reverrons cette utilisation pour la production d'impulsions de longueur calibrée au moyen de transistors au silicium spécialement prévus pour le fonctionnement en avalanche.

On peut envisager d'autres systèmes permettant de décharger un condensateur quand la tension aux bornes de celui-ci a atteint une valeur déterminée. Il serait possible, par exemple, d'utiliser un amplificateur, constamment bloqué tant que la tension aux bornes du condensateur est inférieure à une certaine valeur, se débloquant et provoquant le basculement d'un système bistable quand cette tension, appliquée à l'entrée de l'amplificateur, a franchi une valeur critique. Tout ce que l'on demande au dispositif de décharge est d'entrer en fonction pour une tension bien définie, de consommer très peu tant qu'il n'est pas entré en fonction, et de représenter un système de décharge ayant une résistance interne aussi faible que possible quand il a commencé à fonctionner.

Nous allons examiner maintenant les méthodes qui permettent de rendre les dents de scie plus linéaires.

On peut évidemment utiliser, dans le montage de la figure 167, une tension v très élevée et une résistance R très grande. Il convient, dans ce cas, de faire attention à la détérioration possible du système de décharge, symbolisé par K , au cas où ce dernier n'aurait pas fonctionné au moment voulu, entraînant une augmentation abusive de la tension à ses bornes. Un écrêtage par diode du potentiel du point D permettra d'éliminer ce danger.

Un excellent moyen d'obtenir une dent de scie très linéaire consiste à charger le condensateur C de la figure 167 par le générateur de courant constant schématisé sur la figure 115; le courant du collecteur du transistor T de cette figure chargera le condensateur suivant une loi linéaire (dans la mesure où la variation du courant de fuite du système de décharge K de la figure 167 reste faible par rapport au courant constant de charge). Cette méthode est très employée.

Si l'on veut utiliser la charge de C au moyen d'une résistance R , comme sur la figure 167, tout en ayant des dents de scie linéaires et d'amplitude non négligeable par rapport à v , il faut s'arranger à maintenir aussi constante que possible la tension aux bornes de cette résistance, pour maintenir constant le courant qui la traverse.

Il existe essentiellement deux types de solution à ce problème : le « bootstrap » et l'« intégrateur de Miller ».

Malgré la différence des schémas correspondants, ces deux solutions dérivent exactement du même principe : maintenir constante la différence de potentiel entre les points A et B dans le montage de la figure 167.

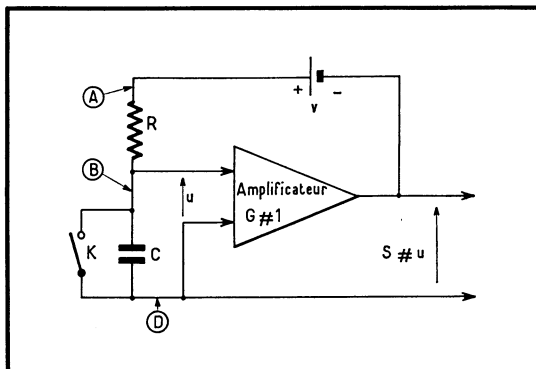
LE BOOTSTRAP est un montage dans lequel un amplificateur de gain unité maintient constante la tension aux bornes de R , en faisant monter le potentiel du point A de la même valeur que l'augmentation du potentiel du point B (fig. 173).

Dans ce montage, l'amplificateur a un gain aussi voisin que possible de $+1$, son impédance d'entrée est aussi grande que possible et son impédance de sortie aussi faible que possible. La tension qui est appliquée à l'entrée de cet amplificateur n'est autre que u , tension aux bornes du condensateur. La tension de sortie S de cet amplificateur est voisine de u , et c'est elle qui vient s'ajouter à celle de la pile de tension v pour alimenter le point A : le potentiel de ce point est alors voisin de $u + v$.

En conséquence, la tension aux bornes de R (c'est-à-dire entre les points A et B) demeure très voisine de v et le courant qui traverse cette résistance reste voisin de v/r .

Le condensateur se chargera donc d'une façon linéaire, et ceci avec d'autant plus de précision que le gain G de l'amplificateur est plus proche de l'unité, et que la consommation d'entrée de cet amplificateur présente une variation faible par rapport au courant de charge v/r qui arrive par R. En effet, si une partie de ce courant va dans l'entrée de l'amplificateur (du fait d'une résistance d'entrée insuffisante de ce dernier) et que cette partie présente une variation au cours de la charge, le courant de charge de C ne sera plus constant.

Fig. 173. — Principe du « bootstrap » permettant de rendre plus linéaire la charge d'un condensateur : l'amplificateur utilisé a un gain en tension aussi proche que possible de l'unité, une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Son action permet de maintenir presque constante la tension aux bornes de R, donc le courant qui traverse cette résistance.



Il faut, d'autre part, que la résistance interne de sortie de l'amplificateur soit très faible, puisque cet amplificateur doit fournir le courant de charge du condensateur. Ce dernier point est un peu moins important puisque, le courant de charge étant à peu près constant, la perturbation qu'il apporte à la tension de sortie doit en principe l'être également.

Un grand avantage de ce montage est qu'il permet d'obtenir une tension en dents de scie fournie sous une très faible impédance : c'est la tension S.

On peut perfectionner ce montage bootstrap au moyen de systèmes divers qui permettent d'éliminer le résidu de courbure des dents de scie. Nous indiquons, sans faire le calcul correspondant ni entrer dans les détails, le schéma approprié sur la figure 174. Le condensateur C' , en série avec C, a une capacité beaucoup plus élevée que celle de ce dernier. La tension qui apparaît entre ses armatures est donc toujours très faible. Cette tension est principalement due au courant qui traverse la résistance R' , courant qui croît linéairement en fonction du temps. La tension aux bornes de C' présente donc un aspect parabolique, croissant à peu près comme le carré du temps, en restant toujours très petite par rapport à la tension aux bornes de C. Comme cette dernière présente toujours une courbure dirigée vers le bas, celle qui apparaît aux bornes de C' peut, pour des valeurs correctes de la résistance R' et du condensateur C' , permettre de corriger la courbure de la tension apparaissant aux bornes de C, supprimant ainsi les termes de second ordre dans le développement en série de la tension aux bornes des deux condensateurs en fonction du temps.

Il y aurait d'ailleurs une autre méthode pour améliorer le bootstrap de la figure 173; elle consisterait à disposer d'un amplificateur dont le gain serait très légèrement supérieur à l'unité; nous verrons que c'est très facile à obtenir.

Comment réaliser l'amplificateur du bootstrap? Il doit avoir un courant

d'entrée faible par rapport à v/R , son courant de sortie étant élevé par rapport à cette valeur. Un simple étage en collecteur commun sera donc, en général, insuffisant pour obtenir de très bons résultats. La meilleure solution sera, de loin, le « super-collecteur commun » représenté sur la figure 108, à moins que l'on améliore encore les choses par le montage de la figure 109.

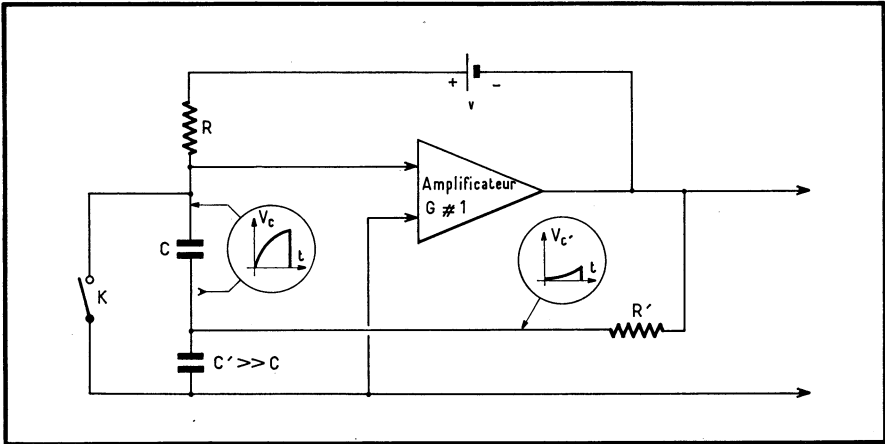


Fig. 174. — Perfectionnement du bootstrap de la figure 173 : le réseau intégrateur $R'-C'$ provoque l'apparition aux bornes de C' d'une tension parabolique (à concavité vers le haut) qui corrige la déformation (à concavité vers le bas) de la tension apparaissant aux bornes de C .

L'utilisation du montage de la figure 110, en y rendant R_1 très petit par rapport à R_2 , permet d'obtenir ce gain très légèrement supérieur à l'unité dont nous avons parlé et qui nous assure une linéarité parfaite de la dent de scie.

Il reste un problème délicat, dans la réalisation du bootstrap de la figure 173, c'est celui de la pile v . Si l'on ne peut absolument pas faire autrement (tension en dents de scie à croissance très lente), nous serons obligé de maintenir une différence de potentiel absolument constante, pendant un temps quelconque, entre la sortie de l'amplificateur et le point A. Nous n'utiliserons pas, en général, une pile; nous prendrons une alimentation flottante. Cette dernière devant être stable, nous la régulerons au moyen d'une diode Zener.

Mais si, comme c'est souvent le cas, la durée de la charge du condensateur C est relativement courte, nous pourrions remplacer la pile v par un condensateur C' , de capacité très supérieure à C , auquel nous restituerons, à la fin de chaque décharge de C , la petite quantité d'électricité qu'il a perdue en chargeant C .

La figure 175 donne un exemple de réalisation d'un générateur de dents de scie de très haute linéarité, utilisant un transistor unijonction T_3 pour décharger le condensateur C . La tension aux bornes de celui-ci est appliquée à l'étage amplificateur « super-collecteur commun » du type de celui de la figure 110, réalisé ici au moyen des transistors T_1 et T_2 . La tension de sortie S de cet amplificateur, très légèrement supérieure à celle qui est appliquée à son entrée (du fait de la présence de la résistance R_1 très petite par rapport à R_2), est appliquée à l'armature de droite du condensateur C' . Quand le condensateur C se décharge dans l'émetteur du transistor unijonction, la valeur de S tombe à son minimum : la diode D se débloque en fin de décharge de C , et un petit courant passe par cette diode pour charger C' .

Dès que le condensateur C commence à se charger, le potentiel de l'armature de droite de C' remonte, celui de son armature de gauche en fait autant, puisque la capacité de C' est très grande et que la tension entre ses armatures varie donc très peu. La diode D se bloque et le condensateur C' commence à charger C , à courant pratiquement constant, à travers R . La quantité d'électricité fournie à C par C' est petite, et la tension aux bornes de C' ne varie que très peu. La charge perdue par C' (passée dans C) lui sera restituée en fin de décharge de C quand, le potentiel de S étant descendu à sa valeur minimale, le potentiel du point A en aura fait autant et aura rendu, pendant un temps très court, la diode D légèrement conductrice. En ajustant la valeur de la résistance R_1 , on pourra annuler le terme de second ordre dans le développement en série de la tension S en fonction du temps et obtenir ainsi des dents de scie dont la linéarité atteint et dépasse même un pour mille.

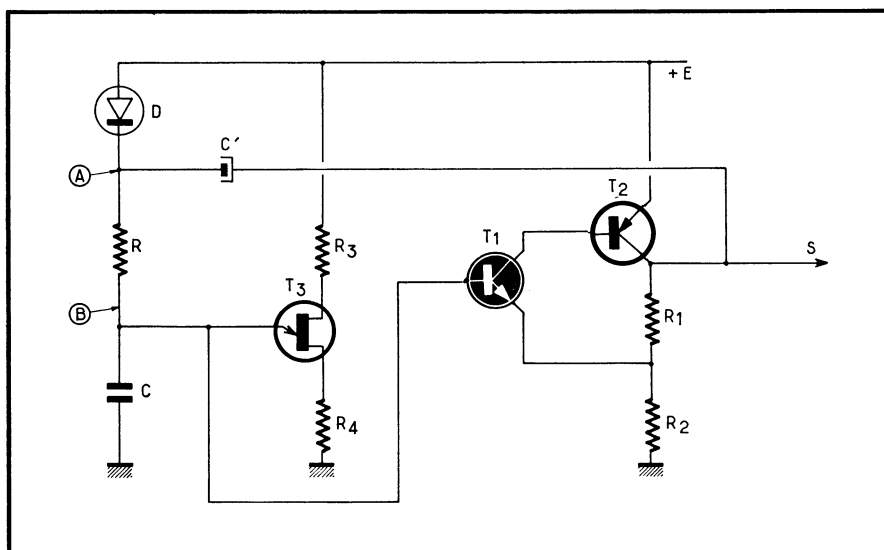


Fig. 175. — Générateur de dents de scie de très haute linéarité utilisant un UJT pour la décharge, un système bootstrap muni d'un amplificateur dont le gain est très légèrement supérieur à $+1$. Exemple de réalisation : $R = 10 \text{ k}\Omega$, R_1 : ajuster de 5 à 50Ω pour linéarité maximale, $R_2 = 390 \Omega$, $R_3 = 470 \Omega$, $R_4 = 22 \Omega$, $T_1 = \text{BC 108}$ ou analogue, $T_2 = 2 \text{ N 2906}$ ou analogue, $T_3 = 2 \text{ N 1671 B}$.

Bien entendu, l'amplificateur formé par T_1 et T_2 n'a pas une résistance d'entrée infinie. Le transistor T_1 consomme sur sa base un courant qui croît avec la tension aux bornes de C . Le transistor unijonction consomme également sur son émetteur un courant qui croît avec cette tension. Si ces deux courants croissaient linéairement, la présence de la résistance R_1 suffirait à les compenser parfaitement. Ce n'est pas rigoureusement le cas, mais les résultats obtenus sont proches de la perfection.

L'INTÉGRATEUR DE MILLER est un autre montage permettant de réaliser une charge de condensateur à courant presque constant. La figure 176 en indique le principe. L'amplificateur utilisé a, cette fois, un gain élevé en valeur absolue mais négatif. Le principe du dispositif est, dans le montage de la figure 167, de

relier l'armature inférieure du condensateur (point D), non plus à la masse, mais à une sortie d'amplificateur dont le potentiel diminue au fur et à mesure que C se charge. Dans ces conditions, le potentiel du point B reste à peu près constant. Comme celui du point A l'est rigoureusement, le courant qui traverse R demeure pratiquement constant, la tension aux bornes de cette résistance variant très peu.

L'amplificateur doit donc avoir un gain aussi élevé que possible pour que, malgré la présence d'une tension de sortie S grande en valeur absolue, la tension d'entrée e reste très faible. Il doit également consommer peu de courant à son entrée (ou un courant presque constant), pour ne pas perturber la charge de C; il doit, d'autre part, débiter à sa sortie un courant relativement important par rapport à celui qui circule dans R. Comme pour le bootstrap, l'emploi d'un transistor unique serait insuffisant : nous utiliserons un étage monté en émetteur commun, précédé ou suivi (éventuellement les deux) par un étage collecteur commun (1).

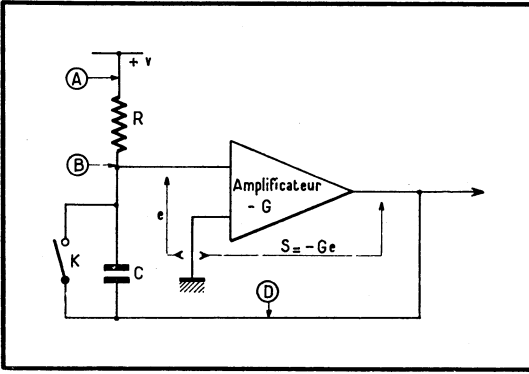
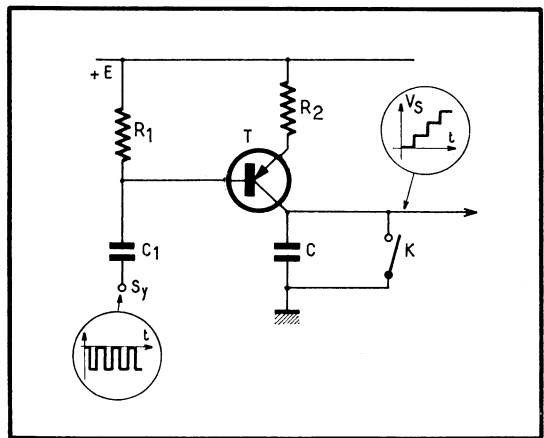


Fig. 176. — Principe de l'intégrateur de Miller destiné à améliorer la linéarité des dents de scie. L'amplificateur doit avoir un gain élevé et négatif, une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie. Il fait baisser le potentiel de l'armature inférieure de C au fur et à mesure que celui-ci se charge, le potentiel du point (B) varie donc peu, de même que le courant dans R.

Fig. 177. — Générateur de tension en escalier : le condensateur C se trouve chargé d'une certaine quantité d'électricité chaque fois que l'on débloque T; périodiquement on le décharge par K.



1. La meilleure solution consiste le plus souvent à utiliser un amplificateur opérationnel intégré (μA 741, SFC 2741, etc... ou SFC 2108 pour un courant de charge faible).

Le principe est donc très proche de celui du bootstrap, mais ici l'amplificateur peut avoir une impédance interne de sortie un peu plus élevée que dans le cas du montage bootstrap; c'est, à notre avis, ce qui fait son infériorité par rapport à ce dernier.

Bien qu'il ne s'agisse pas de dents de scie, nous indiquons sur la figure 177, le principe du générateur de tension en escaliers. Le transistor T, du type *p-n-p*, est normalement bloqué. Les impulsions négatives, appliquées à sa base, le débloquent pendant la durée de chaque impulsion. En fonction du niveau de celles-ci, de leur durée et de la valeur de la résistance R_2 , une certaine quantité d'électricité est envoyée à chaque impulsion dans le condensateur C. La tension aux bornes de ce dernier croît donc régulièrement, par montées très rapides, à chaque impulsion. Quand la tension aux bornes de C est arrivée à la valeur que l'on s'est fixée, le dispositif de décharge K (par exemple un transistor unijonction) entre en action et décharge le condensateur C. Ce montage est surtout intéressant pour la réalisation des diviseurs de fréquence semi-apériodiques.

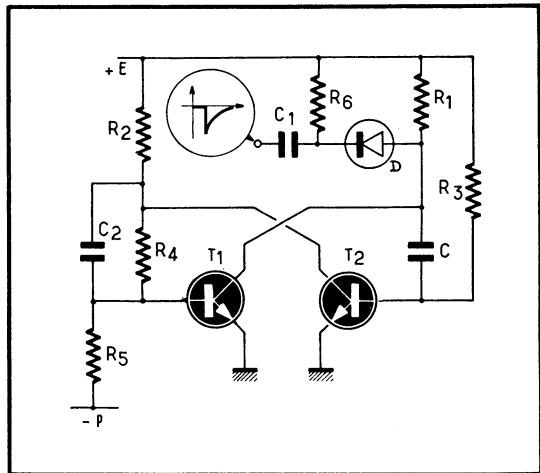
3. — MONTAGES MONOSTABLES

Un montage *monostable* est caractérisé par le fait qu'il possède deux états :

- 1° Un état stable, dans lequel il peut demeurer indéfiniment;
- 2° Un état « quasi-stable », où on peut l'amener en lui appliquant une impulsion de déclenchement, dans lequel il demeure un certain temps (appelé période) et qu'il quitte spontanément au bout de ce temps pour repasser dans son état stable.

Une fois qu'il est repassé dans cet état, on ne peut le faire refonctionner d'une façon strictement identique au premier stade qu'après un certain temps, dit « temps de récupération ».

Fig. 178. — Univibrateur (système monostable). Normalement, T_1 est bloqué et T_2 saturé. Une impulsion négative, appliquée par D au collecteur de T_1 , amène ce dernier à la saturation pendant que T_2 est bloqué. Ce nouvel état dure jusqu'à ce que R_3 , déchargeant C, ait fait rebasculer le tout.



Une réalisation possible de montage monostable (ou univibrateur) est celle qui est indiquée sur le schéma de la figure 178. On voit, sur ce schéma, que le transistor T_1 a son collecteur couplé à la base de T_2 par le condensateur C. Le collecteur de T_2 est couplé à la base de T_1 par une liaison continue, formée par les résistances R_4 et R_5 .

L'état stable du montage est celui dans lequel le transistor T_2 est saturé. Son potentiel de collecteur est alors très bas, et, par la liaison continue R_4 - R_5 , il maintient la base de T_1 à un potentiel négatif, bloquant ainsi ce transistor.

La condition pour que T_2 soit saturé dans l'état stable est comme, nous l'avons vu plus haut (fig. 40), que la résistance de base R_3 de ce transistor soit inférieure au produit de R_2 par le gain β du transistor T_2 .

Supposons que nous appliquions, par le condensateur C_1 et la diode D , une impulsion négative au collecteur de T_1 . Le condensateur C transmettra cette impulsion à la base de T_2 , commençant à bloquer celui-ci. L'élévation de potentiel du collecteur de T_2 , retransmise par la liaison R_4 - R_5 à la base de T_1 , tendra à débloquent ce dernier transistor. La diminution de potentiel de collecteur de T_1 (due à la chute de tension dans R_1), retransmise par C à T_2 , accentue l'effet de l'impulsion primitive : le phénomène est cumulatif et le montage évolue très rapidement pour se retrouver dans un état où T_2 se trouve bloqué (par l'impulsion transmise par C) tandis que T_1 est saturé.

Pour que T_1 soit saturé lorsque T_2 est bloqué, il faut que les résistances R_4 et R_5 (relativement importantes par rapport à R_2) soient dans un rapport tel que, pour T_2 bloqué, le point commun de R_4 et R_5 ait tendance à être positif. Il ne le sera que très peu, car le transistor T_1 consommera sur sa base un certain courant. Depuis le $+E$, il arrive à cette base, à travers les résistances R_2 et R_4 , le courant

$$\frac{E}{R_2 + R_4}$$

à travers la résistance R_5 , il part du point commun de R_4 et R_5 un courant égal à p/R_5 .

C'est donc la différence de ces deux courants (le premier devant être supérieur au second) qui donnera le courant de base de T_1 . Ce courant devra être suffisant pour maintenir dans le transistor son courant collecteur maximal, ce qui vaut dire que :

$$\frac{E}{R_2 + R_4} - \frac{p}{R_5} > \frac{E}{\beta_1 R_1}$$

La figure 179 reproduit les formes d'ondes que l'on peut observer sur les différentes électrodes du montage. L'instant t_0 est celui où l'impulsion de déclenchement est envoyée par la diode sur le collecteur de T_1 : à cet instant, le potentiel du collecteur de T_1 tombe de $+E$ à zéro ou presque. La variation correspondante, intégralement retransmise par C parce qu'elle est rapide, amène la base du transistor T_2 , primitivement à un potentiel presque nul, à un potentiel négatif voisin de $-E$. Au même moment, le potentiel du collecteur de ce transistor remonte très rapidement vers une valeur positive.

Cette valeur est inférieure à E : dès que la base de T_1 devient légèrement positive, tout se passe comme si l'extrémité inférieure de la résistance R_4 se trouvait court-circuitée à la masse. Le collecteur du transistor T_2 est alimenté par le diviseur de tension R_2 - R_4 . Son potentiel montera donc au maximum à la valeur :

$$E \frac{R_4}{R_2 + R_4}$$

C'est cette augmentation, retransmise à la base de T_1 par le diviseur R_4 - R_5 , qui porte celle-ci à un potentiel nul (qui serait positif en l'absence du transistor T_1 qui consomme du courant de base).

A partir de l'instant t_0 , le potentiel de la base de T_2 étant négatif, il n'y a plus de courant base dans ce dernier. Le courant qui traversait la résistance R_3 va faire remonter le potentiel de base, en déchargeant le condensateur C . Ce courant se refermera vers la masse en passant par le transistor T_1 qui, fonctionnant à la saturation, joue le rôle d'un court-circuit entre son collecteur et son émetteur (principe n° 6). Le potentiel de la base de T_2 va donc remonter suivant une courbe exponentielle dont l'asymptote correspondrait à $+E$.

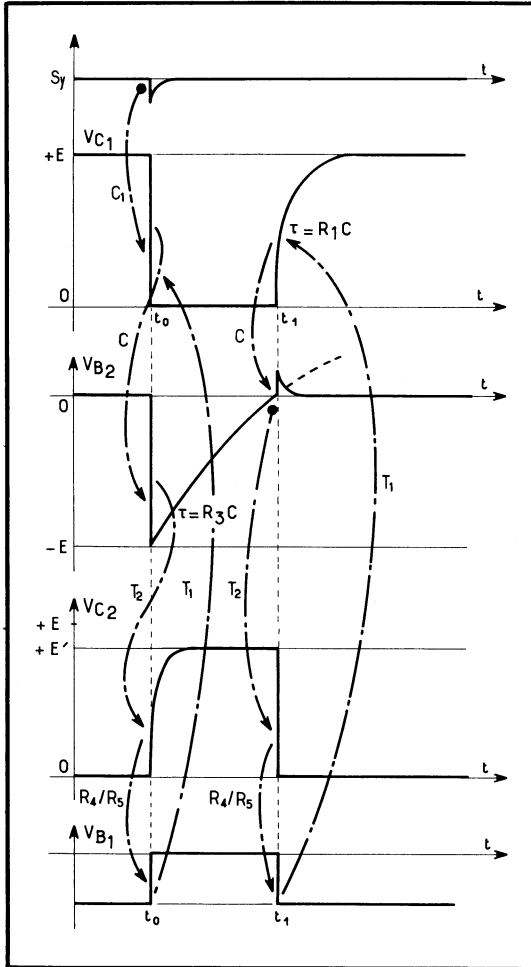


Fig. 179. — Formes d'onde correspondant au montage de la figure 178. Les flèches indiquent les moyens de transmission des actions des électrodes les unes sur les autres. Tout commence (point rond) par le top de synchronisation Sy (déclenchement) qui agit par C_1 sur le collecteur de T_1 , ainsi que le montre la première flèche. Le collecteur de T_1 agit par C sur la base de T_2 ; c'est l'action amplificatrice de T_2 qui fait que le potentiel de la base de ce transistor agit sur celui de son collecteur. Ce dernier agit par le pont R_4/R_5 sur la base de T_1 , l'action amplificatrice de T_1 refermant la boucle d'actions cumulatives sur le collecteur de T_1 . A l'instant t_1 , l'action est amorcée par l'arrivée du potentiel de la base de T_2 à zéro (point rond sur la flèche).

A l'instant t_1 , le potentiel de cette base passe par la valeur zéro. T_2 se remettant à débiter, le système rebascule et tend à reprendre l'état primitif.

Le phénomène n'est pas entièrement terminé; il faut en effet que le condensateur C se recharge. Il le fait à travers la résistance R_1 et l'espace base-émetteur de T_2 . La résistance de cet espace étant très faible, C se recharge suivant une exponentielle avec une constante de temps CR_1 . Au bout d'un temps égal à trois fois cette constante de temps, le condensateur est rechargé à 95 % de sa valeur limite; on peut considérer qu'à ce moment le temps de récupération est écoulé, et que

le montage peut fonctionner, si on lui applique alors une nouvelle impulsion de déclenchement, dans des circonstances très voisines de celles du fonctionnement précédent.

Si on désirait diminuer dans une importante proportion ce temps de récupération, ou si on désirait augmenter beaucoup la période de l'univibrateur, on pourrait interposer un étage Darlington, entre la base de T_2 et le point commun de R_3 et C. La base du transistor correspondant serait reliée au point commun de R_3 et C, son émetteur irait vers la base de T_2 , son collecteur allant au +E. Dans ces conditions, on pourrait assurer le fonctionnement à la saturation du transistor T_2 malgré l'utilisation d'une résistance R_3 beaucoup plus grande (d'où la possibilité d'augmenter la période de l'univibrateur). On pourrait également assurer ainsi une recharge de C beaucoup plus rapide, en choisissant, pour une période déterminée, une valeur faible de C et une valeur relativement élevée de R_3 .

Un calcul tout à fait parallèle à celui des durées des demi-périodes du multi-vibrateur nous montre que la période de l'univibrateur est tout simplement : $0,7 CR_3$.

Le condensateur C_2 , quoique non indispensable au fonctionnement de l'univibrateur, permet d'accélérer le basculement de ce dernier et de le rendre plus facile, en transmettant mieux à la base de T_1 le front raide de variation de tension apparaissant sur le collecteur de T_2 .

Au lieu de déclencher le monostable par une impulsion appliquée au collecteur de T_1 à travers une diode, on emploie quelquefois le montage dit « pull-over ». Il s'agit d'un troisième transistor, dont le collecteur et l'émetteur sont reliés respectivement au collecteur et à l'émetteur de T_1 ; sa base est polarisée négativement pour le bloquer et l'on applique à cette base une impulsion positive.

Les durées maximales que l'on peut réaliser avec les univibrateurs à transistors sont surtout fonction des valeurs de C que l'on peut utiliser. Avec un étage Darlington de commande du transistor T_2 , on peut arriver à des résistances R_3 dépassant 100 k Ω . Avec un condensateur C de fuite suffisamment faible (par exemple un électrochimique au tantale), on pourrait utiliser une capacité de 100 μ F. La constante de temps correspondante CR_3 serait alors de 10 s et la période de l'univibrateur d'environ 7 s. Il s'agit là, tout de même, d'un cas extrême, et il est rare que l'on dépasse des périodes de 0,1 s. Du côté des durées courtes, si la fréquence de coupure des transistors le permet, on peut très facilement descendre à une centaine de nanosecondes.

Il existe un autre type de monostable, représenté par la figure 180, dans lequel la réaction du transistor T_2 sur T_1 , au lieu de se faire par un couplage continu du collecteur de T_2 à la base de T_1 , se fait par un couplage continu entre les deux émetteurs de ces transistors.

On voit en effet que, si le courant collecteur de T_1 a tendance à augmenter, son potentiel de collecteur diminue. Cette diminution, transmise par C à la base de T_2 , fait baisser le potentiel de cette dernière. Le transistor T_2 , fonctionnant suivant un régime analogue à celui d'un étage collecteur commun, fait alors baisser le potentiel de son émetteur, donc celui de l'émetteur de T_1 . Il en résulte une augmentation nouvelle du courant collecteur de T_1 . Évidemment, ce phénomène ne peut avoir lieu que si la diminution de courant émetteur de T_2 est plus importante que l'augmentation de courant émetteur de T_1 ; c'est seulement dans ce cas que, le courant total des deux émetteurs diminuant, il y aura diminution du potentiel de ces émetteurs. On aura alors un effet cumulatif qui fera que les deux transistors ne peuvent pas débiter simultanément.

L'état stable est celui dans lequel T_2 débite, la chute de tension produite dans R_3 par le courant émetteur de T_2 étant suffisante pour bloquer T_1 .

On peut, en n'utilisant ni la diode D ni les résistances R_6 et R_7 , faire fonctionner le transistor T_2 à la saturation avec un courant de collecteur égal à :

$$\frac{E}{R_2 + R_3}$$

et des tensions d'émetteur et de collecteur égales à :

$$E \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Pendant le fonctionnement, on observe un créneau négatif sur les deux émetteurs.

Il est préférable, pour la stabilité du montage, de faire en sorte que le transistor T_2 ne soit pas à la saturation dans son état de conduction. C'est pourquoi on utilisera la diode D qui limite le potentiel positif de base de T_2 à la valeur :

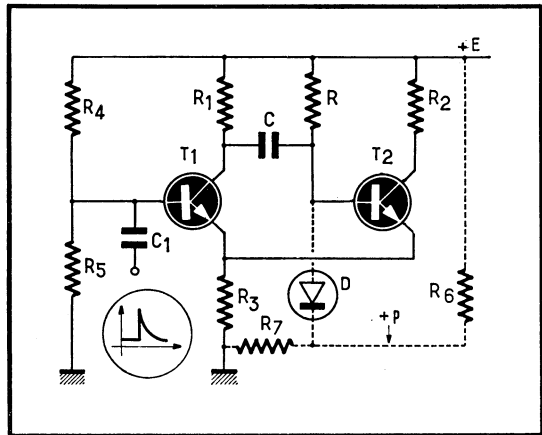
$$E \frac{R_7}{R_6 + R_7}$$

Pour que la diode agisse, il faut évidemment que cette dernière valeur soit inférieure à :

$$E \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

Suivant la valeur du potentiel constant de la base de T_1 (potentiel fixé par le diviseur de tension R_4 - R_5), on pourra faire varier la durée de la période du monostable. Si ce potentiel est trop bas, le monostable ne pourra pas fonctionner : quand T_2 aura tendance à être bloqué, le courant qui peut passer par T_1 produirait dans R_1 une chute trop faible pour maintenir T_2 bloqué.

Fig. 180. — Univibrateur à couplage par les émetteurs. L'écrêtage du potentiel de la base de T_2 par la diode D et le pont R_6 - R_7 n'est pas indispensable au fonctionnement mais permet une meilleure stabilisation de la période.



Si, par contre, le potentiel de base de T_1 est trop élevé, le tout entre en oscillations permanentes : il devient un multivibrateur à couplage par les émetteurs. Le potentiel de la base de T_1 doit donc être compris entre ces deux valeurs critiques. L'impulsion de déclenchement peut être appliquée, comme le montre la figure 180, en positif sur la base de T_1 . On pourrait également l'appliquer en négatif, à travers une diode, sur le collecteur de T_1 , exactement comme sur le montage de la figure 178.

On pourrait aussi utiliser un transistor « pull-over » en parallèle sur T_1 , ou même avec son émetteur à la masse.

Contrairement au cas des tubes, l'univibrateur à couplage par les émetteurs, s'il présente l'avantage de ne pas nécessiter de source de tension négative, nous semble à déconseiller, — le schéma de la figure 178 étant préférable, du point de vue sécurité de fonctionnement, en raison des marges importantes de blocage des transistors T_1 et T_2 .

Bien entendu, tout ce que nous avons dit au sujet des améliorations du montage de la figure 178 s'applique à celui de la figure 180. On peut, en particulier, utiliser un montage Darlington entre le point commun de R et C et la base de T_2 (possibilité d'augmenter R, et, par conséquent, la période, ou de diminuer C, et, par conséquent, le temps de récupération).

Il existe beaucoup d'autres schémas de montages monostables à transistors. On peut ainsi en réaliser avec un transistor unijonction, en écrétant par une diode le potentiel de l'émetteur avant qu'il ne déclenche la conduction. Nous verrons, dans le chapitre suivant, comment on peut monter un monostable avec une diode tunnel, ce type de montage étant surtout à utiliser quand on veut avant tout produire des signaux de très courte durée (quelques nanosecondes).

Les circuits monostables servent essentiellement :

1° à mettre en forme des impulsions pour les amener à devenir des signaux rectangulaires, d'amplitude et de durée invariables;

2° à retarder une impulsion, celle-ci déclenchant le premier basculement du monostable, le second basculement représentant une impulsion qui se produit avec un retard T après la première, T étant la période du monostable (1).

4. — BISTABLE DU TYPE « TRIGGER DE SCHMITT »

L'intérêt des montages que nous allons décrire est le suivant; ils peuvent passer de l'un de leurs deux états stables à l'autre quand le potentiel d'une électrode franchit un certain seuil. Ils repasseront de ce second état dans le premier quand le potentiel de cette électrode franchira, dans un sens différent (par exemple en redescendant), un autre seuil. En général, de tels montages sont doués d'une propriété qui rappelle l'hystérésis des matériaux magnétiques. Cette propriété est également comparable à celle des relais électromécaniques qui se ferment pour une certaine intensité du courant dans la bobine et ne se rouvrent que lorsque ce courant est tombé en-dessous d'un second seuil, dit seuil de décollage, très inférieur au seuil de collage.

De tels montages seront utilisés principalement pour transformer en variation brusque de tension une variation lente. Ils seront donc parfaits pour mettre en forme une tension quelconque et permettre d'obtenir, à partir de la tension de sortie à front raide, des impulsions fines par dérivation. Ce sont ainsi les étages intermédiaires parfaits pour passer d'une tension d'attaque quelconque à la tension d'impulsion nécessaire pour synchroniser des multivibrateurs, déclencher des univibrateurs ou des basculeurs bistables symétriques.

Une réalisation possible du trigger de Schmitt est indiquée sur la figure 181. On voit que ce montage présente beaucoup d'analogies avec l'univibrateur de la figure 180. Il y a, en effet, un couplage entre les deux transistors par les émetteurs

1. Voir dans l'additif 7. la réalisation du monostable à partir de circuits intégrés.

et un couplage du collecteur de T_1 à la base de T_2 ; toutefois ce dernier couplage est continu.

Supposons que, la tension d'entrée e étant très faible (par exemple nulle), le transistor T_1 soit bloqué. La chaîne de résistance R_1 , R_2 , R_3 portera donc la base de T_2 (en négligeant la consommation de courant base de ce transistor) au potentiel :

$$E \frac{R_3}{R_3 + R_2 + R_1}$$

La base du transistor T_2 étant à ce potentiel (en réalité un petit peu plus bas en raison de sa consommation propre), son émetteur se trouvera à un potentiel légèrement inférieur. Ceci suffit à bloquer le transistor T_1 .

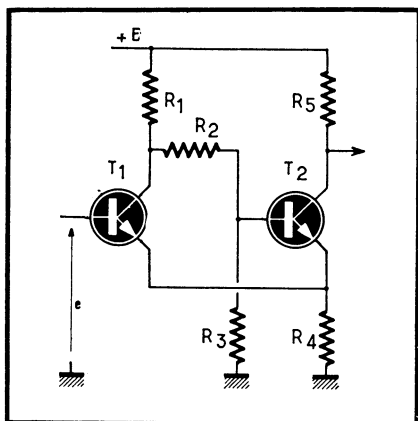


Fig. 181. — Trigger de Schmitt. Quand e varie, en montant, le montage passe brusquement dans l'état qui correspond à T_2 bloqué pour une valeur e_1 (seuil montant ou seuil haut) de e . Si, maintenant, on fait redescendre e , le nouveau basculement a lieu quand e passe par une valeur plus basse e_2 (seuil descendant ou seuil bas) et correspond au passage du montage dans l'état où c'est T_1 qui est bloqué. Il y a là un phénomène analogue à l'hystérésis, ou à l'écart entre le courant de collage et le courant de décollage dans un relais.

Exemple de réalisation : $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 330 \Omega$, $R_5 = 470 \Omega$, transistors 2 N 396 ou analogues, $E = -6 \text{ V}$, seuils $e_1 = -0,77$ et $-0,83 \text{ V}$, signal sur le collecteur de T_2 : $0,9 \text{ V cr/cr}$. Autre exemple : $R_1 = 470 \Omega$, $R_2 = 3,9 \text{ k}\Omega$ (shuntée par 47 pF), $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 150 \Omega$, $R_5 = 330 \Omega$, transistors AF 102, $E = -6 \text{ V}$, seuils $e_1 = -1,4 \text{ V}$, $e_2 = -1,1 \text{ V}$ temps de montée et descente du signal de 3 V cr/cr sur collecteur de T_2 : 3 ns .

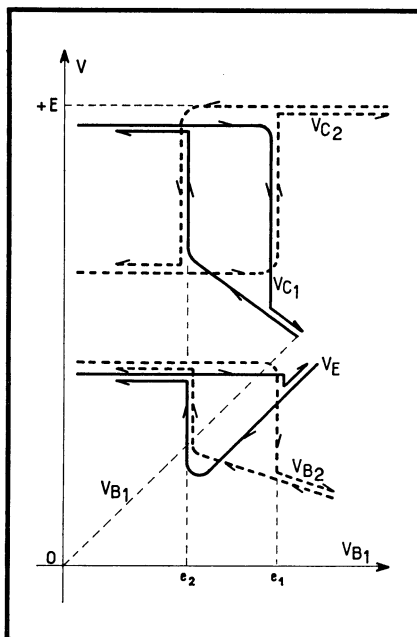


Fig. 182. — « Cyclogrammes » illustrant le fonctionnement du Trigger de Schmitt. Les parties des courbes qui devraient normalement être confondues (pour $e < e_2$ ou $e > e_1$, ou sur les verticales d'abscisses e_1 et e_2) ont été un peu décalées pour rendre la figure plus claire.

Augmentons maintenant la valeur de la tension e de la base de T_1 . Quand cette dernière arrive à un potentiel suffisamment élevé pour que T_1 commence à débiter, l'abaissement du potentiel collecteur de T_1 , transmis à la base de T_2 par le pont R_2 - R_3 , provoquera, par effet cumulatif, le basculement du système : T_1 débitera alors, tandis que T_2 sera bloqué.

Si les valeurs des résistances sont correctes, nous pourrions diminuer le potentiel base de T_1 en-dessous de la valeur qui a provoqué le basculement (seuil montant) sans que le basculement inverse intervienne immédiatement. Ce n'est que pour une valeur plus faible de e que ce second basculement interviendra : nous aurons franchi le « seuil descendant » (ou seuil inférieur).

Pour rendre compte plus clairement de tout ce qui se passe dans le montage de la figure 181 le mieux est de tracer, comme sur la figure 182, des « cyclogrammes ».

Il s'agit de courbes représentant, en fonction de la tension d'entrée e , les variations des tensions des différentes électrodes du montage. Elles se présentent sous la forme de cyclogrammes, puisque, pour une valeur donnée de la tension e , le montage peut se trouver dans deux états différents, suivant que e est arrivée à la valeur en question en montant ou en descendant. De même que la valeur de l'induction dans un matériau magnétique en fonction du champ qu'on lui applique ne peut être représentée par une simple courbe, mais par un cycle, de même il faut des cyclogrammes pour représenter les variations des tensions en différents points du trigger de Schmitt.

Les deux seuils correspondant au basculement sont respectivement e_1 , seuil supérieur (ou seuil montant) et e_2 , seuil inférieur (ou descendant).

Si e est supérieur à e_1 , le montage se trouve obligatoirement dans l'état qui correspond au blocage de T_2 et à la conduction de T_1 ; réciproquement, si e est inférieur à e_2 , c'est T_1 qui est bloqué et T_2 qui conduit.

Supposons que nous partions de ce dernier état et que nous fassions croître e : pour pouvoir comparer le potentiel base de T_1 au potentiel de son émetteur, nous avons tracé (droite pointillée maigre) la variation de e en ordonnée : la droite correspondante est tout simplement la bissectrice des axes de coordonnées.

Quand e atteint la valeur e_1 , très légèrement supérieure au potentiel de repos des émetteurs (courbe inférieure en trait plein), il y a basculement. Le transistor T_1 se mettant à débiter, le potentiel de son collecteur (courbe supérieure en trait plein) diminue brusquement, entraînant une variation proportionnelle du potentiel de la base de T_2 (courbe inférieure en trait discontinu).

Si nous augmentions encore e , le potentiel du collecteur de T_1 diminuerait encore, tandis que celui des émetteurs augmenterait.

Diminuons maintenant e : nous franchirons d'abord le seuil e_1 sans que rien ne se passe, le potentiel de la base de T_2 , en train de remonter, étant toujours inférieur à celui des émetteurs.

Le potentiel des émetteurs diminue, tandis que celui de la base de T_2 augmente : quand e arrive à la valeur e_2 , la base de T_2 arrive à un potentiel légèrement supérieur à celui des émetteurs. Il y a rebasculement. Le potentiel collecteur de T_1 remonte brusquement jusqu'à sa valeur maximale. Celui des émetteurs en fait autant, tandis que le potentiel collecteur de T_2 diminue brusquement.

Les cyclogrammes que nous avons tracés ne sont en réalité distincts à l'aller et au retour (pendant la montée ou la descente de e) que pour les valeurs de e comprises entre e_1 et e_2 . Nous avons représenté ces cyclogrammes très légèrement dédoublés pour les valeurs e extérieures à l'intervalle e_1 - e_2 , afin d'aider à la compréhension de ces courbes. C'est pour les mêmes raisons que nous n'avons pas tracé exactement les unes sur les autres les parties verticales des cyclogrammes, correspondant aux basculements. Les flèches tracées indiquent dans quel sens évoluaient les tensions des différentes électrodes pendant les relevés.

Le fonctionnement du trigger de Schmitt est, comme on le voit, assez difficile à comprendre. Les cyclogrammes que nous avons définis peuvent très bien s'observer

ver dans la pratique, en attaquant la base de T_1 par une tension somme d'une tension continue et d'une composante alternative à 50 Hz. On attaque en même temps l'amplificateur de déviation horizontale d'un oscilloscope par une tension à 50 Hz en phase avec la composante alternative appliquée à la base de T_1 . En connectant l'entrée Y de l'oscilloscope aux différents points à observer, on voit se tracer sur l'écran de ce dernier les cyclogrammes de la figure 182, si la composante continue de la tension de base de T_1 est comprise entre les seuils et que la composante alternative ait une amplitude suffisante pour faire franchir ces seuils.

Si les valeurs des résistances ont été mal choisies (R_3 ou R_4 trop faibles, R_2 ou R_5 trop élevées), il n'y aura pas basculement, l'ensemble se comportera simplement comme un amplificateur voisin du L.T.P. dont nous avons déjà parlé, comportant une réaction positive qui est insuffisante pour arriver au phénomène cumulatif.

Dans la réalisation du montage de la figure 181, on place souvent un petit condensateur en shunt sur la résistance R_2 pour accélérer les basculements. Il n'est pas indispensable au fonctionnement.

Dans le cas de sa réalisation à transistors, le trigger de Schmitt a souvent tendance à entrer en oscillations spontanées du fait des déphasages introduits aux fréquences élevées par les deux transistors. L'élimination de ces oscillations est quelquefois délicate. Le petit condensateur en shunt sur R_2 peut, paradoxalement, provoquer l'élimination par l'avance de phase qu'il introduit.

Il est d'ailleurs rare que ces oscillations se produisent lorsqu'on réalise un trigger de Schmitt avec des transistors basse fréquence.

Il importe de penser, pour un trigger de Schmitt dont les seuils sont relativement éloignés (écart supérieur à 0,3 V) au courant base du transistor T_1 . En effet, quand ce transistor est bloqué (e petit), le courant base est presque nul. En revanche, quand T_1 débite, son courant base peut être important.

La source de tension qui attaque la base de T_1 doit donc être capable de débiter le courant de base nécessaire sans que sa tension s'en trouve trop affectée. En particulier, si sa résistance interne a une valeur telle que le produit de cette résistance par le courant base de T_1 (quand celui-ci est conducteur) soit supérieur à l'écart des seuils, le trigger ne bascule plus.

Si on attaque le trigger avec une source dont la résistance interne, sans avoir la valeur critique ci-dessus, est trop élevée, il en résulte une diminution de l'écart des seuils.

Comme on le voit sur les cyclogrammes de la figure 182, celui qui est le plus rectangulaire est la représentation de la tension du collecteur de T_2 . C'est donc sur ce collecteur que nous sortirons la tension la plus voisine des signaux rectangulaires parfaits quand nous attaquerons la base de T_1 par une tension alternative (ajoutée à une composante continue égale à la moyenne des seuils).

En effet, quand e est inférieure au seuil bas e_2 , le transistor T_1 est bloqué, et e sans action sur le montage. Par contre, si e est supérieure à e_1 l'état du transistor T_1 dépend de e comme le montre, par exemple, le cyclogramme relatif à la tension de collecteur de ce transistor. Mais, dans ces conditions, le transistor T_2 est bloqué et le potentiel de son collecteur est égal à $+E$: c'est donc ce potentiel de collecteur qui sera insensible aux variations de e en dehors des seuils.

Dans le calcul des éléments du trigger de Schmitt, que nous verrons en fin de ce chapitre avec quelques autres calculs, il n'y a pratiquement pas lieu de tenir compte de la résistance R_5 . On sait en effet que, pour la plupart des transistors, le courant collecteur est pratiquement indépendant de la tension collecteur (principe n° 5).

Il existe d'autres réalisations possibles du trigger de Schmitt. Par exemple celle de la figure 183, qui est constitué d'un transistor *p-n-p* (T_1) et d'un *n-p-n* (T_2). On voit que, si le transistor T_1 est bloqué, il n'envoie pratiquement aucun courant par son collecteur; il n'y aura pas de chute de tension dans R_1 , et le transistor T_2 ne recevra pas de courant sur sa base. Ce transistor n'aura pas de courant collecteur, il n'y aura pas de chute de tension dans R_3 , et T_1 restera bien bloqué.

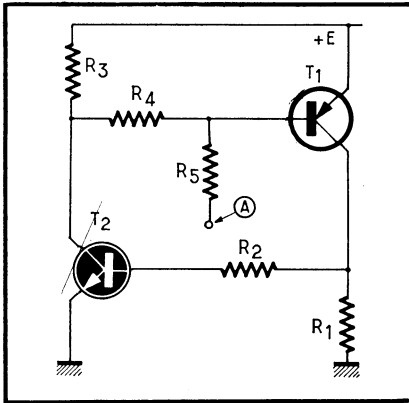


Fig. 183. — Trigger de Schmitt utilisant un transistor *n-p-n* et un *p-n-p*. Les deux transistors sont bloqués à la fois ou conducteurs à la fois. Exemple de réalisation : $R_1 = R_3 = 1\text{ k}\Omega$, $R_2 = R_4 = 10\text{ k}\Omega$, $R_5 = 2,2\text{ k}\Omega$, $T_1 = 2\text{ N } 396$ ou analogue, $T_2 = 2\text{ N } 377$ ou analogue, $E = +6\text{ V}$, seuils en (A) : $7,2\text{ V}$ (blocages) et $5,8\text{ V}$ (déblocages).

Abaissons maintenant le potentiel du point A : nous allons faire croître un courant base dans le transistor T_1 . Le courant collecteur de ce transistor deviendra bientôt suffisant pour envoyer dans la base de T_2 un courant notable. T_2 se mettra à conduire, la chute de tension dans R_3 permettant de maintenir T_1 conducteur.

Si, maintenant, nous remontons le potentiel du point A, nous arriverons à une valeur pour laquelle nous pourrions diminuer suffisamment le courant base de T_1 pour que l'ensemble des deux transistors se rebloque.

Ce type de trigger, assez peu employé comme tel, diffère fondamentalement du montage de la figure 181 en ceci : les deux transistors qui le constituent sont bloqués ensemble ou conducteurs ensemble.

On peut assez facilement calculer les états correspondant au déblocage : le courant collecteur de T_1 se partage en deux, entre les résistances R_1 - R_2 . Ce partage se fait pratiquement en raison inverse des valeurs de ces résistances. La base de T_2 étant pratiquement au potentiel zéro (principe n° 4), il passe dans cette base un courant égal à E/R_2 .

Ce courant doit être suffisant pour maintenir T_2 à l'état de saturation. Ceci s'exprime par la relation :

$$\beta_2 \frac{E}{R_2} > E \left(\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right)$$

le second membre de cette inégalité étant la valeur maximale du courant collecteur de T_2 .

La valeur maximale du courant base de T_1 , en supposant le point A en l'air, est E/R_4 .

Pour que le transistor T_1 puisse être amené à saturation avec ce courant base, il faut donc que l'on ait :

$$\beta_1 \frac{E}{R_4} > E \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right)$$

Il n'est d'ailleurs pas indispensable que les deux transistors fonctionnent à la saturation; si nous avons envisagé cette hypothèse, c'est parce que les calculs sont plus faciles à faire dans ce cas et que l'on connaît alors exactement la valeur des signaux que l'on obtient sur les collecteurs.

Ce type de trigger de Schmitt, relativement peu employé tel quel, représente la solution de choix pour réaliser le « disjoncteur électronique » des alimentations stabilisées à transistors.

Nous citerons enfin un dernier type de trigger de Schmitt : celui qui utilise comme élément actif une diode tunnel : son schéma est indiqué sur la figure 184 dont on remarquera la simplicité.

La courbe de la diode tunnel étant tracée sur la figure 185, nous avons tracé également, sur cette dernière, les différentes positions possibles de la droite de charge relative à la tension e et à la résistance R . Quand e varie, cette droite de charge se déplace dans un mouvement de translation, sa pente restant la même puisque R ne change pas.

Fig. 184. — Trigger de Schmitt à diode tunnel : à une variation continue de e correspond une variation discontinue de S , quand la droite de charge relative à la tension e et à la résistance R cesse de couper en trois points la caractéristique de la diode. Les tensions de sortie sont faibles mais les basculements très rapides.

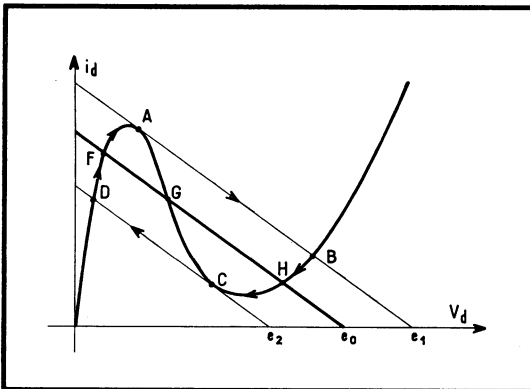
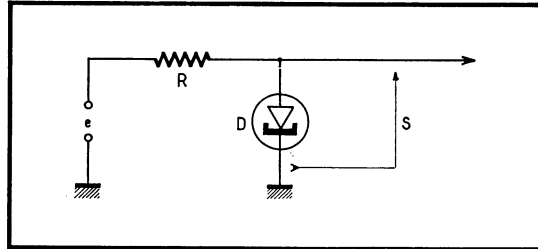


Fig. 185. — En traçant sur la caractéristique de la diode tunnel les droites de charges relatives à R et aux diverses valeurs de e , on voit que, pour $e = e_0$, il y a trois états possibles (dont un qui est instable en G). Par contre, si e monte au-dessus de e_1 , le point figuratif est à droite de la vallée. Pour e inférieur à e_2 , ce point est à gauche du pic.

Pour la valeur e_0 de e , nous voyons que le montage peut se trouver dans trois états possibles, correspondant aux points F, G et H. En G, la caractéristique de la diode tunnel, à résistance négative, empêche l'état d'être stable; les deux états possibles du montage sont donc réduits à F et H.

Si, en augmentant e , on amène la droite de charge à être tangente à la caractéristique de la diode tunnel, près du point de pic (en A), pour une très légère augmentation de e , la seule position stable possible du montage est celle qui correspond à un point situé à droite de la vallée (point B).

Diminuons maintenant la tension e , le point figuratif de l'état du montage

parcourra la région de la caractéristique située autour du point de vallée. Quand e arrivera à la valeur e_2 et un peu en-dessous, la droite de charge correspondante étant tangente à la caractéristique de la diode tunnel au point C, le seul état possible du système sera celui qui est représenté par un point situé à gauche du point de pic.

Ce type de trigger, permettant d'obtenir des fronts extrêmement raides (de l'ordre de la nanoseconde) a, en revanche, l'inconvénient de donner une tension de sortie très faible (0,3 V pour une diode tunnel au germanium; 0,6 V pour une diode tunnel à l'arséniure de gallium ou au silicium) ⁽¹⁾.

5. — BISTABLE SYMÉTRIQUE DU TYPE ECCLES-JORDAN

Les montages que nous allons étudier maintenant ont deux états stables comme le trigger de Schmitt, mais ils sont essentiellement conçus pour passer d'un état à l'autre lorsqu'on envoie une impulsion sur une entrée déterminée. Le type de bistable que nous avons envisagé comme application des circuits logiques, symbolisé sur les circuits 156 et 157, n'est pas encore ce que nous voulons réaliser maintenant. Il nécessite, pour passer d'un état déterminé (appelé état repos) à l'autre état (appelé état travail), une impulsion appliquée sur une entrée déterminée; une fois ce premier basculement effectué, pour le faire repasser de l'état travail à l'état repos, c'est sur une autre entrée qu'il faut appliquer l'impulsion.

Le schéma typique d'un bistable du type Eccles-Jordan est indiqué sur la figure 186. Chaque transistor commande depuis son collecteur la base de l'autre par une liaison continue faite d'un pont de deux résistances.

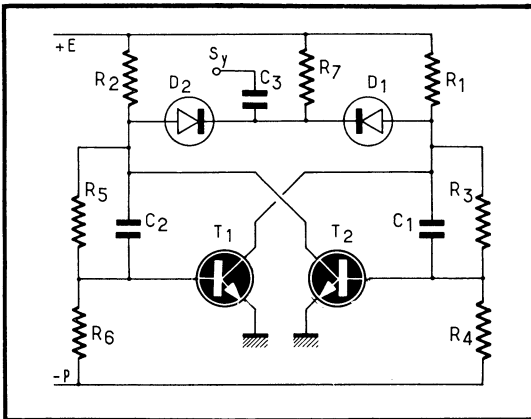


Fig. 186. — Bistable classique d'Eccles-Jordan, dans lequel un transistor bloqué maintient l'autre à la saturation. Il y a deux états possibles. Exemple de réalisation: $R_1 = R_2 = 1\text{ k}\Omega$, $R_3 = R_5 = 10\text{ k}\Omega$, $R_4 = R_6 = 18\text{ k}\Omega$, $R_7 = 10\text{ k}\Omega$, $R_4 = 10\text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 220\text{ pF}$, $C_3 = 470\text{ pF}$, $+E = +6\text{ V}$, $-P = -6\text{ V}$ (avec n'importe quels transistors $n-p-n$).

Les valeurs des résistances et des tensions d'alimentation et de polarisation sont choisies de telle sorte que, quand un transistor est bloqué, il fait conduire l'autre (en général à la saturation); quand un transistor débite, il provoque le blocage de l'autre.

1. Voir dans l'additif 8. la réalisation du Trigger de Schmitt à partir de circuits intégrés.

Le montage est réalisé d'une façon aussi symétrique que possible, les deux transistors ont des caractéristiques voisines, les résistances de collecteur sont également voisines et les ponts de résistances sont faits avec des éléments appariés.

Nous considérons d'abord le cas d'un tel basculeur fonctionnant à la saturation.

Supposons que, initialement, le transistor T_1 soit conducteur et T_2 bloqué. C'est cet état que nous appellerons « état repos ». Envoyons par le condensateur C_3 une impulsion négative sur les cathodes des deux diodes de déclenchement : le collecteur de T_2 va recevoir cette impulsion, il la transmettra par le pont R_5 - R_6 (et surtout par le condensateur C_2) à la base de T_1 , qui va se bloquer.

A la fin de cette impulsion, les deux transistors s'étant trouvés momentanément bloqués, lequel va se mettre à conduire le premier ? C'est ici qu'interviennent les condensateurs C_1 et C_2 . Dès le début du blocage de T_1 , le potentiel de son collecteur a commencé à remonter. Cette remontée est transmise à la base de T_2 , partiellement par le pont R_3 - R_4 , et totalement, en ce qui concerne son front raide, par le condensateur C_1 . Puisque le potentiel de la base de T_2 , initialement négatif, remonte fortement en raison de la remontée du potentiel collecteur de T_1 , c'est le transistor T_2 qui se débloquentera le premier à la fin de l'impulsion.

Les condensateurs C_1 et C_2 ne jouent plus du tout le même rôle que ceux que l'on pouvait mettre en parallèle avec R_4 dans le monostable de la figure 178 ou avec R_2 dans le trigger de Schmitt de la figure 181 ; dans ces deux derniers cas, il s'agissait de rendre la liaison continue aperiodique pour lui permettre de passer correctement les fronts raides. Au contraire, dans le basculeur bistable de la figure 186, ces condensateurs ont pour but de transmettre davantage les fronts raides apparaissant sur les collecteurs. Autrement dit, la liaison d'un collecteur à la base de l'autre transistor n'est *pas aperiodique*. Elle transmet plus les fréquences élevées que les fréquences basses.

On explique souvent le rôle des diodes D_1 et D_2 en disant qu'elles sont chargées de réaliser un « aiguillage » de l'impulsion de déclenchement vers le collecteur du transistor qui est bloqué. Cette explication est inexacte. En effet, si l'on peut penser à ce rôle au premier abord, puisque le transistor bloqué a son collecteur à potentiel élevé, il ne faut pas oublier que, dès le début du basculement, le potentiel collecteur de l'autre transistor remonte aussi. Pour reprendre l'analogie « ferroviaire », nous dirons que les diodes D_1 et D_2 peuvent bien jouer le rôle de l'aiguillage de l'impulsion, mais que la manœuvre de cet aiguillage a lieu pendant le passage du train.

Le rôle des diodes est, en réalité, de permettre de déconnecter le collecteur d'un basculeur, dès que ce basculeur a commencé à fonctionner.

Pour bien faire comprendre ce rôle, nous en donnerons une analogie mécanique. Supposons une succession de personnes qui doivent plonger dans une piscine depuis un tremplin. Celui qui règle le rythme des plongeurs « déclenchera » chaque plongeur en le poussant dans le dos au moment voulu. Si la main du « synchroniseur » était fixée sur le dos du plongeur, il n'y aurait que deux possibilités : ou bien cette fixation empêcherait le plongeur de sauter (retenu qu'il est par la liaison de son dos avec la main du synchroniseur), ou bien le synchroniseur serait entraîné avec le plongeur dans l'eau. Il faut donc que la liaison de celui qui pousse avec celui qui bascule soit unilatérale : elle transmet l'effet depuis celui qui pousse vers celui qui bascule mais ne le retransmet pas en sens inverse.

C'est exactement le rôle des diodes qui transmettent l'impulsion négative passant par C_3 vers le collecteur adéquat, mais ne permettent pas à la diminution brusque de potentiel du collecteur, résultant du basculement, de réagir sur la source

de déclenchement, pas plus qu'elles ne permettent à cette source d'empêcher le basculement.

Nous verrons plus loin un exemple d'utilisation des diodes en aiguillage; dans ce cas, il faudra prévoir des circuits retardateurs qui feront en sorte que le fonctionnement de cet aiguillage n'ait pas lieu pendant le basculement, mais après.

Si le montage est réalisé de telle sorte que chaque transistor soit à la saturation quand il conduit, le potentiel de collecteur correspondant sera presque nul. Nous pourrions admettre des résistances R_4 et R_6 de valeur très élevée et obtenir cependant un blocage efficace de chaque base pendant que le transistor opposé est à la saturation.

On peut même, dans certains cas, supprimer les résistances R_4 et R_6 de même que la tension de polarisation $-p$. On obtient un bistable plus simple, mais son fonctionnement est moins fiable. En effet, quand le transistor T_1 , par exemple, est à la saturation, on compte sur la faible valeur de sa tension de collecteur pour maintenir T_2 bloqué. Or, on commande T_2 à travers la résistance R_3 . Le transistor T_2 a donc sa base réunie à la masse (ou presque) par la résistance R_3 ; dans ces conditions, son blocage peut ne pas être parfait, son courant de collecteur étant, comme nous l'avons vu (fig. 53), compris entre I_{cs} et I_{ce0} . Ces deux valeurs étant fortement fonction de la température, il est recommandé de n'utiliser le basculeur sans résistances R_4 et R_6 qu'avec des transistors de faible fuite et fonctionnant à une température relativement basse.

La simplification ultime du basculeur conduirait au montage D.C.T.L. que nous avons déjà vu sur la figure 118 et qui est difficile à déclencher en symétrique, du fait de l'absence des condensateurs de liaison exagérant le passage des fronts raides de chaque collecteur vers la base opposée.

Quelle valeur doivent avoir les résistances pour que le blocage de T_2 , par exemple, amène T_1 à la saturation? Quand T_2 est bloqué, il faut raisonner sur le montage comme si l'on avait retiré ce transistor de son support : le courant base de T_1 lui arrive à travers R_2 et R_5 , une partie s'en allant à travers R_6 . Ce courant base est donc égal (en supposant le potentiel de base presque nul selon le principe n° 4) à :

$$\frac{E}{R_2 + R_5} - \frac{p}{R_6}$$

Le courant maximal de collecteur de T_1 est un peu inférieur à E/R_1 . En effet, c'est bien ce dernier courant qui s'écoule à travers la résistance R_1 quand le potentiel du collecteur de T_1 est nul; mais, pour obtenir le courant collecteur exact de T_1 , il faut retrancher à E/R_1 le courant qui s'écoule à travers R_3 et R_4 vers la source de polarisation $-p$, ce dernier courant valant :

$$\frac{p}{R_3 + R_4}$$

Pour simplifier les choses (et obtenir une condition plus dure que celle qui est vraiment nécessaire), nous supposons le courant de collecteur de T_1 égal à E/R_1 , et nous écrivons la condition de saturation de T_1 sous la forme :

$$\frac{E}{R_2 + R_5} - \frac{p}{R_6} > \frac{1}{\beta_1} \times \frac{E}{R_1}$$

Si l'on veut faire fonctionner le basculeur à des fréquences élevées, tout en continuant à utiliser les transistors en régime de saturation, il faut employer des

modèles qui ne présentent pas un temps de désaturation important. Il existe des transistors qui permettent des temps de basculement d'une dizaine de nanosecondes ou même moins en fonctionnement saturé. Dans ce cas, il peut être bon de shunter la résistance R_7 par une diode dont la cathode serait reliée au $+E$. Le rôle de cette diode est d'éviter une polarisation positive croissante, supérieure à $+E$, du point commun de R_7 et des cathodes des deux diodes.

Différentes publications, issues des constructeurs de transistors étrangers, disent que l'on peut déclencher un basculeur ainsi perfectionné en appliquant à C_3 des tensions sinusoïdales. C'est en particulier des basculeurs de ce type qui sont censés fonctionner, toujours selon ces notices, à plus de 200 MHz de fréquence de récurrence des impulsions d'entrée. L'auteur, ayant essayé les différents montages décrits dans ces notices en est arrivé à la conclusion qu'il ne disposait pas des transistors vraiment conformes aux normes ou qu'alors les schémas correspondants n'avaient peut-être pas donné les résultats indiqués lors de leurs essais chez le constructeur. Quoi qu'il en soit, il est toujours préférable de déclencher un basculeur par des impulsions.

Un type de basculeur présentant une grande fiabilité est schématisé sur la figure 187. On voit que, en ce qui concerne le couplage des transistors, il est identique à celui de la figure 186. Il en diffère cependant par le mode d'attaque. Cette attaque est réalisée par les diodes D_1 et D_2 qui sont reliées respectivement aux bases des transistors, et non à leurs collecteurs, comme sur le montage de la figure 186.

C'est dans ce montage que les diodes vont jouer un véritable rôle d'aiguillage. Supposons en effet que, initialement, le montage soit dans l'état « repos », c'est-à-dire que T_1 soit à la saturation et T_2 bloqué.

Le potentiel du point A est donc presque zéro; celui du point D est arrivé

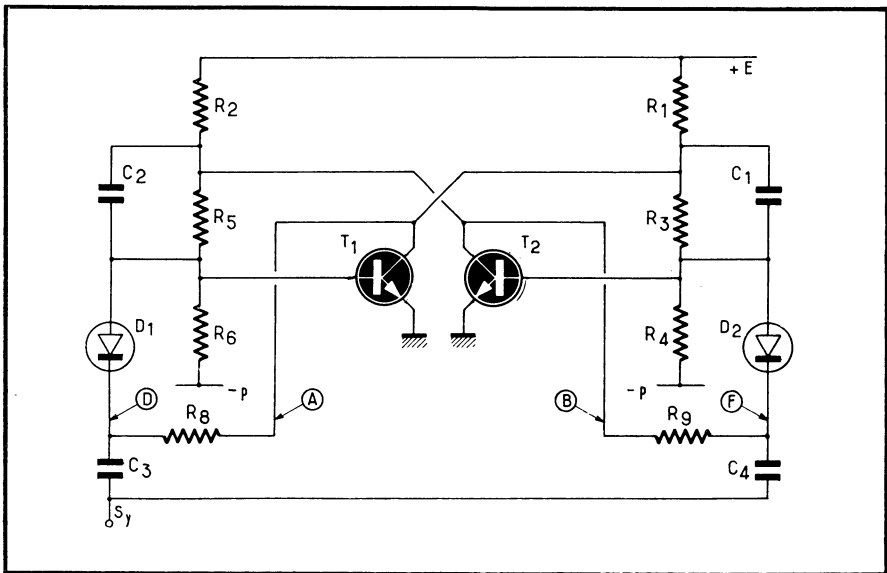


Fig. 187. — Bistable symétrique dans lequel les deux diodes de commande des collecteurs, contrairement à leur rôle dans le montage de la figure 186 (coupure de la liaison montage-source de déclenchement après le basculement), jouent un rôle d'orientation des impulsions de déclenchement en raison de la présence des filtres passe bas $R_8 - C_3$ et $R_9 - C_4$, agissant en retardateurs.

à cette même valeur après un temps suffisant. Par contre, le potentiel du point B est fortement positif, de même que celui du point F, si le basculement précédent a eu lieu depuis un temps suffisant. Envoyons en même temps une impulsion négative aux armatures inférieures de C_3 et C_4 : c'est la diode D_1 qui va conduire la première, puisque son anode est à un potentiel voisin de zéro et sa cathode aussi; la diode D_2 a, au contraire, son anode légèrement négative et sa cathode fortement positive.

L'impulsion de déclenchement sera donc appliquée uniquement à la base de T_1 et bloquera ce dernier. Le potentiel du point A va s'élever tandis que celui du point B va diminuer. Mais il faut tenir compte de la présence des condensateurs C_3 et C_4 : les variations des potentiels des points D et F ne suivront pas immédiatement les variations des potentiels de A et B respectivement. En effet, quand le potentiel de A s'élève, celui de D ne s'élèvera qu'après le temps nécessaire pour charger le condensateur C_3 à travers la résistance R_8 . On rendra la constante de temps R_3C_3 supérieure à la durée de l'impulsion et à celle du basculement du montage. Ainsi, l'action d'aiguillage des diodes, commandée par la position précédente du basculeur, ne se modifiera pas *pendant le basculement*, mais *après*. Au bout d'un temps égal à deux ou trois fois les constantes de temps R_8C_3 et R_9C_4 (elles sont égales), le basculeur est prêt à fonctionner de nouveau : une impulsion négative appliquée aux deux condensateurs ne passera que par la diode D_2 .

Dans ce basculeur, comme dans celui de la figure 186, nous aurions pu utiliser séparément les diodes D_1 et D_2 si nous avions voulu un basculeur à deux entrées, chacune d'entre elles ne pouvant provoquer qu'un seul type de basculement (par exemple du repos au travail seulement). Nous aurions alors réalisé un basculeur du type de celui qui est schématisé en circuit logique sur la figure 156.

Quand on veut augmenter la fréquence de fonctionnement d'un basculeur, on a quelquefois intérêt à le déclencher par des transistors mis en parallèle sur les transistors de basculeur; ce sont ces transistors que l'on appelle les « pull-over ». Avec un montage de ce type, utilisant des transistors 2N 769, l'auteur est arrivé à le faire fonctionner avec des impulsions d'entrée dont la fréquence de récurrence allait de 50 à 100 MHz.

Si l'on désire obtenir de grandes fréquences de basculement avec des transistors ayant des temps de désaturation élevés, il faut utiliser un basculeur dont les transistors, à l'état de conduction, ne soient pas saturés. Dans ce cas, la meilleure solution consiste à imposer la valeur de leur courant d'émetteur, ce qui impose, par conséquent, la valeur de courant collecteur; on choisira comme valeur de ce courant une intensité insuffisante pour faire tomber le potentiel du collecteur aussi bas que celui de l'émetteur.

La figure 188 indique une réalisation possible de basculeur bistable non saturé. Quand un des transistors est bloqué, par exemple T_2 , le potentiel base de l'autre est le même que si le transistor bloqué était retiré de son support. Pour T_1 , ceci nous donnera un potentiel de base égal à :

$$V_b = E \frac{R_6}{R_2 + R_5 + R_6}$$

Puisque ce transistor conduit, le potentiel de son émetteur sera très voisin de celui de sa base. La chute de tension dans la résistance R_8 sera donc voisine de $V_b + E'$, ce qui correspond à un courant dans cette résistance égal à :

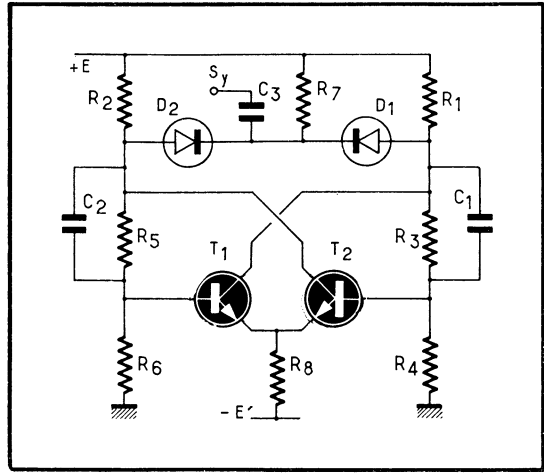
$$\frac{V_b + E'}{R_8}$$

Un tel courant passant dans la résistance de collecteur du transistor conducteur (ici R_1) provoquera donc, dans cette résistance, une chute de tension égale à :

$$\frac{V_b + E'}{R_8} R_1$$

La somme de cette chute de tension et de la valeur V_b devra être inférieure à E , pour que le transistor conducteur ne soit pas saturé.

Fig. 188. — Bistable dans lequel on impose le courant des émetteurs par la résistance R_8 retournant à $-E'$; on peut ainsi empêcher les transistors d'aller à saturation quand ils débitent et accélérer les basculements en supprimant les temps de désaturation des bases.



Dans un tel montage, il importe que les valeurs des résistances R_1 et R_2 soient bien égales, puisque c'est le même courant qui va les traverser quand le transistor dont elles alimentent le collecteur sera conducteur. Dans le montage de la figure 185, cette égalité n'avait pas beaucoup d'importance, à condition que les inégalités définissant la saturation des deux transistors dans leur état de conduction soient satisfaites simultanément.

On utilise souvent, pour éliminer la source de polarisation négative figurant sur les schémas des figures 186 et 187, une polarisation positive des émetteurs au moyen d'une résistance placée entre les deux émetteurs (réunis entre eux) et la masse. A ce moment, les deux résistances R_4 et R_6 retournent à la masse et non à la tension $-p$. Dans ce cas, comme pour le basculeur non saturé, il est important que les deux résistances R_1 et R_2 aient des valeurs bien égales pour que les courants collecteurs des deux transistors soient les mêmes. En effet, si ces courants n'étaient pas égaux, il y aurait une variation du potentiel des émetteurs en fonction de l'état du basculeur. De toutes façons, on place toujours un condensateur entre la masse et les émetteurs pour maintenir constant le potentiel de ces derniers, même pendant l'application de l'impulsion de basculement qui bloque momentanément les deux transistors à la fois.

Il existe beaucoup d'autres bistables à commande symétrique; nous citerons simplement l'un d'entre eux, qui utilise le dispositif semiconducteur désigné par la marque déposée de « Transwitch » (de *Transitron Electronic Co*) qui est une espèce de redresseur commandé au silicium, ayant la propriété, quand il est à l'état conducteur, de pouvoir être bloqué si l'on applique une impulsion de polarité adéquate sur son électrode de commande.

Le schéma d'un bistable utilisant un transwitch est reproduit sur la figure 189; nous avons employé pour symboliser ce dispositif le symbole choisi par le constructeur. Supposons que, initialement, le transwitch soit bloqué. Le potentiel du point A est alors égal à $+15\text{ V}$, de même que celui des points B et D. Comme le point F est aussi à $+15\text{ V}$, c'est la diode D_2 qui se débloquent la première si nous appliquons une impulsion négative au point G. Cette diode, envoyant une impulsion négative à l'émetteur du transwitch (l'électrode qui s'en va vers le bas), rendra celle-ci négative, ce qui est possible en raison de la présence de la diode D_3 . Il y aura amorçage du transwitch et le courant commencera à passer, ne laissant entre les bornes collecteur et émetteur du dispositif qu'une tension d'environ 1 V .

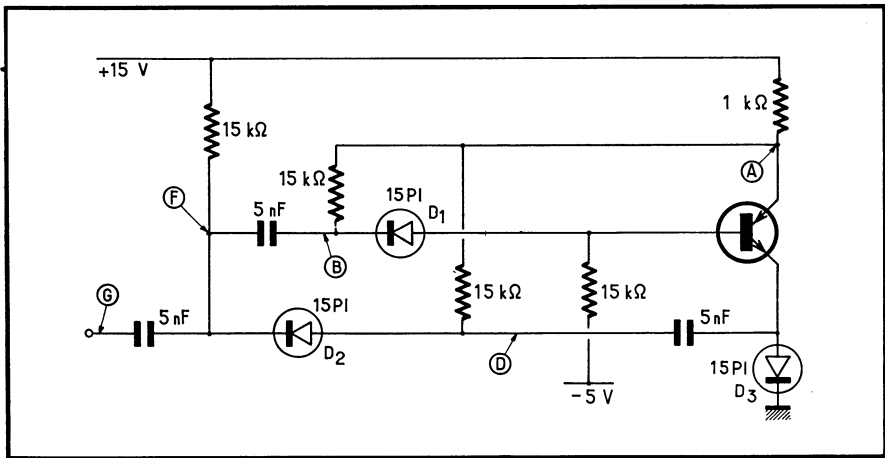


Fig. 189. — Type de réalisation d'un bistable utilisant un semiconducteur à quatre couches, réalisé sous le nom de « Transwitch ».

Le potentiel des points B et D s'étant abaissé à environ $1,5\text{ V}$, l'impulsion négative suivante, appliquée en G, passera d'abord par la diode D_1 qui, la première, sera conductrice; cette impulsion arrivera sur la base (électrode de commande) du transwitch et bloquera celui-ci.

Nous avons décrit ce bistable en raison de sa généralisation possible et surtout de son application dans certains dispositifs réalisés en circuits intégrés ⁽¹⁾.

6. — CALCUL DES CIRCUITS MONOSTABLES ET BISTABLES

Nous avons indiqué les déterminations de quelques courants dans les circuits monostables et bistables. Nous allons revenir sur le sujet en indiquant comment on peut, dans de tels circuits, déterminer certaines caractéristiques des états possibles.

1. Voir dans l'additif 9. les types de circuits intégrés bistables.

Commençons par le monostable du type qui est schématisé sur la figure 178. Nous avons déjà établi la condition de fonctionnement en saturation pour le transistor T_2 au repos et pour le transistor T_1 pendant le basculement. Rappelons que cette dernière condition est :

$$\frac{E}{R_2 + R_4} - \frac{\rho}{R_5} > \frac{1}{\beta_1} \times \frac{E}{R_1}$$

Comment avons-nous choisi les valeurs de résistances des transistors T_1 et T_2 ? Comme toujours, dans ces montages, nous avons considéré la possibilité pour les transistors de se trouver à leur dissipation maximale, c'est-à-dire avec une tension de collecteur égale à la moitié de la tension d'alimentation. On sait que, dans ce cas, la dissipation de collecteur est égale au quart de la puissance qui serait fournie à la résistance de collecteur si elle était branchée sur la tension E directement. En réalité, nous pourrions admettre des résistances de collecteur plus faibles puisque, si nous avons respecté les conditions ci-dessus, nous pouvons être sûr que les transistors fonctionneront toujours au blocage ou à la saturation.

Si, par exemple, nous utilisons une source d'alimentation de 12 V, nous savons que 12 V appliqués à une résistance de 1 440 Ω représentent une dissipation de 100 mW. Si nous utilisons une résistance collecteur de 1 440 Ω avec une tension d'alimentation de 12 V, la dissipation collecteur maximale sera donc de 25 mW. Elle sera, bien entendu, beaucoup plus basse, si le transistor fonctionne uniquement au blocage ou à la saturation.

En général, la valeur minimale de résistance collecteur, imposée par les conditions de dissipation, ne nous gêne pas. Pour le fonctionnement en saturation, ce qui limite la valeur minimale de résistance est la considération de courant maximal de collecteur ou du courant base correspondant, nécessaire pour amener le transistor à la saturation.

Comme toujours, quand on raisonne sur l'un des états d'un système basculeur, on doit supposer que le transistor qui est bloqué n'existe plus. Tout se passe comme s'il était retiré de son support.

Supposons que, pour réaliser le montage de la figure 178, nous utilisons deux transistors dont les dissipations collecteur maximales soient de 100 mW. Nous pourrions donc, même sans tenir compte du fait qu'ils travaillent au blocage ou à la saturation, descendre la résistance de chaque collecteur jusqu'au quart de 1 440 Ω , c'est-à-dire jusqu'à 360 Ω . Une telle résistance, sous 12 V, laissera passer un courant de 33 mA. Avec un β de l'ordre de 30, il nous faudra donc fournir aux transistors un courant base d'environ 1 mA.

Le plus souvent, il ne sera pas nécessaire de choisir des valeurs de résistances collecteur aussi basses. On augmenterait inutilement la consommation du montage; d'autre part, la diminution des résistances de base entraîne une augmentation correspondante du condensateur de liaison, à période constante.

Par exemple, si nous voulons assurer un courant de 1 mA de base au transistor T_2 , il faudra que R_3 soit inférieure à 12 000 Ω . Avec un condensateur de liaison C de 1 μ F, ceci représente une constante de temps de 12 ms, soit une période d'environ 8 ms pour l'univibrateur.

En multipliant les valeurs de résistances envisagées ci-dessus par quatre, ce qui ne présente aucun inconvénient, au contraire, nous pourrions également diviser la capacité du condensateur C par quatre, en gardant la même période.

Comment déterminerons-nous les valeurs *maximales* des résistances de collecteur? Il faudra que les courants de fuite des transistors, passant par ces résis-

tances, n'y provoquent que des chutes de tension faibles. Puisque les transistors, à l'état bloqué, seront polarisés par une tension inverse, leur courant de fuite sera réduit à I_{cb_0} .

Ce courant, valant quelques microampères à la température ambiante, peut augmenter fortement avec la température et arriver à des valeurs assez élevées (près de $100 \mu\text{A}$ par exemple) à des températures de 60 ou 70°C . Si l'on est gêné par le courant de fuite, on peut toujours utiliser des transistors au silicium. Si, pour une raison quelconque, on est obligé d'utiliser des transistors de puissance, le courant de fuite peut alors être beaucoup plus important.

Quoi qu'il en soit, avec les valeurs usuelles de courant de fuite ne dépassant pas $100 \mu\text{A}$, nous voyons qu'une résistance collecteur de moins de $10\,000 \Omega$ ne provoquera qu'une chute de tension inférieure au volt avec ce courant de fuite. Si, comme il y a toute raison de le supposer, le courant de fuite est inférieur à une vingtaine de microampères, la chute de tension correspondante sera alors inférieure à $0,2 \text{ V}$, ce qui n'a que peu d'importance, surtout pour une tension d'alimentation de 12 V . Il n'y a pas lieu de faire d'autres calculs pour l'univibrateur de la figure 178.

En revanche, les calculs sont un peu plus complexes pour celui de la figure 180. Nous commencerons par le cas où l'on a monté sur cet ensemble les résistances R_6 et R_7 , ainsi que la diode D . Pour que cette dernière agisse, nous avons choisi un rapport R_7/R_6 inférieur au rapport R_3/R_2 .

Supposons, par exemple, que nous ayons choisi ce rapport R_7/R_6 de $1/5$. En supposant toujours une tension d'alimentation $+E$ de 12 V , cela signifie que le potentiel $+p$ de la cathode de la diode D est égal à $+2 \text{ V}$. Le potentiel de l'anode de cette diode sera légèrement supérieur à 2 V , ainsi que celui de la base de T_2 . Étant donné que la diode base-émetteur de T_2 est analogue à la diode D , on peut en déduire que le potentiel des émetteurs des deux transistors, quand T_2 débite, est voisin de $+2 \text{ V}$ lui aussi.

Si nous choisissons une valeur de courant collecteur de T_2 égale à 9 mA dans l'état stable, comme nous retrouverons ce même courant dans R_3 avec une chute de tension de 2 V , cela nous donne pour R_3 la valeur 220Ω . Comme T_2 ne doit pas être saturé, la chute de tension provenant de ce courant de 9 mA dans la résistance R_2 doit être inférieure à 10 V ; ainsi le potentiel collecteur de T_2 sera supérieur à 2 V . Cette condition nous conduit à limiter la valeur de R_2 à environ $1 \text{ k}\Omega$.

Quand le transistor T_2 débite, T_1 doit être bloqué. Il faut donc que sa base soit à un potentiel suffisamment bas pour que, son émetteur étant à $+2 \text{ V}$, le transistor soit bloqué. En consultant les caractéristiques de ce transistor, nous voyons, par exemple, que le courant collecteur restera pratiquement nul tant que la base ne sera pas à $0,15 \text{ V}$ au-dessus du potentiel de l'émetteur. Nous sommes donc conduit à choisir un rapport de résistances R_4/R_5 tel que le potentiel de la base de C_1 soit inférieur à $2,15 \text{ V}$. Pour avoir une meilleure sécurité de fonctionnement nous limiterons ce potentiel à $2,0 \text{ V}$.

Comme le courant collecteur de T_1 , pendant la période du monostable, est inférieur au courant collecteur de repos de T_2 (9 mA) et que le potentiel des émetteurs est, dans cet état, inférieur à 2 V , nous sommes certain que le transistor T_1 ne sera jamais en état de saturation si sa résistance R_1 est inférieure à $1 \text{ k}\Omega$. Supposons donc que nous choisissons cette valeur pour R_1 .

Nous allons maintenant chercher quel est le potentiel minimal de base de T_1 assurant un fonctionnement correct.

Nous trouverons cette valeur minimale par une suite de calculs, supposant chaque fois une valeur déterminée, de plus en plus basse, du potentiel de la base de T_1 .

Supposons d'abord ce potentiel égal à $+1$ V. En examinant les caractéristiques du transistor T_1 , nous constatons que, pour des courants de collecteur compris entre 8 et 4 mA, sa tension base-émetteur est voisine de 0,2 V. Après le basculement, nous trouverons donc un potentiel des émetteurs inférieur de 0,2 V à la tension base de T_1 , ce qui nous donnera 0,8 V.

Avec une telle tension d'émetteur, dans une résistance de 220 Ω , cela représente un courant de 3,6 mA dans T_1 , soit une chute de 3,6 V dans R_1 . Cette chute sera retransmise intégralement par le condensateur C à la base de T_2 .

Cette dernière était, avant le basculement, au potentiel de $+2,2$ V (les 0,2 V correspondant à la chute de tension directe dans la diode D).

Une chute de 3,6 V en partant d'un potentiel de $+2,2$ V, amènera la base de T_2 à un potentiel de $-1,4$ V : l'émetteur de ce transistor étant tombé au potentiel de 0,8 V, on voit que T_2 sera parfaitement bloqué. On en conclut que le monostable fonctionnera parfaitement avec un potentiel de base de T_1 égal à $+1$ V. On peut même en tirer une conclusion supplémentaire : le potentiel de la base de T_2 , tout de suite après le basculement, sera de $-1,4$ V. Il va remonter, suivant une loi exponentielle, vers une valeur correspondant à $+12$ V. Le rebasculement aura lieu quand ce potentiel franchira la valeur $+1$ V (déblocage de T_2). Autrement dit, la tension aux bornes de R sera, tout de suite après le basculement, de 13,4 V et elle va décroître suivant une loi exponentielle ayant pour valeur asymptotique zéro. C'est lorsque cette tension passera par la valeur 11 V (base de T_2 à $+1$ V) que le monostable rebasculera. La période de ce monostable sera donc le temps nécessaire pour que C se décharge dans R depuis la valeur 13,4 jusqu'à la valeur 11. La consultation d'une table de logarithmes népériens (ou d'une courbe de décharge exponentielle) nous apprend que le temps correspondant est 0,20 RC.

Si nous recommençons le même calcul, en supposant maintenant que le potentiel fixe de la base de T_1 est égal à $+0,5$ V, nous supposons tout d'abord que l'émetteur de T_1 , après le basculement, est tombé à 0,3 V. Ceci correspondrait à un courant de 1,5 mA environ : la consultation des courbes du transistor nous montre que, pour un courant collecteur de cet ordre, la différence de potentiel base-émetteur du transistor n'est plus que 0,17 V. Avec cette seconde approximation, nous voyons que le potentiel de l'émetteur de T_1 tombera en réalité à 0,33 V. Le courant collecteur de T_1 sera donc exactement de 1,5 mA.

La chute de potentiel correspondante du collecteur de T_1 sera donc de 1,5 V. La base de T_2 , partant du potentiel $+2,2$ V, va baisser de 1,5 V : elle arrivera donc à 0,7 V. Comme le potentiel de l'émetteur de ce transistor se trouve, après le basculement (en supposant que celui-ci ait eu lieu normalement) à un potentiel de 0,33 V (c'est-à-dire inférieur à celui qui peut prendre la base), on en déduit que le transistor T_2 n'est pas bloqué. Nous en concluons que, si la base de T_1 est portée au potentiel $+0,5$ V, le basculement ne peut pas avoir lieu. En recommençant le même calcul, avec quelques valeurs comprises entre 0,5 et 1 V pour le potentiel de base de T_1 , on trouve que la valeur limite minimale de ce potentiel est de l'ordre de 0,65 V.

Ce potentiel de base peut donc varier entre $+0,65$ et $+2,0$ V.

On voit que, dans ce calcul, les caractéristiques propres des transistors T_1 et T_2 sont fort peu intervenues. Nous les avons rencontrées dans la détermination des valeurs de résistance de base (et encore pas tellement) puisque les transistors

ne fonctionnent à saturation ni l'un ni l'autre). Les tensions base-émetteur des transistors sont peu variables d'un modèle à l'autre : on constate que, en première approximation, les résultats sont pratiquement indépendants des transistors utilisés pour constituer le montage. Notons toutefois que ces résultats dépendent encore moins des transistors dans la réalisation du type de la figure 178.

Passons maintenant au calcul des éléments du trigger de Schmitt, tel qu'il est représenté sur la figure 181. Nous allons d'abord nous occuper de l'état dans lequel T_1 est bloqué et T_2 débite. Comme toujours, pour faire les raisonnements correspondants, nous supposons que le transistor T_1 a été retiré de son support.

C'est donc un diviseur de tension, formé par $R_1 + R_2$ d'une part, et R_3 d'autre part, qui polarise la base du transistor T_2 . En négligeant le courant base de ce transistor, on obtiendra donc un potentiel de base égal à :

$$E \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = p$$

En réalité, la base de T_2 consommera un certain courant. On peut considérer l'ensemble de $+E$ et des résistances R_1 , R_2 et R_3 comme une source dont la force électromotrice serait la valeur p définie ci-dessus et dont la résistance interne serait équivalente à la mise en parallèle de $R_1 + R_2$ d'une part, et R_3 d'autre part. Cette équivalence résulte de la transformation de Thévenin.

On pourra donc en déduire la correction à apporter à la valeur $+p$ pour trouver la vraie valeur du potentiel de base de T_2 , compte tenu du courant base de ce dernier.

Pour connaître le courant base de T_2 , il faut connaître son courant collecteur (ou émetteur). Nous allons nous l'imposer approximativement, en prenant une valeur raisonnable de courant collecteur, cette valeur nous conditionnant alors celle de la résistance R_4 .

Prenons un exemple numérique, en supposant cette fois, pour changer, que la tension $+E$ est égale à 6 V.

Nous choisirons, comme tension de repos $+p$, une valeur voisine de +2 V, c'est-à-dire du tiers de $+E$. Il faudra donc que $R_1 + R_2$ soit environ double de R_3 .

Comme nous pouvons prendre des résistances de collecteur relativement faibles, nous nous contenterons pour R_1 de 470 Ω . Nous sommes, à ce moment, conduit à donner à R_2 la valeur 3,3 k Ω et à R_3 la valeur 1,8 k Ω . La tension correspondant à $+p$ est alors égale à 1,94 V. La résistance équivalente à R_3 (1,8 k Ω) en parallèle avec $R_1 + R_2$ (3,77 k Ω) vaut 1,22 k Ω .

Nous choisirons, par exemple, un courant de repos de 10 mA dans le transistor T_2 . Pour un tel courant, les caractéristiques universelles du transistor T_2 nous apprennent, par exemple, qu'il y a une différence de potentiel voisine de 0,2 V entre la base et l'émetteur de T_2 .

Cet émetteur sera donc au potentiel de 1,75 V, ce qui s'obtiendra, pour 10 mA, avec une valeur de résistance R_4 voisine de 175 Ω (nous prendrons 180 pour tomber dans les valeurs normalisées). Pour que T_2 ne soit pas saturé, il faut que la chute de tension donnée par 10 mA dans la résistance R_5 soit inférieure à 4 V, ce qui nous limite la valeur de R_5 à environ 330 Ω .

Pour un courant collecteur de 10 mA, si le β de T_2 est égal à 50, ceci représente environ 0,2 mA de courant base. Un tel courant, traversant la résistance équivalente de 1,2 k Ω dont nous avons parlé plus haut, y provoquerait une chute de tension de 0,24 V. Notre potentiel de base ne serait plus alors 1,95 mais 1,7 V.

Comme nous tenons à cette valeur de potentiel de base voisin de 2 V, nous

corrigerons en conséquence la valeur de R_3 , par exemple en la portant à $2,2 \text{ k}\Omega$. La tension p définie plus haut passe à $2,2 \text{ V}$ tandis que la résistance équivalente à R_3 en parallèle à $R_1 + R_2$ devient $1,36 \text{ k}\Omega$. Dans cette dernière résistance, le courant de base de $0,2 \text{ mA}$ entraîne une chute de tension de $0,27 \text{ V}$. Le potentiel de base, compte tenu du courant de base, sera alors de :

$$2,2 - 0,27 = 1,93 \text{ V}$$

soit la valeur souhaitée.

Le potentiel des émetteurs étant de $1,7 \text{ V}$ environ, nous pouvons en déduire que le seuil supérieur e_1 sera de l'ordre de $1,85 \text{ V}$ (déblocage de T_1).

Quand le potentiel de la base de T_1 dépasse légèrement cette valeur e_1 , le transistor T_1 conduisant avec une intensité collecteur relativement importante, le potentiel des deux émetteurs tombe légèrement, mais sans que la différence entre ce potentiel et celui de la base de T_1 dépasse $0,3 \text{ V}$. On trouve alors sur les émetteurs un potentiel de $1,65 \text{ V}$, ce qui représente dans T_1 un courant de 9 mA environ.

Comme le collecteur de T_1 est relié au $+6 \text{ V}$ par 470Ω et à la masse par $R_2 + R_3$ soit $5,5 \text{ k}\Omega$, la transformation de Thévenin nous montre que tout se passe comme si le collecteur était alimenté depuis un point à potentiel $+5,52 \text{ V}$ à travers une résistance équivalant à R_1 en parallèle sur $R_2 + R_3$ soit 432Ω .

Dans cette résistance, un courant de 9 mA entraîne une chute de tension de $3,9 \text{ V}$ amenant le collecteur de T_1 à un potentiel voisin de $1,62 \text{ V}$. On voit que T_1 arrive pratiquement à l'état de saturation quand il se met à conduire : on en déduit que la valeur 470Ω pour R_1 était un peu trop élevée : il vaudrait mieux la réduire à 390Ω .

Pour trouver le seuil inférieur, il faudrait, pour que les calculs aient un sens, tenir compte de beaucoup de facteurs, y compris de la variation de tension base-émetteur de T_1 en fonction du courant collecteur. Un tracé graphique approximatif des cyclogrammes représentés sur la figure 182 permet une construction approchée du seuil inférieur.

En ce qui concerne les bistables symétriques, du type Eccles-Jordan, nous avons déjà indiqué les formules à respecter pour assurer la saturation des transistors quand on veut que ceux-ci fonctionnent ainsi. Il n'y a pas beaucoup d'autres calculs à faire sur ces éléments, sauf s'il s'agit de les utiliser avec une polarisation par les émetteurs : dans cette hypothèse le calcul est très simple et se ramène directement à celui de l'univibrateur de la figure 180, en tenant compte des conditions de saturation énoncées plus haut.

D'une façon générale, ces calculs sur les montages à plusieurs états stables se feront toujours en envisageant que, dans un état donné, on doit toujours supposer que le transistor bloqué est supprimé du montage.

CHAPITRE IX

STRUCTURE ET PROPRIÉTÉS DES MONTAGES IMPULSIONNELS COMPORTANT DES ÉLÉMENTS INDUCTIFS

Dans les montages basculeurs que nous avons étudiés jusqu'à présent, nous n'avons utilisé, en plus des éléments actifs (transistors normaux ou unijonction ou diodes tunnel), que des résistances ou des condensateurs.

Il arrive toutefois, dans ces montages, que l'on soit obligé d'utiliser quelques bobines de corrections dans les circuits de collecteur ou de base des transistors pour rendre les fronts de transition plus raides : ceci ne relève que de la technique vidéo classique.

Étant donné que les montages à transistors doivent surtout être considérés du point de vue intensité, alors qu'on envisageait dans les montages à tubes presque exclusivement le point de vue *tension*, il est normal de remarquer dans les premiers des éléments un peu différents de ceux que l'on employait avec les tubes.

En particulier, en ce qui concerne les dispositifs servant de « mémoire » (nous donnons à ce mot un sens plus général que celui qu'on lui attribue à propos des basculeurs bistables), nous pourrions conserver une « mémoire d'intensité » dans un bobinage, au lieu de conserver une « mémoire de tension » dans un condensateur.

Pour illustrer les possibilités des bobinages, nous commencerons par citer le cas des modifications possibles du circuit dérivateur. La version classique de ce circuit est représentée sur la figure 190 a : il s'agit d'un filtre passe-haut constitué d'un condensateur C en série et d'une résistance R en shunt. Une tension rectangulaire appliquée à l'entrée, en e , nous donnera à la sortie, en S, des impulsions

alternativement positives et négatives. Si le circuit est utilisé en filtre passe-haut, sa fréquence d'atténuation à 3 dB est celle pour laquelle l'impédance de C est, en module, égale à R.

On peut tout aussi bien constituer un circuit dérivateur selon le schéma de la figure 190 b. C'est également un passe-haut, réalisé cette fois avec une résistance R en série et un bobinage L en shunt. La fréquence qui correspond à une atténuation de 3 dB est celle pour laquelle l'impédance du bobinage est égale, en module, à R. La constante de temps correspondante est L/R .

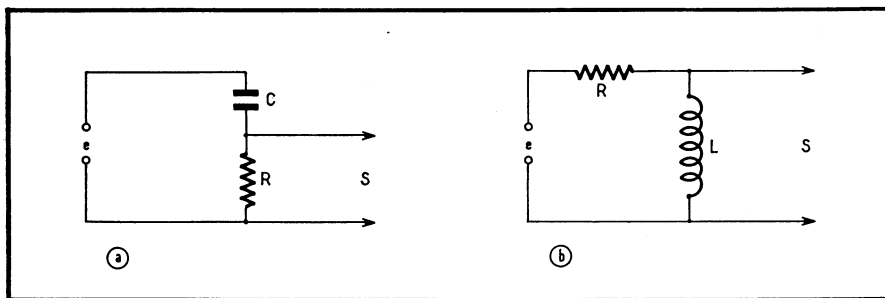
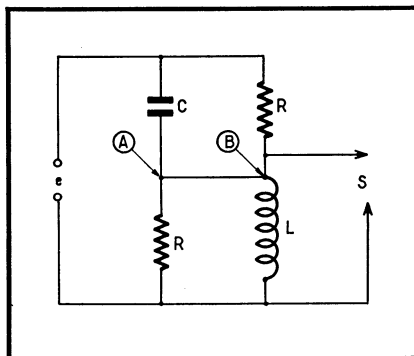


Fig. 190. — Au lieu de réaliser un circuit dérivateur par un filtre R-C, on peut aussi bien utiliser un bobinage comme le montre la figure b.

Fig. 191. — Les deux circuits dérivateurs de la figure 190, combinés en un seul, donnent un dérivateur dit « de Boucherot » qui présente une impédance d'entrée réelle et indépendante de la fréquence.



Les deux circuits de la figure 190 seront donc rigoureusement équivalents du point de vue de leurs courbes de transmission si l'on a réalisé l'égalité $RC = L/R$. Ils présenteront toutefois une différence du point de vue de leur impédance d'entrée : le circuit a ayant une impédance qui décroît de l'infini à R pour une fréquence qui croît de zéro à l'infini, tandis que, dans les mêmes conditions, l'impédance d'entrée de b croît de R à l'infini.

Les courbes de transmission de ces circuits sont tellement identiques que l'on peut utiliser ces deux circuits *simultanément* en les montant comme l'indique la figure 191. Il est facile de démontrer qu'il ne passe aucun courant dans la connexion qui joint le point A au point B. Dans ces conditions, en respectant la relation entre R, L et C que nous avons indiquée plus haut, nous avons affaire à un circuit qui, vu de l'entrée, présente une impédance indépendante de la fréquence, réelle et égale à R : c'est le circuit de Boucherot.

Les bobinages interviendront dans les circuits basculeurs de trois façons principales :

- comme éléments de mémoire de courant;
- comme éléments couplés à d'autres bobinages, pour réaliser des couplages régénératifs;
- associés à de nombreux condensateurs, pour réaliser des lignes à retard permettant de déterminer exactement la durée d'une impulsion brève.

1. — BOBINAGES EN « MÉMOIRE DE COURANT »

Nous citerons d'abord le multivibrateur à diode tunnel, tel qu'il est schématisé sur la figure 192. La pile insérée dans le circuit a une force électromotrice u comprise entre la tension de pic et la tension de vallée de la diode tunnel. Nous supposons d'abord que sa résistance interne est nulle.

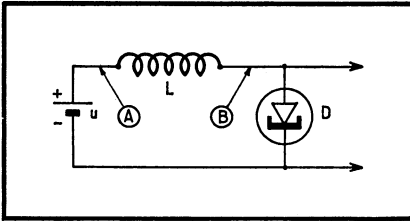
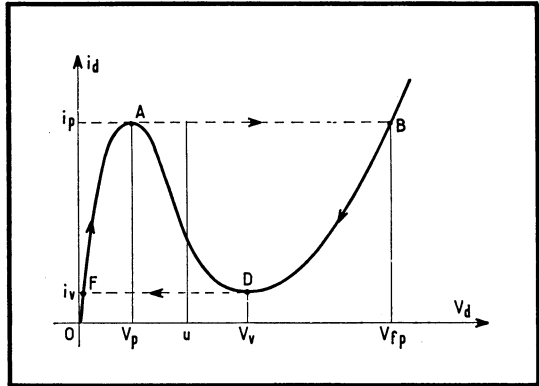


Fig. 192. — En alimentant une diode tunnel par une tension comprise entre les tensions de pic et de vallée de la diode, à travers un bobinage L , on réalise un multivibrateur astable.

Fig. 193. — Le point figuratif de fonctionnement, partant de l'origine, va vers le pic (A). Il y a transition presque instantanée (donc à courant constant) et le point se trouve en (B). Le courant dans la diode diminue alors, puisque le potentiel de l'anode de celle-ci est supérieur à u , et ceci jusqu'à ce que le point figuratif arrive en (D) au point de vallée. Une nouvelle transition quasi-instantanée (donc à courant constant) amène le point figuratif en (F).



Appliquons la tension au circuit à l'instant zéro. Comme nous le voyons sur la figure 193, le point figuratif de l'état de la diode tunnel est initialement en 0. Puisque la tension aux bornes de la diode tunnel est, tout d'abord, inférieure à u , une tension est appliquée aux bornes de L , rendant le potentiel du point A supérieur à celui du point B. Il en résultera une augmentation de l'intensité du courant dans L , comme le montre la figure 194 a. En même temps, la tension aux bornes de la diode tunnel croît depuis zéro jusqu'à V_p , le point figuratif se déplaçant de 0 jusqu'à A.

Que se passera-t-il quand le courant de la diode tunnel aura atteint sa valeur de pic? L'intensité ne peut plus augmenter car le courant de pic est le maximum qui puisse passer dans la diode. Mais il y a toujours une différence de potentiel

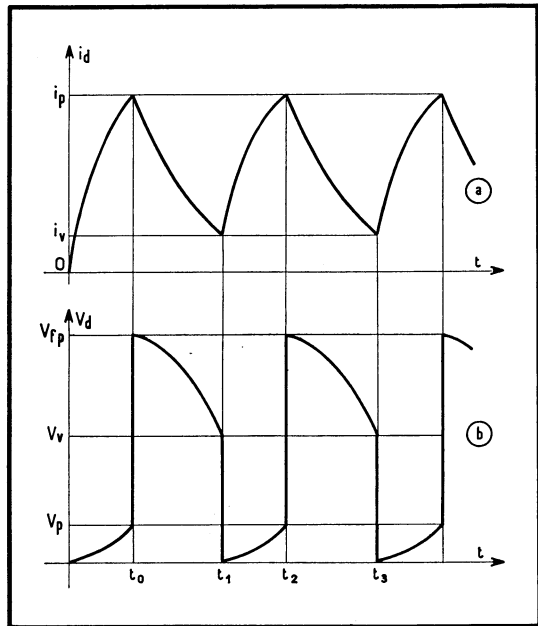
dans L, rendant le point A positif par rapport au point B. Le point figuratif doit donc changer de position, en allant vers la droite, ce qui correspond à une augmentation de tension aux bornes de la diode tunnel. Il ne pourra donc aller qu'au point B et il le fera en temps extrêmement court (de l'ordre de la nanoseconde). C'est parce que ce temps est très court que l'intensité qui traverse L ne peut pratiquement pas varier. Le bobinage L joue le rôle d'une « mémoire de courant » et le point figuratif se déplacera suivant une ligne horizontale A-B sur le graphique de la figure 193.

Une fois que ce point est arrivé en B, la tension aux bornes de la diode tunnel est très supérieure à la valeur u , puisqu'elle est égale à V_{fp} , valeur elle-même supérieure à V_v (tension de vallée).

Le potentiel du point B étant supérieur à celui du point A, l'intensité qui traverse le bobinage va commencer à décroître, sans changer de sens bien entendu.

Au fur et à mesure que cette intensité diminue, le point figuratif va se déplacer de B en D sur la figure 193. A l'instant t_1 , le point figuratif, est arrivé en D et l'intensité ne peut plus diminuer puisqu'elle est arrivée à la valeur du courant de vallée.

Fig. 194. — Le courant dans la diode tunnel varie sans présenter de discontinuités. Par contre, la tension aux bornes de la diode présente des variations brusques.



Mais, à l'instant t_1 , le potentiel de B, est toujours supérieur à celui de A, ce qui tendrait à faire diminuer encore l'intensité. C'est par une nouvelle transition très rapide (donc à courant constant du fait de la présence de L) que le point figuratif va sauter de D en F. Ce passage se fera aussi en un temps de l'ordre de la nanoseconde.

Une fois le point figuratif arrivé en F, la tension aux bornes de la diode tunnel est presque nulle et le phénomène recommence, le courant croissant dans la diode de la valeur I_v , jusqu'à la valeur I_p entre les instants t_1 et t_2 , tandis que la tension aux bornes de la diode croît d'une valeur presque nulle (abscisse du point F) jusqu'à la tension de pic. La durée de cette nouvelle évolution ($t_2 - t_1$) est un

petit peu plus courte que celle de la première (t_0). Après ce premier fonctionnement, le multivibrateur continue à fonctionner suivant une loi périodique.

La fréquence d'oscillation de ce multivibrateur ne dépend pratiquement que du coefficient de self-induction de L. La valeur de u influe un peu sur cette fréquence et surtout sur le rapport des temps $t_2 - t_1$ et $t_1 - t_0$.

On peut très facilement, avec un tel montage, produire des signaux à fronts raides à une fréquence de récurrence de plus de 50 MHz. Ce multivibrateur est un générateur idéal pour mesurer les temps de montée des oscilloscopes, étant donné qu'il engendre des signaux dont les fronts raides sont de l'ordre de la nanoseconde, inférieurs donc au temps de montée de la plupart des oscilloscopes classiques (en excluant les modèles à échantillonnages).

Nous avons supposé jusqu'à présent qu'il n'y avait dans le circuit comportant la pile, le bobinage et la diode tunnel, aucune résistance ohmique. En réalité, si la pile u peut en avoir très peu (éventuellement on la découple par un condensateur de valeur adéquate), le bobinage L en aura toujours un peu, surtout si l'on a voulu lui donner un coefficient de self-induction élevé.

Quelle sera l'influence de cette résistance série? Elle peut, en particulier, empêcher le courant de la diode tunnel d'atteindre la valeur de pic. Dans ce cas, il n'y aura plus d'oscillation. Si nous faisons abstraction du bobinage L, la droite de charge relative à la tension d'alimentation u et à la résistance série parasite R doit passer à droite du point A sur la figure 193. Nous serons donc amenés, si cette résistance R est notable, à augmenter la valeur de u .

Mais, en agissant ainsi, nous pouvons craindre d'amener la droite de charge à passer à droite du point D. Le courant dans la diode tunnel ne pouvant plus descendre à la valeur I_v , nous empêcherons également le fonctionnement. Il faut donc que la droite de charge (toujours en faisant abstraction du bobinage L) passe à droite du point A et à gauche du point D. Quand cette droite passera simultanément par ces deux points, nous nous trouverons dans le cas limite représenté par la droite en trait gras sur la figure 195. Une telle droite de charge, passant par les points de pic et de vallée, correspond donc à une résistance parasite égale à :

$$R = \frac{V_v - V_p}{i_p - i_v}$$

Si la résistance parasite est supérieure à cette valeur, nous ne pourrions pas faire fonctionner le montage de la figure 192 en multivibrateur. Plus la résistance R s'approche de cette valeur critique (en lui étant inférieure), plus la tolérance sur u est serrée. Avec des résistances R faibles, la tolérance pour u augmente. Si R était nulle, u pourrait théoriquement varier entre V_p et V_v .

C'est ce qui explique que l'on ne puisse que difficilement diminuer la fréquence du multivibrateur à diode tunnel en dessous d'une dizaine de kilohertz. Pour diminuer la fréquence, il faut en effet augmenter le coefficient de self-induction de L, ce qui entraîne automatiquement une augmentation de la résistance ohmique de ce bobinage.

On peut parfaitement utiliser le montage de la figure 192 pour en faire un univibrateur (monostable). Il suffit de prendre une tension u telle que la droite de charge se place par rapport à la caractéristique de la diode tunnel, comme le montre la droite en maigre sur la figure 195. Cette droite coupe la caractéristique de la diode tunnel en un point G, situé légèrement à gauche du point A. Le montage peut donc rester dans l'état correspondant; une impulsion positive, appliquée au point A ou B du montage de la figure 192, fait franchir au point figuratif le point A

sur la figure 195, après quoi le cycle s'accomplit normalement et l'ensemble tend à revenir à l'état stable qui correspond au point figuratif G, après un seul fonctionnement.

On peut dire, en quelque sorte, que le multivibrateur de la figure 192, équipé d'une diode tunnel, correspond au montage de la figure 169, équipé d'un transistor unijonction. Nous avons vu que la caractéristique courant-tension de l'émetteur d'un transistor unijonction était voisine de celle d'une diode tunnel, à condition de permuter les axes des tensions et des intensités. Dans le montage de la figure 169, c'est un condensateur C, en parallèle sur le transistor unijonction, qui garde une mémoire de tension. Dans le montage de la figure 192, c'est un bobinage L, en série avec la diode tunnel, qui conserve une mémoire de courant. On peut, de même, comparer le monostable à diode tunnel au monostable à transistor unijonction.

Fig. 195. — Si, pour une tension u donnée dans le multivibrateur de la figure 192, la résistance ohmique du bobinage L fait que la droite de charge statique (en maigre) passe à gauche du point (A), le montage n'est plus astable, il devient monostable, (G) correspondant à un régime stable. On peut retrouver un fonctionnement astable en augmentant u , à condition que la résistance ohmique en série avec L soit inférieure à la pente qui correspond à la pente de la droite de charge AD (en trait gras).

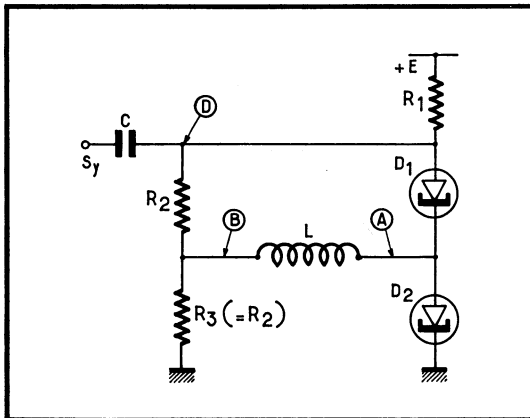
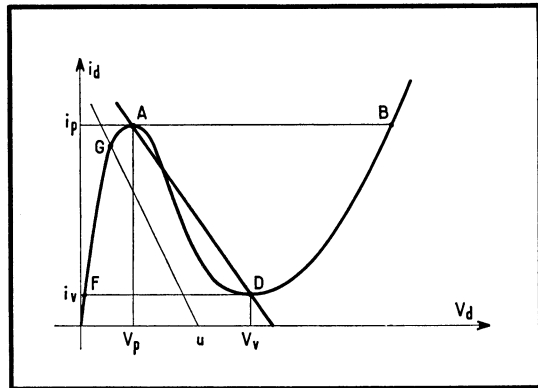


Fig. 196. — Bistable à diodes tunnel. L'une des deux diodes est, au repos, soumise à une tension légèrement inférieure à la tension de pic, l'autre se trouvant soumise à une tension légèrement supérieure à la tension de vallée. C'est le bobinage L qui joue le rôle de « mémoire temporaire d'état », permettant le basculement.

Nous en arrivons maintenant au montage bistable symétrique à diode tunnel. Son schéma est indiqué sur la figure 196.

Les deux diodes tunnel D_1 et D_2 sont identiques, leurs caractéristiques communes étant représentées sur la figure 197. Nous choisissons, comme régime de fonctionnement des diodes, des valeurs de courant et de tension correspondant aux points figuratifs A et B sur cette figure. Autrement dit, il y aura une des deux

diodes qui fonctionnera avec un courant I_1 légèrement inférieur au courant de pic et une tension à ses bornes V_1 légèrement inférieure à la tension de pic. L'autre diode fonctionnera avec une tension aux bornes V_2 légèrement supérieure à la tension de vallée, et elle sera traversée par une intensité I_2 légèrement supérieure au courant de vallée.

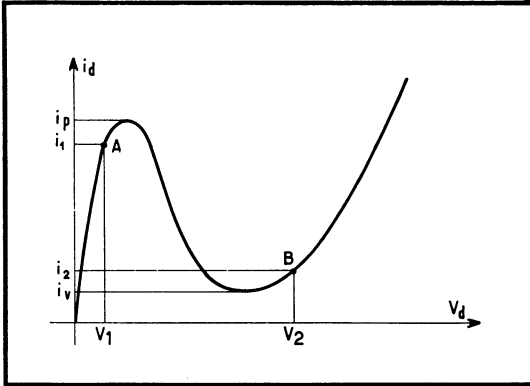


Fig. 197. — Les points (A) et (B) correspondent aux états des deux diodes du montage de la figure 196, ces diodes étant supposées identiques.

Nous dirons pour simplifier qu'une diode est dans « l'état A » ou « l'état B » quand la tension à ses bornes et le courant qui la traverse sont les coordonnées des points A et B respectivement.

La résistance du bobinage L , en courant continu, étant négligeable, les tensions que nous trouverons aux bornes des résistances R_2 et R_3 sont égales aux tensions qui existent respectivement aux bornes de D_1 et D_2 . Les résistances R_2 et R_3 sont égales.

Supposons que, au début, ce soit la diode D_1 qui se trouve dans l'état A, et D_2 dans l'état B. Il passe une intensité dans D_1 supérieure à celle qui traverse D_2 , la différence $I_1 - I_2$ doit traverser le bobinage L du point A vers le point B.

Appelons R la valeur commune de R_2 et R_3 . Puisqu'il y a la tension V_1 aux bornes de R_2 , le courant qui traverse cette résistance vaut : V_1/R . De même, le courant qui traverse R_3 vaudra : V_2/R .

Il faudra donc que la somme algébrique des trois courants qui arrivent au point B soit nulle, ce qui nous donne :

$$I_1 - I_2 = \frac{V_2 - V_1}{R}$$

Cette relation nous permet de calculer la valeur de R .

Nous pourrions en déduire l'intensité qui traverse R_2 , qui est égale au quotient de V_1 par cette valeur R calculée. En y ajoutant l'intensité I_1 qui passe dans la diode D_1 , nous aurons l'intensité totale qui traverse la résistance R_1 . Il faut que, avec cette intensité totale, la chute de tension dans R_1 soit égale à la valeur : $E - V_1 - V_2$, puisque $V_1 + V_2$ représente la tension totale que l'on doit avoir entre le point D et la masse.

L'autre état possible de ce montage serait celui dans lequel D_1 est dans l'état B et la diode D_2 dans l'état A.

Montrons maintenant qu'une impulsion appliquée à travers C va faire passer le montage d'un état dans l'autre. Nous supposons que, initialement, c'est D_1 qui est dans l'état A, et D_2 dans l'état B.

L'impulsion positive, appliquée à travers C, tend à augmenter le potentiel du point D : le courant tendra donc à augmenter dans R_2 et R_3 et aussi dans l'ensemble des deux diodes tunnel. La présence du bobinage L fait que la différence des courants des deux diodes doit rester pratiquement constante : l'intensité ne pouvant varier brusquement dans un bobinage et l'impulsion de déclenchement étant très courte, le courant qui passe dans L (différence des courants des deux diodes), doit rester constant pendant l'impulsion. Les intensités qui traversent D_1 et D_2 vont donc augmenter toutes les deux de la même valeur. Pour D_2 cela n'aura pas d'importance, mais, pour D_1 , nous arriverons rapidement à ce que le courant qui la traverse dépasse la valeur du courant de pic. La diode doit alors changer d'état, et le courant qui la traverse baissera tandis qu'elle tendra vers l'état B.

Le courant dans le bobinage L, qui passait de B vers A, va continuer à passer en décroissant progressivement. Ce courant va donc entraîner un abaissement du potentiel du point A, favorisant le passage de D_1 dans l'état B, et de D_2 dans l'état A.

Le courant dans D_1 tend donc vers I_2 , alors qu'il tend vers I_1 plus élevé dans D_2 . Progressivement, le courant s'inversera dans le bobinage L et reprendra, après un temps qui dépend de la valeur de L, une valeur égale à celle qu'il avait avant le basculement, mais le sens du courant aura changé.

On constate que, ici, le bobinage L joue le même rôle que les condensateurs « mémoire de tension » dans les basculeurs bistables représentés dans les figures 186, 187 et 188.

Le bistable à diodes tunnel, fort intéressant pour le fonctionnement aux fréquences très élevées, présente l'inconvénient de ne délivrer qu'une tension de sortie extrêmement faible. Il est d'ailleurs très difficile de coupler un premier bistable de ce type à un second. Ce bistable est surtout destiné à être couplé à un autre étage de type différent (à transistors par exemple).

2. — MONTAGES A COUPLAGES INDUCTIFS RÉGÉNÉRATIFS

Dans les montages que nous allons examiner maintenant, la réaction de la sortie vers l'entrée d'un étage amplificateur (nécessaire pour obtenir un effet cumulatif) est obtenue au moyen d'un transformateur. Dans ces conditions, on peut se contenter d'un étage amplificateur ne comportant qu'un seul transistor, puisqu'il est toujours possible de brancher le secondaire du transformateur dans le sens adéquat pour provoquer des oscillations.

Un exemple de ce type de montage est l'oscillateur sinusoïdal classique, dans lequel l'entretien des oscillations est assuré par un couplage du bobinage du circuit oscillant de collecteur avec un bobinage situé dans la base ou dans l'émetteur. Les montages dont nous nous occupons actuellement n'ont pas pour but de produire des oscillations sinusoïdales, tant s'en faut.

Nous commencerons par la version monostable de l'oscillateur bloqué (ou blocking).

Son schéma est indiqué sur la figure 198. Les enroulements L_1 et L_2 sont étroitement couplés, le sens des bobinages est indiqué par les points. Cette notation a la signification suivante sur un schéma, un point rond tracé à une extrémité

du bobinage indique que cette extrémité est celle par laquelle l'opération de bobinage a été terminée, en supposant que la bobineuse tourne toujours dans le même sens.

En raison du sens de couplage choisi, quand le courant dans L_1 a tendance à augmenter une tension est induite dans L_2 et tend à rendre la base du transistor T positive par rapport à la masse.

A l'état de repos, la résistance du bobinage L_2 étant négligeable, et R étant relativement faible, le transistor fonctionne comme si sa base était plus ou moins directement à la masse : il est bloqué; il peut demeurer dans cet état aussi longtemps que l'on veut.

Commençons maintenant, par un moyen quelconque, à faire passer une faible intensité dans L_1 . Il en résultera une tension induite dans L_2 qui tend à rendre la base T positive et à augmenter encore plus le courant dans L_1 : le phénomène est cumulatif.

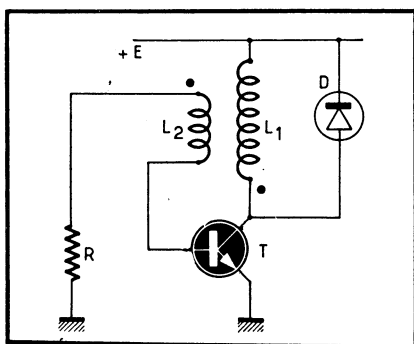


Fig. 198. — Oscillateur bloqué en une alternance (blocking) à transistor, prévu pour un fonctionnement déclenché. La diode D protège le collecteur des surtensions lors du reblocage du transistor.

Nous arriverons donc très rapidement dans un état où le transistor T est amené à la saturation. Le potentiel de son collecteur se maintient alors à zéro.

Si nous appelons n le rapport de transformation du transformateur constitué par les bobinages L_1 et L_2 (le bobinage L_1 comportant n fois plus de tours que L_2), à une tension constante égale à E aux bornes du primaire L_1 correspondra une tension également constante, égale à E/n , dans le bobinage L_2 .

Cette tension E/n se trouve appliquée à la jonction base-émetteur de T, en série avec R. La valeur de R étant relativement importante par rapport à la résistance de la jonction base-émetteur de T, on peut dire que le courant de base de ce transistor est pratiquement égal à : E/nR .

Donc, tant que le courant collecteur du transistor n'a pas atteint la valeur :

$$I_{\max} = \frac{\beta E}{nR}$$

le transistor T est à la saturation, et le potentiel de son collecteur reste nul, comme on le voit sur les courbes de la figure 199.

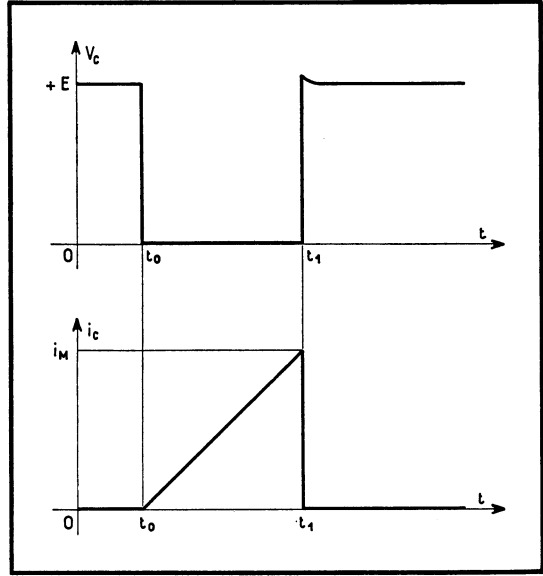
Puisqu'une tension constante E est appliquée aux bornes du bobinage L_1 , l'intensité qui traverse ce dernier (c'est-à-dire le courant collecteur de T) croît suivant une loi linéaire puisque :

$$L_1 \frac{d(I_c)}{dt} = E \quad \text{donc } I_c = \frac{E}{L_1} t$$

en désignant par t le temps qui s'est écoulé depuis le moment où le courant collecteur a commencé à passer.

Ce courant croîtra donc suivant cette loi linéaire, jusqu'à ce qu'il atteigne la valeur maximale I_{\max} . Il y arrivera à l'instant t_1 ; le transistor T cessera alors d'être à la saturation et le potentiel de son collecteur remontera. La diminution de tension aux bornes de L_1 , transmise par couplage à L_2 , provoquera une diminution du courant base de T et l'on assistera à un blocage très rapide de ce dernier.

Fig. 199. — Formes d'ondes du blocking de la figure 198 : pendant la conduction, le transistor reste à saturation. Le potentiel de son collecteur est donc nul; il y a une tension constante appliquée au primaire du transformateur, donc un courant qui croît linéairement en fonction du temps dans le primaire.



C'est d'ailleurs pourquoi il est nécessaire de prévoir, en parallèle sur L_1 , une diode D qui empêche le potentiel de collecteur de devenir très positif par rapport à $+E$ au moment du blocage.

Il est très facile de calculer la durée du signal apparaissant sur le collecteur; si nous appelons T cette durée, nous devons avoir :

$$\frac{E}{L_1} T = \frac{\beta E}{nR}, \quad \text{d'où} \quad T = \frac{\beta L_1}{nR}$$

Pour déclencher ce blocking monostable, on peut envoyer une impulsion négative sur le collecteur de T au moyen d'une diode, ou une impulsion positive sur sa base, ou envoyer une impulsion de sens adéquat dans un troisième enroulement couplé à L_1 et L_2 . On peut aussi utiliser un transistor « pull-over », en parallèle avec T, en débloquent sa base pendant un temps très court.

Ce type de blocking monostable se prête très bien à la création de signal rectangulaire unique, de flancs très raides et dont la durée peut descendre à une centaine de nanosecondes ou même moins.

On peut monter ce blocking différemment, en particulier commander le transistor T au moyen de l'enroulement L_2 en montant T en base commune. Dans ces conditions, la valeur du β du transistor n'influera plus sur la durée du signal. Il faudra alors prévoir un rapport n assez grand pour attaquer avec une impédance suffisamment faible l'émetteur du transistor T.

On peut également monter ce blocking en système astable selon le schéma de la figure 200. Si nous revenons sur ce montage, c'est qu'il nous semble une bonne illustration des erreurs que l'on peut commettre dans l'emploi des transistors en ne respectant pas les « principes » que nous avons cités au début de cet ouvrage.

Le fonctionnement du montage de la figure 200 est très facile à comprendre : la résistance R décharge le condensateur C (en supposant le point A négatif par rapport à la masse) jusqu'à ce que, la base de T devenant légèrement positive, une oscillation se produise suivant le mécanisme que nous avons indiqué à propos du montage monostable de la figure 198. Le courant de base qui passe dans T charge alors pendant un temps très court le condensateur C, rendant négatif le point A. Le transistor reste bloqué jusqu'à ce que sa base arrive de nouveau à un potentiel légèrement positif, du fait de la décharge de C à travers R.

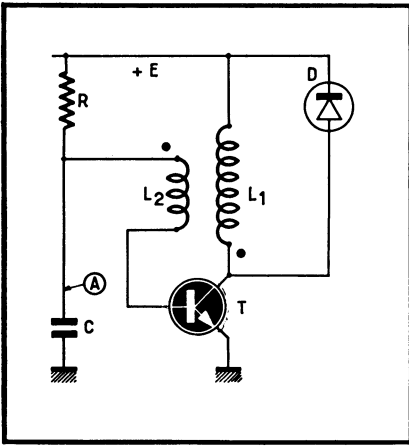
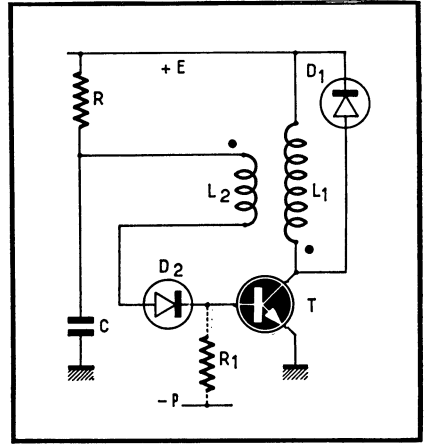


Fig. 201. — Essai tenté pour remédier au défaut du montage de la figure 200 : la diode au silicium D_2 , laissant passer le courant de commande normal de la base de T, empêche le courant de fuite I_{cb0} d'aller vers C. Mais, alors, la base est en l'air et le courant de fuite de T monte à I_{ce0} , beaucoup plus élevé. L'utilisation d'un contre courant injecté par R_1 depuis une source $-p$ n'arrange rien.

Fig. 200. — Exemple de blocking astable dans lequel une imprécision sur la fréquence de récurrence était causée par le courant de fuite I_{cb0} de T qui, variant avec la température, s'ajoutait au courant dans R pour décharger C.



Ayant réalisé un blocking de ce type, l'auteur s'est aperçu que la fréquence de récurrence du blocking n'était pas très stable en fonction de la température. En examinant le montage de près, il lui a été facile de reconnaître que la cause de cette instabilité était l'influence du courant de fuite base-émetteur du transistor T.

En effet, quand le point A est à un potentiel négatif, le condensateur C se trouve déchargé par un courant qui, depuis la source +E, arrive au point A. Mais il se trouve également déchargé par le courant de fuite I_{cb0} du transistor T, traversant L_1 , la jonction collecteur-base de T et L_2 . Or ce dernier courant varie beaucoup avec la température, accélérant notablement la décharge de C quand la température s'élève.

La première idée de l'auteur a donc été de barrer le passage à ce courant de fuite, en disposant une diode au silicium D_2 , comme l'indique la figure 201. Cette diode transmettait bien la commande normale de la base (courant allant vers la base du transistor qui était un $n-p-n$), mais bloquait complètement (la diode était de très bonne qualité) le courant de fuite collecteur-base du transistor, ce courant *sortant* par la base.

Le montage ayant été réalisé, les essais ont montré qu'il dérivait un peu moins en température que celui de la figure 200; malheureusement, une élévation de température relativement légère a amené la destruction du transistor T pour la plus grande stupéfaction de l'auteur... qui avait, en effet, oublié que, si l'on bloque le passage du courant de fuite collecteur-base dans un transistor, ce qui revient à laisser cette base en l'air, ce courant de fuite doit passer par la jonction base-émetteur et que la fuite du transistor n'est plus alors le I_{cb_0} mais le I_{ce_0} . Le transistor utilisé par l'auteur devait avoir un I_{cb_0} déjà important; le I_{ce_0} correspondant était donc très grand. Ce courant augmente très rapidement avec la température, doublant à peu près tous les 11°C d'élévation de la température de la jonction; il a donc pris, pour une température ambiante de 65°C , une valeur suffisante pour amorcer un emballement thermique du transistor (la tension collecteur du transistor restant égale à $+E$ pendant le blocage du courant collecteur). Après avoir réalisé la cause de la destruction du transistor, ce qui, pour être honnête, a demandé à l'auteur plusieurs jours de réflexion, il est apparu que la solution du problème était de fournir à la base du transistor, à droite de la diode D_2 , un contre-courant permettant au transistor d'avoir un courant de fuite réduit à I_{cb_0} quand il était bloqué : ce résultat a été obtenu en ajoutant sur le montage de la figure 201, la résistance R_1 retournant à une polarisation $-p$.

Le courant traversant R_1 avait été choisi nettement supérieur au courant I_{cb_0} du transistor à la température maximale de fonctionnement. Il en est donc résulté le fait suivant : le transistor, pour être bloqué complètement (courant collecteur réduit à I_{cb_0}), doit avoir sur sa base un contre-courant *égal* à I_{cb_0} , mais *pas supérieur* à cette valeur. Or, la résistance R_1 en fournissait davantage, donc le potentiel de base pendant le blocage devenait négatif, prenant n'importe quelle valeur, et la période de fonctionnement n'avait plus aucune stabilité.

La seconde erreur de l'auteur était donc d'avoir voulu fournir à la base un contre-courant largement supérieur à celui qui était nécessaire.

Mais alors comment fournir à cette base le contre-courant adéquat, puisque celui-ci varie en fonction de la température? La solution était fort simple : il suffisait de mettre sur la base du transistor la cathode d'une diode, dont l'anode aurait été reliée à la masse (c'est-à-dire à l'émetteur du transistor).

Dans ces conditions, le courant traversant R_1 se partagera, pendant le blocage du transistor, en deux :

- une partie fournira le contre-courant de base I_{cb_0} nécessaire à bloquer le transistor;
- le reste passera à travers la diode supplémentaire qui shunte la jonction base-émetteur de T.

On aurait pu obtenir un résultat assez satisfaisant en modifiant le montage de la figure 201 au moyen d'une résistance située entre la base de T et son émetteur. Cette résistance aurait alors réduit le courant de repos du collecteur de T à une valeur comprise entre : I_{cs} et I_{ce_0} . Cette valeur aurait été suffisamment faible pour ne pas craindre d'emballement thermique.

3. — MONTAGES A LIGNE A RETARD

Le générateur blocking de la figure 198 nous délivrait une impulsion rectangulaire dont la longueur était déterminée par le rapport de transformation, le β du transistor et la résistance R. Ces éléments peuvent varier, surtout le gain en courant du transistor. On réalise donc souvent des oscillateurs blocking, destinés à fournir une impulsion, dans lesquels la durée de celle-ci est conditionnée par le retard d'une ligne à retard.

Un type possible de réalisation est indiqué sur la figure 202. La ligne à retard L_r , dont l'impédance caractéristique est justement égale à R, a un retard de transmission T, inférieur à la moitié de la durée de l'impulsion que l'on aurait obtenue sans monter cette ligne à retard.

Au moment où, du fait du déclenchement par une impulsion externe, le transistor T se met à conduire, une tension apparaît aux bornes de R, rendant son extrémité supérieure négative par rapport à son extrémité située à la masse. Cette tension, due au courant base, envoie donc un signal descendant dans la ligne à retard L_r ; ce signal parcourt la ligne de droite à gauche. Il se réfléchira sur l'extrémité gauche de cette ligne; puisque celle-ci est ouverte, il reviendra de gauche à droite avec la même polarité qu'il avait à l'entrée, c'est-à-dire sous forme d'un front descendant.

Au bout d'un temps égal à $2T$, ce front descendant arrive aux bornes de R et rend la base négative, provoquant le reblocage anticipé du transistor.

Ce système permet d'obtenir des impulsions brèves d'une durée parfaitement calibrée et indépendante des caractéristiques du transistor et du montage.

Pour des durées très courtes, on remplace la ligne à retard par un câble coaxial. La vitesse de propagation de groupe dans un coaxial étant souvent voisine des deux tiers de la vitesse de la lumière, un mètre de coaxial représente donc, comme aller et retour, un temps de 10 ns.

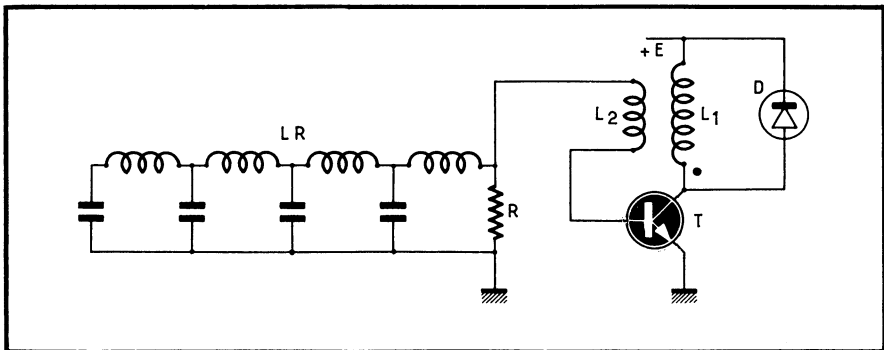


Fig. 202. — En utilisant une ligne à retard ouverte, on arrive à « calibrer » exactement la durée de l'impulsion produite par un blocking en faisant rebasculer celui-ci prématurément au bout d'un temps égal au double du temps de retard de la ligne.

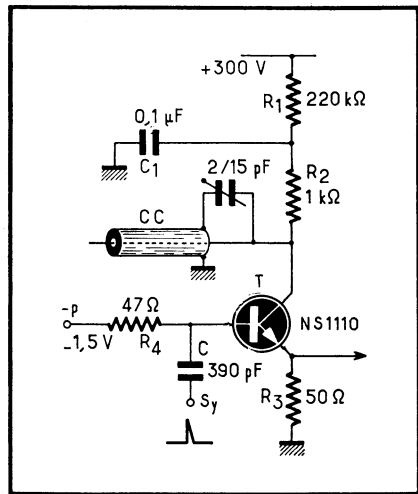
Quand on veut obtenir des impulsions de durées calibrées mais plus courtes, on remplace le système blocking par un transistor avalanche spécialement étudié à cet effet. On arrive au schéma de la figure 203.

Le transistor T, en général un modèle au silicium spécialement prévu pour

ce fonctionnement (par exemple le NS 1110), est bloqué en temps normal par la polarisation $-p$, appliquée à sa base à travers R_4 . La résistance R_1 et le condensateur C_1 sont destinés à limiter le courant moyen du transistor, C_1 devant permettre une recharge rapide du câble coaxial CC à travers la résistance R_2 .

Si une impulsion positive est appliquée par C à la base de T, celui-ci entre alors en régime d'avalanche; il se comporte comme un court-circuit et l'énergie contenue dans le câble coaxial se décharge à travers T dans la résistance R_3 . On observe, aux bornes de cette dernière, un signal bref à fronts très raides, correspondant au temps que met l'onde de décharge pour parcourir le câble coaxial en aller et retour. Au moment où l'impulsion de décharge a parcouru deux fois ce câble, celui-ci ne contient plus d'énergie et le transistor avalanche se désamorce.

Fig. 203. — C'est un simple morceau de câble coaxial qui joue le rôle de ligne à retard dans un montage à transistor avalanche, permettant de fournir des impulsions de forte puissance, d'une durée de l'ordre de la nanoseconde (documentation « France Nucléaire »).



La résistance R_3 est prise égale, ou voisine, de la résistance caractéristique du câble coaxial. Ces impédances caractéristiques sont faibles (50, 75, 100 ou 150 Ω), aussi faut-il que le transistor T soit capable de laisser passer un courant de crête extrêmement élevé pour que l'on puisse obtenir une impulsion d'une tension notable aux bornes de R_3 . Le type de transistor cité permettant de laisser passer une impulsion de courant de près de 10 A (et c'est pourtant un transistor logé dans un boîtier TO-18), on pourra donc obtenir des tensions extrêmement élevées en sortie sur l'émetteur.

Ce type de montage est très utile pour produire des impulsions très brèves, à front très raide et d'amplitude notable. Malheureusement, on ne peut augmenter la fréquence de récurrence de ces impulsions au-delà de quelques centaines de kilohertz, le courant moyen du transistor deviendrait alors trop grand.

Les intensités de crête de courants qui traversent le transistor sont si élevées, que, aux fréquences basses, on entend le transistor produire un son, dû à l'ébranlement de ses fils par les forces d'Ampère sur les connexions. C'est assez impressionnant mais le transistor fonctionne quand même.

Les transistors avalanche ultra-rapides sont difficiles à trouver. On peut les remplacer par un relais à contact mouillé au mercure, qui a l'étrange propriété d'établir un contact sans rebondissement en moins d'une nanoseconde. Il faut réduire la tension d'alimentation.

CHAPITRE X

LE COMPTAGE

Parmi les applications des montages basculeurs à plusieurs états d'équilibre, il en est une qui est probablement la plus importante : le comptage.

Un compteur électronique est un ensemble doué d'un certain nombre de positions stables, que l'on repère par des numéros : 0, 1, 2, ..., n . Des impulsions, appliquées à l'entrée de ce compteur, le font passer successivement dans toutes ces positions. Un système de lecture permet de savoir, à chaque instant, dans quelle position il se trouve et de connaître, par conséquent, le nombre d'impulsions qu'il a reçues depuis qu'on l'a remis au zéro.

Nous examinerons successivement la structure des montages compteurs et les méthodes d'affichage de l'état de ces montages.

1. — LES STRUCTURES DE COMPTEURS

Nous commencerons par le compteur le plus simple : celui qui est purement binaire.

Nous avons vu que le montage basculeur symétrique schématisé, par exemple, sur la figure 186, avait deux états stables possibles, que nous désignerons respectivement par « état zéro » et « état 1 », et qu'il passe de l'un dans l'autre chaque fois qu'il reçoit une impulsion en un point adéquat.

Un tel bistable repassera donc dans le même état chaque fois qu'il aura reçu deux impulsions, ou un nombre pair d'impulsions.

Si nous prélevons, sur l'un des collecteurs de ce montage, une tension que nous transformerons en impulsion par dérivation et que nous l'appliquons au point de déclenchement d'un autre basculeur identique, nous avons réalisé un compteur capable de compter jusqu'à 4. En effet, si nous supposons initialement les deux basculeurs à l'état zéro, la première impulsion fait basculer le premier, le faisant passer de l'état zéro à l'état 1. Dans ces conditions, du fait de la dérivation et du choix du collecteur lié à l'étage suivant, l'impulsion que reçoit ce dernier est positive et reste par conséquent sans effet sur le deuxième basculeur qui demeurera à l'état zéro.

La deuxième impulsion fera repasser le premier basculeur à l'état zéro, une impulsion *négative* sera alors envoyée au second basculeur, il y sera sensible et il passera dans l'état 1. La troisième impulsion appliquée au premier basculeur le fera repasser à l'état 1. Ce faisant, il enverra une impulsion positive au deuxième basculeur qui, n'y étant pas sensible, restera à l'état 1.

La quatrième impulsion, faisant repasser le premier basculeur de l'état 1 à l'état zéro, provoquera l'envoi d'une impulsion négative sur le deuxième basculeur qui repassera par conséquent à l'état zéro.

Il y a donc quatre états possibles du système, correspondant aux nombres 0, 1, 2, et 3.

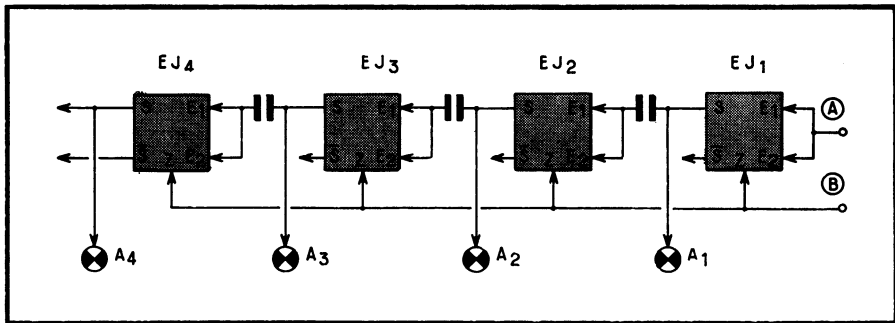


Fig. 204. — Structure d'un compteur binaire. Le bistable EJ₁ revient à son état initial toutes les deux impulsions d'entrée appliquées en (A). Quand il revient dans cet état, il éteint la lampe d'affichage A₁ et transmet une impulsion à EJ₂ qui bascule. La remise au zéro s'effectue par la ligne (B). Avec ces quatre étages, on peut compter jusqu'à quinze (depuis zéro), le résultat du comptage étant affiché en code binaire sur les lampes A.

En commandant, à partir du deuxième basculeur, un troisième qui serait identique aux deux autres, on obtiendrait alors un ensemble de trois basculeurs capable de compter jusqu'à 8. Un quatrième augmenterait la capacité de comptage jusqu'à 16, un cinquième jusqu'à 32. On voit donc que, en ajoutant des étages, on augmente régulièrement la capacité du compteur, c'est-à-dire le nombre maximal d'impulsions qu'il peut compter, suivant les puissances de 2, comme 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1 024, 2 048, 4 096, 8 192, 16 384...

La structure d'un compteur à quatre basculeurs sera donc celle qui est représentée symboliquement sur la figure 204.

Il convient ici de donner quelques explications sur nos conventions de notation.

Chaque basculeur est représenté par un carré, possédant deux entrées E_1 et E_2 et deux sorties repérées par les lettres S et \bar{S} . (Nous prenons cette dernière notation au sens de l'algèbre de Boole.) Ces deux sorties étant tout simplement les tensions des deux collecteurs de basculeur, quand l'une est nulle, l'autre est voisine de la tension d'alimentation positive et vice versa.

L'entrée latérale, repérée par la lettre Z, est la « remise au zéro » du basculeur. Une impulsion appliquée à cette entrée remet le basculeur dans l'état que nous appelons zéro, à moins qu'il n'y soit déjà.

Si nous avons représenté deux entrées différentes pour le basculeur, c'est pour pouvoir ultérieurement utiliser le même symbole dans le cas d'une attaque différente. Ces deux entrées sont simplement les arrivées vers les deux diodes qui commandent les collecteurs par exemple. Ainsi, si on les attaque simultanément par une impulsion négative, on fait changer l'état du basculeur quel qu'il soit. Par contre, si l'on attaque seulement l'une d'entre elles, le basculeur passera dans un état déterminé (à moins qu'il n'y soit déjà) et restera dans cet état quand on enverra d'autres impulsions sur cette entrée unique.

Nous désignerons par convention l'état zéro comme étant celui dans lequel il y a une tension nulle sur S, et une tension positive sur la sortie \bar{S} . Dans cet état zéro, le basculeur est sensible aux impulsions appliquées en E_1 (impulsions négatives seulement) qui le font passer dans l'état 1. Il est, en revanche, insensible aux impulsions arrivant sur l'entrée E_2 . Dans l'état zéro, le basculeur est également insensible aux impulsions de remise à zéro, appliquées sur l'entrée Z : celle-ci joue donc un rôle analogue à celle de l'entrée E_2 . Nous l'en avons séparée pour simplifier les schémas et parce que, dans la pratique, l'entrée de remise à zéro est en général indépendante, agissant par exemple sur une seule des bases à travers une diode.

Si nous réunissons les deux entrées E_1 et E_2 , nous avons alors un basculeur symétrique classique; c'est ainsi qu'est monté le premier étage EJ_1 , attaqué par les impulsions d'entrée. Si nous avons représenté les étages se succédant dans l'ordre des commandes de droite à gauche, ce qui est relativement illogique, c'est pour une raison d'affichage qui sera exposée ultérieurement.

Nous supposons également que chaque basculeur a un élément d'affichage (A_1, A_2, \dots) qui permet de savoir quand il est dans l'état 1. Cet élément est, par exemple, une lampe qui s'allume quand le basculeur est dans l'état 1 et qui est éteinte quand le basculeur est dans l'état 0.

Initialement, une impulsion appliquée à la ligne de remise à zéro, c'est-à-dire au point B, a replacé tous les basculeurs au zéro, éteignant les lampes d'affichage.

La première impulsion appliquée en A fera basculer EJ_1 , allumant la lampe A_1 , n'agissant pas sur EJ_2 puisque la sortie S de EJ_1 est passée du potentiel zéro à un potentiel positif et qu'il n'est arrivé sur les entrées de EJ_2 qu'une impulsion positive.

La succession des états du compteur se voit donc aisément.

Pour lire le nombre d'impulsions total reçu par le compteur, nous inscrirons le chiffre 1 sous A_1 , le chiffre 2 sous A_2 , le chiffre 4 sous A_3 et le chiffre 8 sous A_4 .

Une fois que le compteur aura reçu un certain nombre d'impulsions, nous en connaissons le nombre en additionnant les chiffres situés en regard des lampes allumées.

C'est ainsi que si, par exemple, les lampes A_4 et A_2 sont allumées, alors que A_1 et A_3 sont éteintes, nous en concluons que le compteur a reçu $8 + 2 = 10$ impulsions.

Évidemment, il peut y avoir ambiguïté : si le compteur a reçu 26 impulsions, au bout de la seizième il sera revenu à l'état zéro (les quatre lampes éteintes) et il affichera, au bout de la vingt-sixième, la même indication que s'il n'en avait reçu que 10.

Pour éliminer ces ambiguïtés, on essaye en général d'augmenter le nombre d'étages du compteur. C'est une solution qui est généralement satisfaisante, mais qui ne l'est jamais pleinement.

La seule solution vraiment parfaite, qui permette d'être sûr que, depuis la dernière remise à zéro, le compteur n'a pas « recyclé », est celle du « basculeur de garde ». On dit que le compteur a recyclé quand, au cours du comptage, il est passé par l'indication zéro et a recommencé à compter. L'indication que l'on lit sur les lampes est alors inexacte.

Un basculeur de garde est tout simplement un bistable comme les autres, mais attaqué uniquement sur son entrée E_1 . On le place après tous les autres (sur notre schéma de la figure 204 on le ferait actionner par EJ_4).

En conséquence, si le basculeur de garde n'a reçu aucune impulsion et n'a, par conséquent, pas basculé, on en déduit que le compteur n'a pas recyclé. Si le compteur a recyclé, même s'il l'a fait deux fois ou un nombre pair de fois, le basculeur de garde restera basculé puisqu'il n'est attaqué que sur son entrée E_1 . La lampe du basculeur de garde doit donc être éteinte; si elle ne l'est pas, cela indique que le compteur a recyclé et que l'on ne peut se fier à son indication (1).

Le comptage binaire est extrêmement simple et les montages correspondants faciles à réaliser. Il présente par contre l'inconvénient, pour son utilisation pratique, de nécessiter une conversion de l'affichage binaire en affichage décimal pour l'exprimer avec les nombres que nous avons l'habitude d'utiliser. En effet, ce que l'on lit sur les lampes A_1 , A_2 , A_3 ou A_4 , n'est autre que l'affichage du nombre d'impulsions exprimé en code binaire. A_1 correspond aux unités, A_2 correspond aux « deuxaines », A_3 aux « quatraines » et A_4 aux « huitaines ». Ces néologismes sont nécessaires pour donner l'équivalence des dizaines, centaines, milliers en arithmétique décimale. C'est pourquoi nous avons placé la lampe A_1 (unité) à droite de la lampe A_2 (deuxaines)...

Ces conversions binaires-décimales nécessitent l'addition de nombres pouvant être élevés et d'une expression relativement compliquée, comme 16 384 ou des nombres encore plus complexes. C'est pourquoi l'on a essayé de réaliser des structures de comptage qui auraient dix états d'équilibre possibles, constituant une « décade ». Une telle décade, en actionnant une autre identique, permettrait d'obtenir des résultats de comptage directement exprimés sous forme décimale ce qui serait beaucoup plus pratique pour leur utilisation.

Il y a plusieurs façons d'obtenir des structures de comptage décimales. On peut partir de structures binaires et opérer sur elles un « truquage » qui les force à recycler pour 10; l'autre méthode consiste à réaliser une structure qui ait, par nature, dix états d'équilibre possible.

1. Un tel type de comptage est dit « asynchrone ». L'additif 10, explique ce terme et montre comment on réalise le comptage « synchrone ».

Une structure possible de décade truquée est celle de la figure 205 connue sous le nom de décade *Rochar*. Dans cette décade, le premier basculeur EJ_1 fonctionne en diviseur binaire normal. Nous allons montrer que les trois étages et le gate G (représenté sous forme d'un circuit « et ») jouent le rôle d'un compteur par 5.

Les courbes de la figure 206 indiquent les impulsions que l'on peut observer dans les différents points repérés sur la figure 205.

Envoyons la première impulsion négative en A : elle va, agissant sur l'entrée E_1 du basculeur EJ_2 , faire passer celui-ci à l'état 1. Le potentiel du point B passera donc brusquement de zéro à une valeur positive. Le potentiel du point D , en

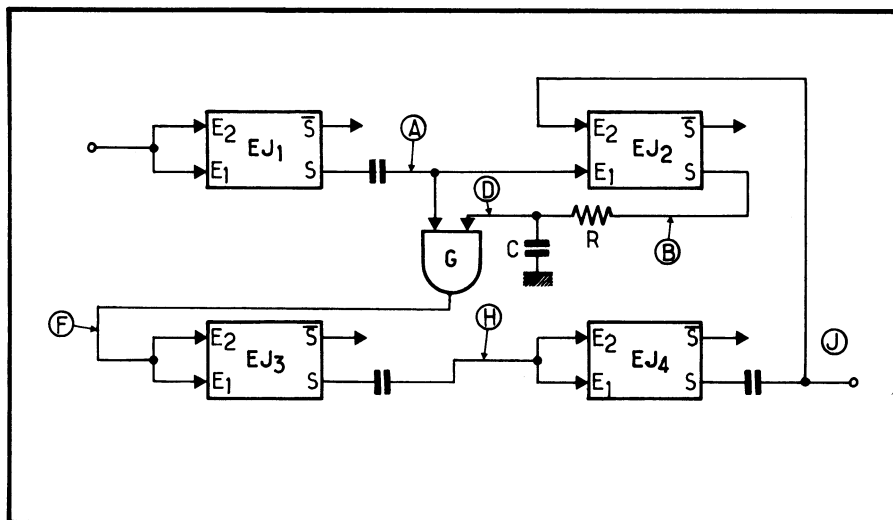


Fig. 205. — Structure de la décade « Rochar », dans laquelle le « gate » (circuit « et ») G est commandé par le bistable EJ_2 qui « garde en mémoire » la première des cinq impulsions sortant en (A) du premier basculeur.

raison du circuit intégrateur RC , ne montera pas aussi vite. Le gate G , initialement bloqué à cause du potentiel nul en D , restera donc bloqué à l'instant précis de la première impulsion. Celle-ci ne traversera pas G , et on ne la retrouvera pas au point F .

Par contre, une fois que la tension positive a atteint le point D , le gate G est ouvert et il transmettra les impulsions suivantes appliquées en A .

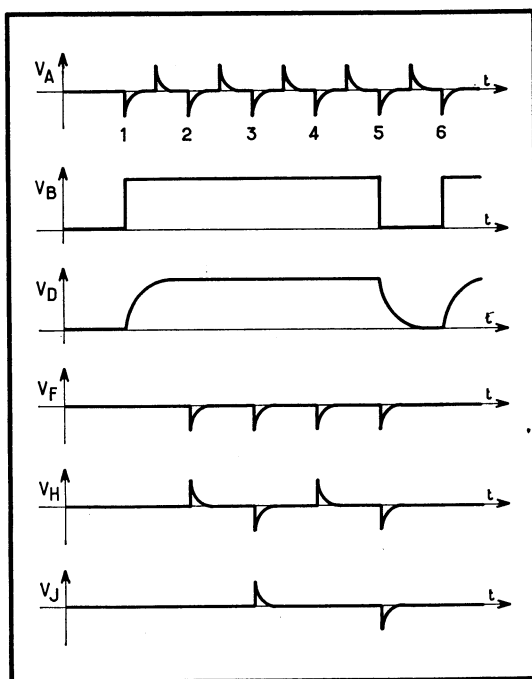
Ces impulsions agiront sur les basculeurs EJ_3 et EJ_4 , qui sont montés en compteur binaire normal par 4. On trouvera donc au point H les impulsions indiquées sur la figure 206, seules les négatives étant efficaces sur EJ_4 . Celui-ci rebasculera au moment de l'impulsion n° 5, donnant en J une impulsion négative, celle-ci étant appliquée à l'entrée E_2 du basculeur EJ_2 . Ce dernier va donc revenir à l'état zéro et le potentiel du point B retombera à zéro au moment de l'impulsion n° 5 en A . Le gate G ne se fermera qu'un petit peu plus tard, en raison de la constante de temps RC .

On voit que l'ensemble des trois basculeurs EJ_2 , EJ_3 , EJ_4 et du gate G se retrouve dans la même situation toutes les cinq impulsions à l'entrée A , c'est-à-dire toutes les 10 impulsions à l'entrée EJ_1 .

L'ensemble constitue une décade dont la sortie est le point J , destiné à actionner la décade suivante ⁽¹⁾.

Pour lire l'indication de cette décade, on pourrait faire actionner, par les quatre basculeurs, quatre lampes de signalisation que nous appellerons respectivement A_1 , A_2 , A_3 et A_4 . Nous inscrirons le chiffre 1 à côté de la lampe A_1 (actionnée par le basculeur EJ_1), 2 à côté de la lampe A_2 et à côté de la lampe A_3 ; c'est le chiffre 4 que nous placerons à côté de A_4 . En additionnant les chiffres correspondant aux lampes allumées, on obtiendra, comme on peut le vérifier sur le schéma de la figure 205, le nombre d'impulsions reçues par la décade depuis sa remise au zéro.

Fig. 206. — Formes d'ondes correspondant à la décade de la figure 205 : le retard introduit par R-C entre les points (B) et (D) fait que l'impulsion qui déclenche l'ouverture de G ne passe pas par G , tandis que celle qui en déclenche la fermeture passe par G avant qu'il soit fermé.



En faisant des combinaisons des tensions de sortie des quatre basculeurs au moyen de réseaux de résistances ou de circuits logiques à diodes, on peut obtenir des indications sur 10 voies différentes correspondant aux 10 chiffres possibles ⁽²⁾.

1. Il existe un circuit intégré réalisant une décade complète suivant un principe très analogue, voir additif 11.

2. Il existe des décodeurs en circuits intégrés, avec quatre entrées binaires et dix sorties décimales, tels le SFC 441 E.

Un autre type de décade est le montage dit « de Potter », qui consiste à réaliser un compteur fait de quatre basculeurs binaires dans lequel des jeux de couplage et de blocage interviennent pour changer l'évolution normale des états des basculeurs au moment de la dixième impulsion. Ce type de montage est, en général, assez délicat à réaliser, c'est pourquoi nous ne le recommandons pas.

Il existe des quantités d'autres schémas de décades. Ils étaient déjà prévus pour les montages à tubes et sont adaptables, plus ou moins facilement, pour les montages à transistors.

Le système dit « cycle de Lewis » est applicable plus facilement aux tubes qu'aux transistors. Ce système consiste en une généralisation du montage bistable du style de celui de la figure 186 à un ensemble de n transistors, n étant supérieur à deux. Dans ce montage, un transistor, en débîtant, bloque tous les autres. Avec $n = 3$, on obtient encore des résultats possibles; pour $n = 4$ ou surtout 5, les résultats deviennent moins fiables. Nous conseillons donc l'utilisation d'autres systèmes pour les réalisations de décades à transistors.

Il est possible de coupler des bistables en anneau de telle sorte qu'un seul d'entre eux soit dans l'état 1, les quatre autres étant dans l'état zéro. Une impulsion appliquée simultanément aux différentes entrées de ces bistables fait alors passer le bistable qui était à l'état 1 à l'état zéro, forçant celui qui le suit dans l'anneau à passer dans l'état 1. Ce système est assez complexe et nous pensons qu'on peut le remplacer efficacement par la décade en anneau de Regener.

Le schéma de disposition de cette décade est indiqué sur la figure 207.

Les impulsions à compter arrivent aux dix gates G. Chaque basculeur envoie les tensions de ses deux sorties complémentaires vers deux gates, commandant les entrées du basculeur suivant. Étant donné les conventions choisies et le sens des branchements, le basculeur EJ₁, quand il est dans l'état zéro, laissera passer les impulsions à travers le gate G₂ et bloquera le gate G'₂. Donc, si des impulsions sont appliquées à ce moment, le basculeur EJ₂ passera au zéro à moins qu'il n'y soit déjà.

Par contre, quand le basculeur EJ₁ est dans l'état 1, il ouvre le gate G'₂ et ferme le gate G₂.

Autrement dit, chaque basculeur oriente les impulsions attaquant le suivant (celui qui est placé au-dessus dans le schéma de la figure 207) de telle sorte que, s'il est à l'état zéro, il tend à faire ramener le basculeur suivant à l'état zéro par l'impulsion qui arrive; au contraire, s'il est dans l'état 1, l'impulsion qui arrivera, orientée par les gates, fera passer le basculeur suivant dans l'état 1, à moins qu'il n'y soit déjà.

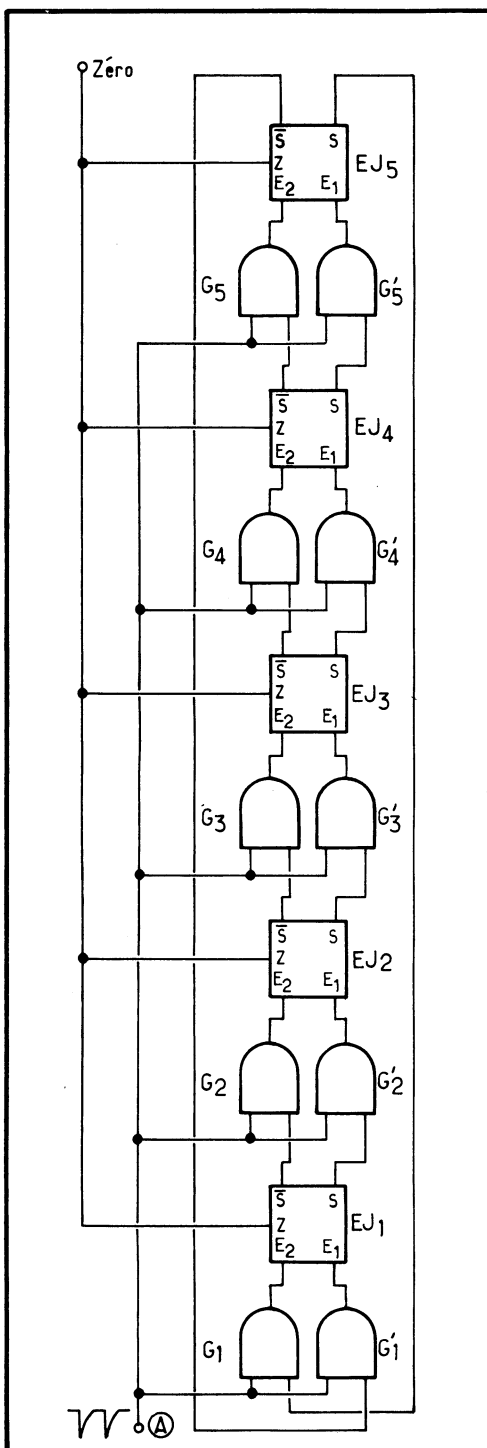
Entre les sorties du basculeur EJ₅ et les entrées des commandes des gates G₁ et GI, les couplages sont croisés par rapport à ce qu'ils sont entre EJ₁, et les gates G₂ ou bien entre EJ₂ et les gates G₃...

Supposons initialement tous les basculeurs à l'état zéro : les tensions de sortie du basculeur EJ₅ auront commandé les gates G₁ et G'₁ de telle sorte que la première impulsion arrivant en A, passant seulement par le gate GI, fera passer le basculeur EJ₁ à l'état 1.

Pour tous les autres basculeurs, les impulsions ne pouvant passer que par les gates de gauche n'agiront pas sur ces basculeurs qui sont au zéro.

La deuxième impulsion appliquée en A pourra passer à travers le gate G'₂, puisque le basculeur EJ₁ est dans l'état 1 : EJ₂ va donc basculer à son tour sans que EJ₃, EJ₄ ni EJ₅ ne basculent. Le basculeur EJ₁ restera dans l'état 1, puisque EJ₅, toujours dans l'état zéro, continue à débloquent G'₁ et à bloquer G₁. Les

Fig. 207. — Structure de décade de Victor H. Regener : chacun des cinq basculeurs orienté, par des gates, les impulsions de commande (A), vers l'une ou l'autre des entrées du basculeur qui le suit, de telle sorte que l'impulsion tende à amener le basculeur dans le même état que celui qui le précède (à moins qu'il n'y soit déjà). Le sens du couplage est inversé entre le basculeur n° 5 et le n° 1. On peut avantageusement réaliser cette décade en utilisant, pour chaque basculeur, un type R-S-T, les sorties S et S (on dit plus fréquemment Q et Q) de chaque basculeur étant couplées respectivement aux entrées S et R du basculeur suivant. On peut aussi utiliser, pour cette réalisation, des basculeurs du type J-K, les sorties S et S de chaque basculeur étant couplées aux entrées J et K du suivant. On peut même utiliser des basculeurs du type D, la sortie S de chaque basculeur étant couplée à l'entrée D du suivant (avec, toujours, une inversion de couplage entre le cinquième et le premier basculeur). Dans le cas de l'emploi des R-S-T, l'entrée A est appliquée à toutes les entrées T des cinq basculeurs, dans le cas de l'emploi des J-K ou des types D, c'est sur l'entrée H que l'on appliquera les impulsions (A).



impulsions en A arrivent donc sur l'entrée E_1 de EJ_1 et ce dernier reste dans l'état 1.

On voit, en poursuivant le raisonnement, que la troisième impulsion fera passer EJ_3 à son tour dans l'état 1, EJ_1 et EJ_2 restant dans cet état, tandis que EJ_4 et EJ_5 sont restés dans l'état zéro.

A la quatrième impulsion, EJ_4 passe à son tour dans l'état 1, préparant le basculement de EJ_5 par déblocage de G'_5 et blocage de G_5 .

La cinquième impulsion fera passer aussi EJ_5 dans l'état 1 : tous les basculeurs seront alors dans l'état 1. Mais, EJ_5 ayant basculé, c'est le gate G_1 qui est ouvert et G'_1 qui est fermé. La sixième impulsion en A ramènera donc EJ_1 au zéro en laissant tous les autres dans l'état 1.

On voit facilement que la septième impulsion ramène EJ_2 à l'état zéro, puisque EJ_1 , préalablement ramené au zéro, a déblocqué G_2 et bloqué G'_2 .

A la huitième impulsion, EJ_3 revient au zéro; la neuvième y ramènera EJ_4 et la dixième y ramènera à son tour EJ_5 .

L'ensemble a donc dix états d'équilibre possibles.

Le tableau ci-dessous indique les états des cinq basculeurs en fonction du nombre d'impulsions reçues :

		basculeurs				
		EJ_1	EJ_2	EJ_3	EJ_4	EJ_5
impulsion	0	0	0	0	0	0
	1	1	0	0	0	0
	2	1	1	0	0	0
	3	1	1	1	0	0
	4	1	1	1	1	0
	5	1	1	1	1	1
	6	0	1	1	1	1
	7	0	0	1	1	1
	8	0	0	0	1	1
	9	0	0	0	0	1
10	0	0	0	0	0	

Par dix jeux de circuit « *et* » à diodes, on peut obtenir, sur dix voies, des tensions qui permettent de commander dix lampes différentes suivant les dix états possibles de la décade. A titre d'exemple, nous signalerons que cette décade est dans l'état 1 quand la sortie S de EJ_1 est à une tension positive et que la sortie \bar{S} de EJ_2 est également à une tension positive. Un circuit « *et* », actionné sur l'une de ses entrées par S de EJ_1 et par \bar{S} de EJ_2 sur l'autre, ne fournira de tension de sortie que lorsque la décade est dans l'état 1. On trouverait facilement les autres circuits nécessaires pour actionner les autres lampes. Les deux cas un petit peu spéciaux correspondent aux chiffres 0 et 5. Pour le chiffre 0, on utilisera un circuit « *et* » actionné sur une de ses entrées par le \bar{S} de EJ_1 et sur l'autre entrée par le \bar{S} de EJ_5 . Pour le 5, ce seront les sorties S de EJ_1 et EJ_5 qui actionneront les deux entrées d'un circuit « *et* ».

Dans ce montage, on voit que chaque basculeur n'accomplit une période complète que toutes les dix impulsions d'entrée. Il ne faudrait tout de même pas en conclure qu'on peut le réaliser avec des basculeurs individuels cinq fois plus lents qu'il ne serait nécessaire pour l'étage d'entrée d'un compteur binaire. En effet, le temps de basculement de chaque basculeur doit être suffisamment court pour que, à l'arrivée de l'impulsion suivante, les gates qu'il doit commander pour provoquer le basculement du basculeur suivant soient parfaitement ouverts et fermés.

Il existe d'autres montages ayant dix positions d'équilibre stable; nous citerons d'une façon très succincte l'anneau à diodes tunnel schématisé sur la figure 208

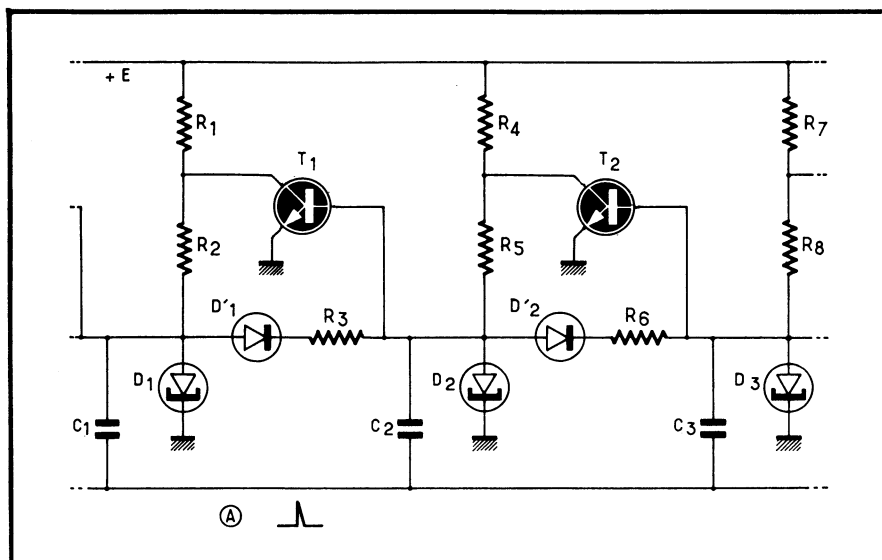


Fig. 208. — Structure d'un compteur décimal à dix diodes tunnel : une diode, quand elle est dans l'état correspondant à sa tension maximale, pré-polarise la suivante dans l'anneau, par l'intermédiaire de la diode ordinaire D' . L'impulsion (A), appliquée à toutes les diodes tunnel, fait basculer celle qui est pré-polarisée et entraîne, de ce fait, par le transistor de couplage, la remise au zéro de la diode tunnel précédente.

Chaque diode tunnel est alimentée à courant pratiquement constant depuis la tension $+E$, assez élevée, à travers les résistances R_1 et R_2 . Ce courant est choisi à mi-distance entre le courant de pic et le courant de vallée. Chaque diode a donc deux états stables possibles. Supposons que, par exemple, la diode D_1 soit dans l'état qui correspond à la tension la plus élevée à ses bornes : par la diode D_1 et la résistance R_3 , elle envoie un petit courant dans D_2 , qui rend celle-ci plus facilement déclenchable par les impulsions positives appliquées en A. Quand on appliquera une impulsion en A, elle sera transmise par C_1 à la diode D_1 et ne pourra rien lui faire puisque celle-ci est déjà dans l'état de tension maximale. Elle sera transmise aussi par C_3 à la diode D_3 mais n'agira pas sur cette dernière, l'impulsion appliquée en A n'étant pas suffisante pour cela.

Par contre, la diode D_2 , dont le courant de repos est déjà augmenté à cause de l'état haute tension de la diode D_1 , déclenchera pour passer, elle aussi, dans l'état qui correspond à la tension maximale à ses bornes.

Le potentiel de l'anode de D_2 ayant augmenté, le transistor T_1 est débloquent, ce qui remet la diode D_1 dans l'état correspondant à la basse tension.

On réalise ainsi un ensemble de dix diodes tunnel couplées par dix diodes simples et remises au zéro par dix transistors, la sortie du dixième étage étant couplée avec l'entrée du premier. Les impulsions appliquées en A débloquent donc chaque fois la diode tunnel située à droite de celle qui était débloquée dans l'état précédent.

Un tel compteur est susceptible, en principe, de compter très rapidement (plus de 100 MHz). En réalité, sa réalisation est très difficile en raison des dispersions de caractéristiques des diodes tunnel et des diodes de liaison. Les dispersions de caractéristiques des diodes de liaison sont d'autant plus gênantes que les tensions aux bornes des diodes tunnel sont très faibles. Il existe d'autres systèmes de comptage décimaux par nature, en particulier des systèmes de compteur en anneaux utilisant des éléments bistables apparentés aux redresseurs commandés au silicium. Nous avons déjà cité le « transwitch »; il existe un dispositif voisin, le « binistor » (également marque déposée de *Transitron Electronic Co*) qui permet de réaliser des compteurs en anneaux.

2. — MÉTHODES D'AFFICHAGE DES COMPTEURS

Nous avons parlé à plusieurs reprises de lampes commandées par des basculeurs. On peut effectivement utiliser des lampes à incandescence pour signaler l'état d'un basculeur, mais on doit les commander par des montages appropriés. Il ne saurait être question de placer simplement une telle lampe entre le collecteur d'un basculeur et la masse : sa résistance trop faible empêcherait le basculeur de fonctionner.

Utiliser l'ampoule à incandescence comme charge collecteur d'un basculeur est envisageable, mais peu recommandé en raison de la variation de la résistance de l'ampoule en fonction de sa température, c'est-à-dire du courant qui la traverse.

On peut placer dans le circuit collecteur d'un transistor une diode électroluminescente (L.E.D.), à condition que la chute de tension aux bornes de la L.E.D. (environ 1,5 V) ne gêne pas; et que le courant collecteur soit suffisant pour donner une lumière visible (5 mA suffisent avec certaines L.E.D.).

Il est souvent préférable de commander l'ampoule à incandescence ou la L.E.D. par un transistor amplificateur, comme le montre la figure 209.

Pour la commande d'une ampoule (fig. 209 a), il faut choisir un transistor qui supporte la surintensité à l'allumage, quand l'ampoule est froide (sa résistance peut être dix fois plus faible qu'en régime normal).

La diode D , parcourue au moins par le petit courant qui traverse R_1 , maintient l'émetteur du transistor à un potentiel d'environ +0,6 V, même s'il n'y a aucun courant dans le transistor, ce qui assure un bon blocage, même si le point (A) n'arrive pas tout à fait au potentiel zéro.

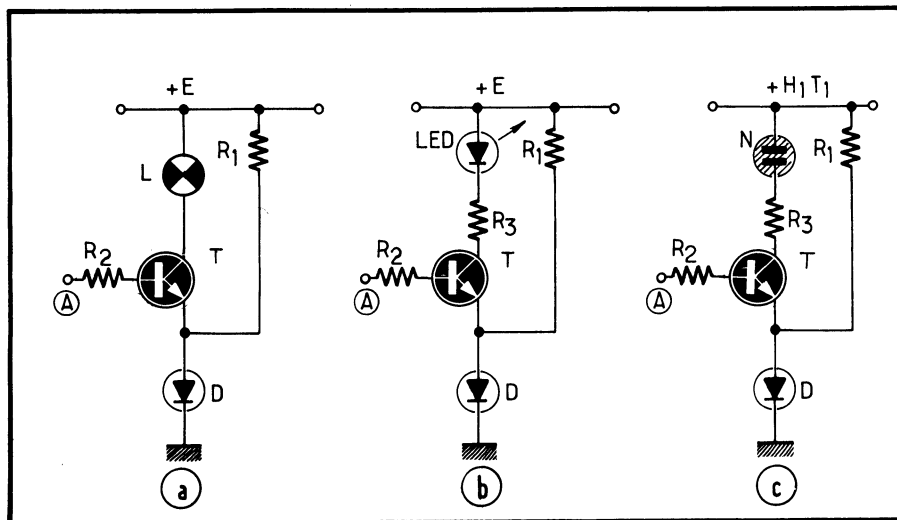


Fig. 209. — Affichage par une ampoule à incandescence (a), par une LED (b) ou par un tube à néon (c). Le rôle de la diode D, dans les trois cas, est de permettre une bonne contre-polarisation qui bloque le transistor sans avoir besoin de porter le potentiel du point de commande (A) à zéro.

Avec une tension E de 12 V, une ampoule de 40 mA (qui se voit assez bien), il peut être indiqué de mettre une résistance de 33Ω , ce qui ne compte guère par rapport à la résistance de l'ampoule à chaud (300Ω), mais beaucoup par rapport à la résistance à froid (moins de 30Ω) et diminue la surintensité à l'allumage.

Pour une L.E.D., on emploie le montage de la figure 209 b, la résistance R_3 étant : $\frac{E - 2,2}{I_D}$ où I_D est le courant conseillé pour la L.E.D. Comme I_D ce courant

est souvent de 5 à 15 mA, on n'a besoin que de $50 \mu\text{A}$ comme courant base de T, si le gain de ce dernier est de 200. Il existe d'ailleurs des L.E.D. avec une résistance incorporée, généralement prévues pour $E = 5 \text{ V}$.

Si c'est un tube au néon que l'on désire illuminer par l'intermédiaire d'un transistor, il faut que ce dernier puisse supporter une tension collecteur-émetteur très notablement supérieure à la différence de la tension d'allumage et de la tension d'extinction du tube à néon. Ce dernier est en effet monté comme l'indique la figure 210. La résistance R_4 est très élevée (plusieurs centaines de kilohms). Si le transistor T est bloqué, la différence de potentiel existant aux bornes du tube au néon peut atteindre $E' - E$: cette différence doit être nettement inférieure à la tension d'extinction du tube au néon. Quand T est saturé, il peut y avoir aux bornes du tube au néon une différence de potentiel égale au maximum à E' . Cette valeur doit être supérieure à la tension d'allumage du tube.

Étant donné l'écart quelquefois important qui peut exister entre les tensions d'allumage et d'extinction, surtout si l'on tient compte de la dispersion de ces tensions d'un tube au néon à l'autre, on est amené à utiliser des transistors de

commande supportant des tensions collecteur de 60, 80 ou même 100 à 120 V. (Heureusement, il en existe, au silicium, tel par exemple le 2 N 1990.) L'avantage de ce type de commande est qu'il permet de ne consommer sur la base du transistor qu'un courant extrêmement faible, sans avoir besoin d'utiliser un montage Darlington.

On emploie aussi, pour signaler l'état des basculeurs à transistors, un petit tube électronique qui appartient à la famille des indicateurs cathodiques, autrefois baptisés « œil magique ». Un des types possibles de tube utilisable est le DM 160, qui se chauffe sous une tension de 1,25 V en ne consommant que 20 mA, se contente d'une tension anodique d'une soixantaine de volts et peut se bloquer pour une tension grille de -2 à -3 V.

Quand ce tube est bloqué, il n'y a aucune luminescence sur son anode (celle-ci a la forme d'un grillage bien visible de l'extérieur). Quand le tube est débloqué l'impact des électrons sur l'anode suffit à illuminer celle-ci en vert, donnant une lumière nettement perceptible. Le tube est de petites dimensions, du diamètre d'une cigarette environ et d'une longueur de l'ordre de 25 mm.

L'emploi de tels tubes séparés ne se justifie plus de nos jours. Mais on utilise de plus en plus une technique analogue, en groupant, pour chaque chiffre, sept barres de luminescence anodique, groupés en « 7 segments » comme nous le verrons plus loin.

Pour figurer directement les chiffres de 0 à 9, il y a essentiellement deux méthodes : le tube d'affichage numérique à gaz (généralement désigné sous le nom de « Nixie », mais il s'agit là d'une marque déposée de la Société BURROUGHS) et les afficheurs « 7 segments ».

Tube d'affichage numérique à gaz

Ce tube contient, dans du néon sous faible pression, une anode et dix cathodes. Ces dernières sont faites en fils très fins. Chacune a la forme d'un chiffre, elles sont empilées les unes par dessus les autres (pour un observateur qui regarderait le chiffre par en dessus).

Quand, l'anode étant positive, on porte une de ces cathodes à la masse, il se forme autour du fil qui la constitue, une houppe d'ionisation rouge, ayant la forme de la cathode.

Suivant que l'on met à la masse la « cathode zéro », ou la « cathode six », par exemple, on voit apparaître dans l'ampoule le chiffre 0 ou le chiffre 6, très visible (les cathodes non illuminées qui peuvent se trouver entre la cathode lumineuse et l'observateur ne gênent pratiquement pas l'observation, vu la finesse du fil qui les constitue).

On commande ces cathodes par un « décodeur », qui reçoit le chiffre à afficher sous forme « BCD » (décimal codé binaire), c'est-à-dire en quatre commandes, A, B qui vaut deux, C qui vaut quatre et D qui vaut huit. Le décodeur a dix sorties, chacune d'entre elles étant reliée à une des cathodes du tube.

Pour afficher plusieurs chiffres, on utilise plusieurs tubes placés côte à côte.

Mais on tend de plus en plus à grouper un certain nombre d'ensembles anode + dix cathodes dans une même ampoule. Pour éviter d'augmenter abusivement le nombre de connexions, on relie alors entre elles toutes les « cathodes zéro », qui n'ont qu'une connexion de sortie, et l'on fait de même pour toutes les « cathodes un » et ainsi de suite. Chaque anode est sortie séparément.

Suivant celle des anodes qui est positive, on affiche un chiffre dans le premier groupe, le second, etc.

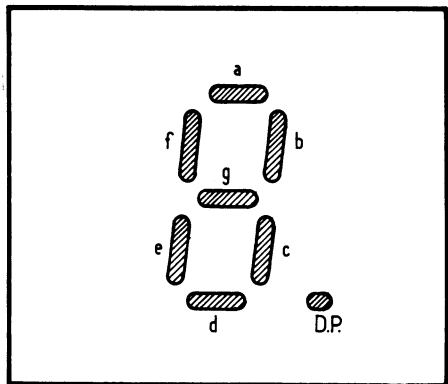
On procède alors par « multiplexage ». Au lieu d'avoir un décodeur par afficheur, on n'emploie qu'un décodeur unique pour toutes les décades. Ce décodeur a ses entrées qui se trouvent branchées à tour de rôle, par une sorte de « balayage cyclique », sur les groupes de sortie des décades. On commute en même temps l'application de la tension positive à une seule des anodes. Les chiffres sont alors affichés les uns après les autres et non simultanément. La persistance des impressions rétinienne fait que, étant donné la rapidité du « balayage », on a l'impression de voir les différents chiffres affichés simultanément.

Les problèmes que l'on rencontre avec les tubes à gaz sont les tensions élevées que l'on doit commuter. Il y a des transistors qui supportent bien ces tensions, mais il est relativement difficile de les incorporer dans un circuit intégré.

Afficheurs plats à 7 segments

On tend à généraliser l'affichage dit « 7 segments », dans lequel on rend visible un des sept traits repérés par a, b, c, d, e, f et g comme le montre la figure 210.

Fig. 210. — L'affichage dit « 7 segments » permet, en rendant visible un ou plusieurs des sept zones indiquées ici, de faire apparaître un chiffre (par exemple, le 8 avec tous les segments, le 5 en faisant disparaître b et e. Le point décimal, DP, permet de savoir, dans une suite d'afficheurs de ce type, où est la partie fractionnaire.



Si on voit tous les segments, cela fait un 8. En ne voyant que b et c, on obtient un 1 (un peu décentré sur la droite). Si l'on voit tous les traits sauf g, on voit un 0.

Pour rendre les segments visibles ou non, il y a beaucoup de techniques. Nous en citerons surtout cinq :

- les LED, commandées par un courant assez faible, avec une tension de 1,5 à 2 V;
- les « cristaux liquides », produits huileux dont on change la structure par un champ électrique, les rendant aptes ou inaptes à faire tourner le plan de polarisation de la lumière, ce qui permet d'obtenir des barres visibles ou non;
- les filaments incandescents, solution assez « gourmande » en courant (20 mA continus par segment sous 5 V) mais extrêmement lumineuse (on les emploie souvent pour les indicateurs de prix dans les pompes à essence);
- la luminescence anodique dans un tube à vide, un peu comme faisait le DM 160 (seule solution pour produire un affichage vert ou bleu vraiment très lumineux);
- les sept segments à néon, très lumineux aussi, mais présentant les défauts du tube à gaz.

Bien entendu, pour les systèmes à 7 segments, on utilise aussi la méthode du « multiplexage » qui permet d'une part de diminuer le nombre de connexions et d'autre part de n'utiliser qu'un seul décodeur.

En effet, à partir des sorties A, B, C et D d'une décade, il faut un décodeur pour commander les sept segments. On a donc intérêt à limiter le nombre de décodeurs utilisés. Dans de nombreux cas (circuits intégrés d'horloges de table, de calculatrices numériques, de chronomètres, de voltmètres numériques, etc.) le décodeur est intégré dans le circuit, et il est évidemment nécessaire d'utiliser l'affichage multiplexé pour limiter le nombre de connexions. Pour une calculatrice de poche avec affichage sur 15 ensembles 7 segments, au lieu d'avoir $15 \times 9 = 135$ connexions, on n'en a que 8 communes aux 15 afficheurs, plus les 15 correspondant chacune à un afficheur, soit 23 connexions (il y a 8 connexions plus une anode — ou une cathode — commune pour chaque afficheur, car il y a les 7 segments plus un « point décimal »).

Les commandes des afficheurs à cristaux liquides sont un peu plus complexes, car ces dispositifs doivent être commandés par une tension alternative, appliquée entre une électrode continue (métallisation très fine couvrant toute la zone où l'on doit afficher les chiffres et symboles) et une électrode localisée (métallisation très fine en regard du seul endroit où l'on doit produire un affichage visible).

Une commande en tension continue donne un affichage très visible, mais conduit rapidement à une détérioration du cristal par électrolyse. On doit donc utiliser de l'alternatif.

On y arrive en appliquant sur l'électrode commune une tension en signaux carrés (à une fréquence de 30 à 100 Hz), et, sur l'électrode localisée, une tension en signaux carrés, en phase ou en opposition de phase avec celle de l'électrode commune, selon que l'on désire faire apparaître la zone correspondante ou non.

Pour obtenir ce signal en phase ou en opposition de phase avec celui de l'électrode commune, on emploie, sur chaque commande d'électrode localisée, un circuit « ou exclusif ». Ce circuit, suivant que l'on applique un niveau logique 0 ou 1 sur une de ses entrées, donne, en sortie, un signal en phase ou en opposition de phase avec le signal carré appliqué à sa seconde entrée.

La nécessité de cette « découpe » du signal de commande introduit des difficultés supplémentaires lorsque l'on veut utiliser des afficheurs à cristaux liquides pour un affichage multiplexé.

Citons (mais à titre « historique ») les afficheurs utilisant des empilements de plaques de Plexiglas gravées, dont une d'entre elles est éclairée par la tranche, ou les méthodes employant un ensemble de petits « projecteurs » élémentaires, chacun projetant une petite diapositive, qui a une forme de chiffre.

Il y a, enfin, les circuits complexes qui, à partir des entrées A, B, C et D commandent certaines LED parmi un réseau de 35 LED (en 5 lignes sur 7 colonnes) pour figurer un symbole, chiffre ou lettre.

CHAPITRE XI

LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Nous allons maintenant envisager une catégorie d'amplificateurs que l'on emploie dans le calcul analogique. Ces amplificateurs sont destinés, associés à des réseaux de résistances et de condensateurs, à réaliser des opérations algébriques sur des courants et tensions, (additions, soustractions, intégrations, dérivations, etc.). On demande à ces amplificateurs les qualités suivantes :

- 1° un très grand gain en boucle ouverte;
- 2° une impédance d'entrée aussi grande que possible;
- 3° une impédance de sortie relativement faible;
- 4° une bande passante partant de zéro (couplage continu);
- 5° une très faible dérive ramenée à l'entrée.

Nous allons d'abord examiner en quoi de tels amplificateurs nous permettent la réalisation d'opérations mathématiques, après quoi nous donnerons des indications sur la réalisation de ces amplificateurs.

1. — LES OPÉRATIONS MATHÉMATIQUES AVEC LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

Dans tout ce qui suit, nous symboliserons l'amplificateur opérationnel par un triangle; nous supposons qu'il a une entrée (au milieu du petit côté du triangle) et une sortie, étant entendu que les tensions correspondantes d'entrée et de sortie seront toujours considérées par rapport à la masse.

Considérons le montage de la figure 211. Les deux résistances R_1 et R_2 sont d'égale valeur. Étant donné que l'amplificateur a un gain très grand, la tension que l'on trouvera en B sera très grande par rapport à celle trouvée en A. Si le

gain de l'amplificateur était infini, la tension en A serait nulle. Tout se passe donc comme s'il y avait une sorte de « masse virtuelle » au point A, mais cette notion de masse virtuelle ne doit être utilisée qu'en se rappelant toujours que le point A doit être considéré comme « en l'air », puisque le courant d'entrée de l'amplificateur est pratiquement nul.

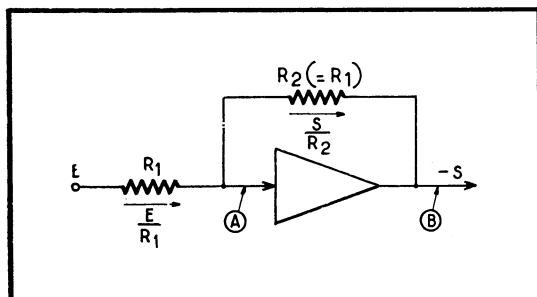
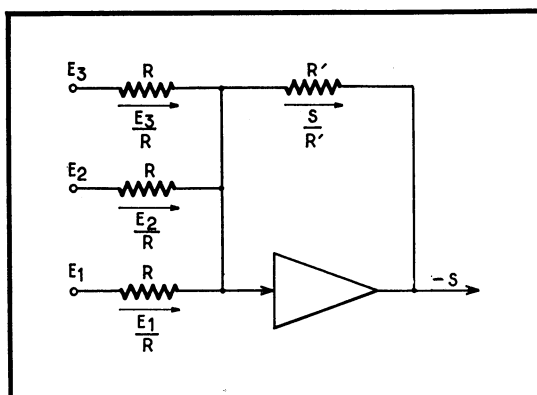


Fig. 211. — En utilisant un « amplificateur opérationnel » (amplificateur à couplages continus, à grand gain négatif, de grande impédance d'entrée et de faible impédance de sortie) on réalise un multiplicateur analogique : les tensions E et S sont dans le rapport des résistances R_1 et R_2 , puisque le potentiel du point (A) est presque nul et que l'entrée de l'amplificateur consomme un courant négligeable.

Fig. 212. — En raisonnant toujours sur les courants, on voit que le montage ci-contre permet d'obtenir une tension S proportionnelle à la somme des tensions d'entrées.



Dans ces conditions, le courant qui traverse R_1 est pratiquement égal à E/R_1 , et celui qui traverse R_2 est pratiquement égal à S/R_2 .

Ces deux courants doivent être égaux, puisque le courant d'entrée de l'amplificateur est négligeable. Or les résistances R_1 et R_2 le sont, ce qui veut dire que les valeurs absolues des tensions E et S doivent être égales : le montage de la figure 211 réalise donc la multiplication de la tension E par -1 .

Si la résistance R_2 n'était plus égale à R_1 , mais, par exemple, supérieure à celle-ci, on aurait alors un circuit multiplicateur : le rapport de la valeur absolue de S à celle de E serait égal au rapport des résistances R_2 et R_1 .

On peut, en quelque sorte, donner une analogie mécanique de ce système en disant qu'il se comporte comme un levier, articulé au point fixe A, dont les longueurs des bras seraient proportionnelles aux résistances R_1 et R_2 . Quand un tel levier se déplace légèrement, les amplitudes des mouvements des deux extrémités sont proportionnelles aux longueurs des bras, les déplacements ayant lieu en sens opposé.

Si on désire multiplier une tension par une valeur positive, il suffit de faire suivre un multiplicateur réalisé comme nous l'avons indiqué par le circuit de la figure 211, qui multiplie la tension de sortie par -1 et la rend donc positive.

Passons à l'*addition*. On la réalisera au moyen du montage de la figure 212. Les tensions E_1 , E_2 et E_3 étant appliquées sur des résistances égales, les courants passant dans ces trois résistances seront respectivement :

$$\frac{E_1}{R}, \quad \frac{E_2}{R}, \quad \frac{E_3}{R}$$

Le courant passant dans R' sera tout simplement S/R' , et il doit être égal à la somme des courants arrivant par les trois résistances R , ce qui nous donne

$$S = \frac{R'}{R} (E_1 + E_2 + E_3)$$

Si nous avons choisi des valeurs inégales pour les trois résistances de gauche, nous aurions pu réaliser, comme tension de sortie, une valeur qui soit une fonction linéaire des tensions d'entrée, soit une tension de la forme

$$S = AE_1 + BE_2 + CE_3$$

A, B et C étant des coefficients donnés, égaux aux rapports de R' aux résistances respectives liées aux sources de tension E_1 , E_2 et E_3 .

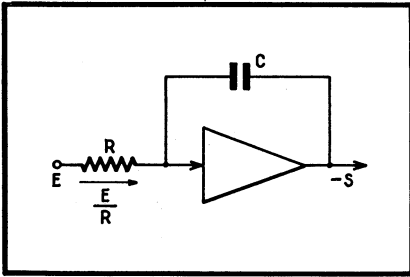
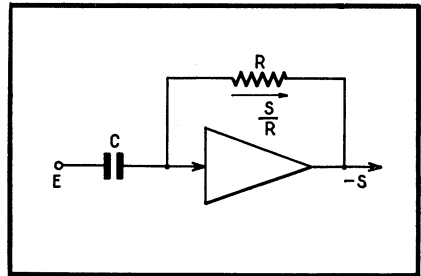


Fig. 214. — Le courant qui traverse R est celui qui charge C , la tension de sortie est donc proportionnelle à la dérivée de E par rapport au temps : c'est un dérivateur.

Fig. 213. — Le courant E/R charge le condensateur C , on a réalisé un intégrateur (c'est d'ailleurs l'intégrateur de Miller).



Si on désirait que certains de ces coefficients soient négatifs, il suffirait, pour la tension correspondante, de l'appliquer à l'entrée du montage de la figure 212 à travers l'inverseur de la figure 211. C'est ainsi, en particulier, qu'on réalisera la soustraction.

Passons à l'*intégration*. Nous avons déjà décrit ce montage, que nous représentons sur la figure 213. C'est tout simplement l'intégrateur de Miller. Le courant qui traverse R est égal à E/R ; comme il traverse aussi le condensateur C et que la tension aux bornes de ce dernier n'est autre que S , on en déduit que

$$S = \frac{1}{C} \int i \, dt = \frac{1}{RC} \int E \, dt$$

Pour la *dérivation*, on utilisera le montage de la figure 214. La tension aux bornes de C étant E , le courant qui traverse ce dernier sera par conséquent :

$$C \frac{dE}{dt}$$

Puisque c'est le même courant qui traverse R, on en déduit que :

$$S = RC \frac{dE}{dt}$$

Quand on désire obtenir le produit de deux tensions l'une par l'autre, on est obligé d'utiliser d'autres éléments que les amplificateurs opérationnels. Les systèmes classiquement employés font appel éventuellement aux caractéristiques quadratiques de certains diodes, à moins qu'ils n'utilisent des systèmes multiplicateurs se servant d'impulsions dont l'une des grandeurs module l'amplitude ou la durée, et l'autre la fréquence : le courant moyen correspondant est donc proportionnel à l'une des grandeurs et à l'autre, c'est-à-dire à leur produit. On utilise également l'« effet Hall ». Il s'agit de la différence de potentiel apparaissant entre deux points adéquats d'un morceau de semiconducteur parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique perpendiculaire aux lignes de courant. Cette différence de potentiel est proportionnelle à l'intensité du courant (premier facteur) et à celle du champ magnétique (deuxième facteur).

2. — LE MONTAGE DE GOLDBERG

Nous avons dit que la bande passante d'un amplificateur opérationnel devait partir de zéro. On comprend maintenant pourquoi, en voyant les applications possibles de ce montage, en particulier dans les schémas 211 et 212. Mais on a intérêt à ce que cette bande passante s'étende suffisamment haut.

Or on exige aussi de l'amplificateur opérationnel qu'il ait un gain très élevé. Ceci impose presque l'utilisation d'un modulateur (chopper), suivi d'un amplificateur alternatif, que suit à son tour un démodulateur. Nous avons déjà parlé de cette technique d'amplification dans les pages 169 et suivantes à propos des modulateurs à transistors.

Si l'on veut réaliser un tel système, on sera obligé de prévoir, à la sortie du démodulateur, un filtrage énergique au moyen d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure soit très basse.

Cette dernière nécessité semble donc incompatible avec une bande passante relativement élevée, sans laquelle les montages calculateurs indiqués ci-dessus ne permettraient d'obtenir des résultats exacts qu'après un temps considérable pour trouver leur état de régime.

C'est cette contradiction entre la faible dérive, le grand gain et la forte bande passante qui a été résolue par l'utilisation du montage de Goldberg, dont la figure 215 donne le principe de base.

L'amplificateur A_2 est un modèle à assez grand gain, à couplages continus, du type différentiel, c'est-à-dire donnant une tension de sortie S fonction de la différence des deux tensions d'entrée.

On voit que la tension d'entrée E est appliquée par un filtre passe-haut, constitué par C_3 et R_3 , à l'entrée supérieure de A_2 . Elle est appliquée par un filtre passe-bas, constitué par R_1 et C_1 , à l'ensemble modulateur amplificateur et démodulateur encadré en pointillés. Cet ensemble comporte un oscillateur qui excite simultanément le modulateur (transformant la tension continue d'entrée en tension alternative), et le démodulateur, chargé de fournir à la sortie une tension continue proportionnelle à la tension d'entrée, comme nous l'avons expliqué dans les pages 169 et suivantes.

Tout l'ensemble représenté sur la figure 215 est pratiquement toujours destiné à fonctionner avec une contre-réaction quelconque entre la sortie et l'entrée, comme sur les montages des figures 211 à 214.

L'ensemble comportant le modulateur, l'amplificateur sélectif A_1 , le démodulateur et le filtre passe-bas de sortie, a un gain hors tout négatif. Si ce gain était positif, nous remplacerions l'amplificateur différentiel A_2 par un amplificateur sommateur.

Supposons qu'une dérive lente intervienne dans l'amplificateur A_2 . Elle se manifestera sur la tension de sortie et sera réappliquée, par la voie de contre-réaction, à l'entrée E, puisque nous avons supposé qu'il y avait une connexion de contre-réaction entre S et E, par exemple par une résistance.

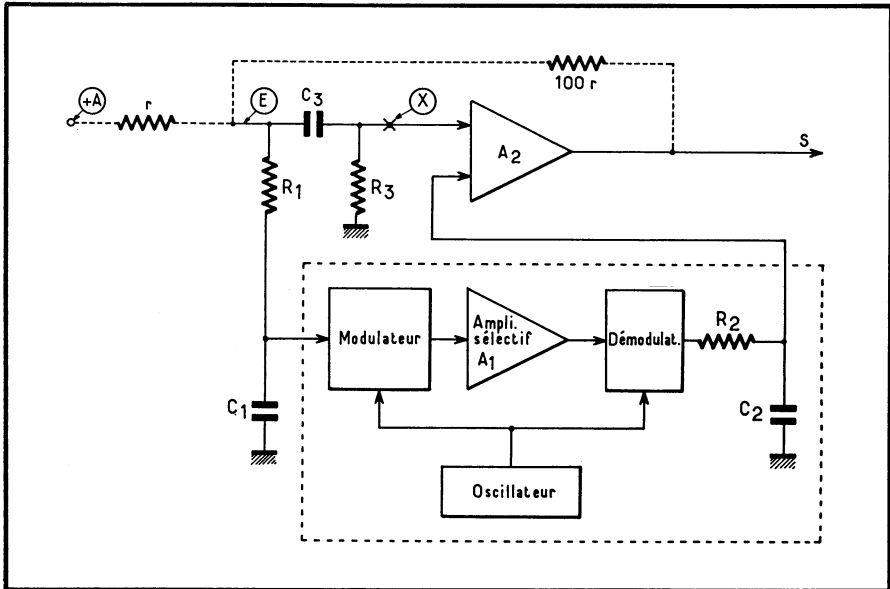


Fig. 215. — Principe du montage de Goldberg, que l'on peut utiliser pour réduire au minimum la tension de déséquilibre d'entrée (offset) des amplificateurs opérationnels classiques, dans certaines applications de mesure très délicates. La partie encadrée, à très grand gain et à faible bande sert uniquement à la réduction de la dérive d'entrée.

Cette dérive, correspondant à une variation très lente, ne sera pas transmise par le filtre C_3 - R_3 . En revanche, elle sera transmise par le filtre R_1 - C_1 à l'ensemble encadré en pointillés, et on la retrouvera à la sortie de cet ensemble, multipliée par $-G$, gain de cet ensemble.

Cette dérive ramenée à l'entrée, multipliée par $-G$, sera appliquée à la deuxième entrée de A_2 . Ceci revient à appliquer une dérive positive à l'entrée supérieure de l'amplificateur A_2 .

L'action du couplage par contre-réaction fait donc entrer dans l'amplificateur A_2 une dérive amplifiée par l'ensemble encadré en pointillés. Le gain de ce dernier étant élevé, la compensation correspondante de dérive se trouve renforcée.

Prenons un exemple numérique pour illustrer le phénomène. Supposons que nous ayons voulu réaliser un multiplicateur par -100 , en plaçant une résistance de $100 r$ entre la sortie S et l'entrée E et une résistance r entre l'attaque $+A$ et l'entrée E. Nous supposerons que le gain de l'amplificateur A_2 soit de $10\ 000$ (en rapport), et celui de l'ensemble encadré en pointillés de 100 .

L'effet d'une dérive est le même que si on avait coupé le fil d'entrée de l'amplificateur au point marqué X et qu'on ait interposé, au niveau de cette coupure, une petite pile de force électromotrice d (d étant la dérive de l'amplificateur A_2 ramenée à l'entrée).

Supposons d'abord que l'amplificateur A_2 soit seul utilisé, le condensateur C_3 étant court-circuité, la résistance R_3 supprimée et la seconde entrée de A_2 mise à la masse. L'existence de la pile d dans l'entrée de l'amplificateur A_2 se traduira par une dérive de la tension de sortie. Celle-ci devra varier d'une valeur sensiblement égale à cent fois d pour rattraper l'effet de cette pile, la variation de la tension de sortie ne se répercutant que dans le rapport $1/101$ sur la variation du potentiel du point E.

Mettons maintenant en action l'ensemble encadré en pointillés. La dérive de tension ramenée à l'entrée, du fait de la variation de S causée par pile d , va agir aussi sur cet ensemble. La dérive correspondante (un centième de la dérive de S) va se retrouver à la sortie de cet ensemble, avec une valeur cent fois plus grande; c'est-à-dire avec une valeur égale à la dérive de S et on l'appliquera à la deuxième entrée de l'amplificateur A_2 .

Cette deuxième entrée (celle qui est en bas dans le schéma de la figure 215) correspond à un gain positif pour l'amplificateur A_2 ; un abaissement de son potentiel conduit à un abaissement du potentiel de S. Au contraire, l'entrée supérieure de A_2 correspond à un gain négatif pour ce dernier amplificateur, puisqu'il pourrait fonctionner en amplificateur opérationnel normal, en mettant l'entrée inférieure à la masse et en l'attaquant directement sur l'entrée supérieure par E.

Le gain de la partie encadrée en pointillés étant négatif, de -100 , c'est donc, depuis S en retournant vers S (par le diviseur $100 r - r$, l'ensemble encadré en pointillés et l'amplificateur A_2) un gain négatif que l'on trouvera, ce qui est la condition de stabilité. Tout se passe donc comme si, au lieu d'appliquer à l'entrée supérieure de A_2 un centième de la variation de S (voir ci-dessus), on appliquait à cette entrée la *totalité* de la variation de S. La dérive correspondante de S sera donc cent fois plus faible.

La présence de l'ensemble encadré en pointillés a donc eu pour effet de réduire dans un rapport égal à son gain la dérive de sortie de l'amplificateur complet.

On pourrait alors se demander quel est le rôle de l'entrée supérieure. En effet, il pourrait sembler suffisant de faire suivre l'ensemble encadré en pointillés d'un amplificateur du type A_2 à gain positif. En réalité, un tel ensemble ne permettrait pas l'application de la contre-réaction; l'ensemble encadré en pointillés présente évidemment une rotation de phase importante quand la fréquence qui lui est appliquée à l'entrée croît. Si on augmente encore son gain, en plaçant A_2 en cascade, on arrivera à un ensemble qui peut garder un gain notablement supérieur à l'unité quand son déphasage a dépassé 180° .

On sait qu'un tel ensemble ne peut plus supporter un taux de contre-réaction élevé, et qu'il entre en oscillation. La partie encadrée en pointillés est munie d'un filtre passe-bas R_2C_2 , dont la constante de temps est beaucoup plus grande que celle qui correspond à R_1C_1 et à la limitation de bande passante par l'amplificateur

sélectif. A_1 . On a donc pu réaliser, pour cet ensemble, un gain qui tombe en-dessous de l'unité pour une rotation de phase de 180° . L'explication du rapport entre les constantes de temps utilisées et les rotations de phase en fonction du gain découle des théories générales des servomécanismes et des diagrammes asymptotiques auxquels nous renvoyons en bibliographie.

Dans l'ensemble de Goldberg, si nous considérons la partie encadrée en pointillés et l'amplificateur A_2 seulement, le tout aura un gain qui tombera à l'unité pour une fréquence très supérieure à celle pour laquelle le déphasage entre l'entrée et la sortie a dépassé 180° : il sera donc instable.

Mais, en raison de la présence de la deuxième voie d'attaque de l'amplificateur A_2 , par le circuit passe-haut C_3R_3 , le gain entre E et S de tout l'ensemble va diminuer notablement à partir du moment où l'ensemble encadré en pointillés verra son gain baisser. Autrement dit, le gain global de E à S pour l'ensemble de la figure 215 variera comme l'indique la courbe de la figure 216. Pour les fréquences très faibles (y compris la fréquence zéro), le gain de tout l'ensemble a la valeur très élevée G_0 . Si la fréquence croît, l'ensemble encadré en pointillés voit son gain diminuer et l'on se retrouve, passée une certaine fréquence, avec un gain G_1 diminué du gain de l'ensemble encadré en pointillés. Le tout est donc susceptible de recevoir un taux de contre-réaction élevé en étant conditionnellement stable.

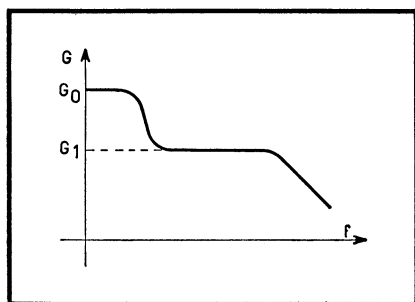


Fig. 216. — Dans le montage de Goldberg, le gain varie avec la fréquence : très grand pour les fréquences très basses (à cause de l'amplificateur à modulateur), il diminue quand A_2 est seul à assurer le passage des composantes alternatives. Pour les fréquences encore plus élevées, le gain de A_2 diminue à son tour.

Si nous avons insisté assez longuement sur l'intérêt de ce montage de Goldberg c'est qu'il est en général assez mal expliqué. Nous dirons, pour résumer, que ce montage est un amplificateur opérationnel qui comporte un amplificateur supplémentaire correcteur de dérive.

Cet amplificateur correcteur doit être attaqué par une tension presque continue, en tout cas ne comportant que des composantes à fréquences faibles par rapport à la fréquence de l'oscillateur de modulation. C'est ce qui explique la présence du filtre R_1C_1 . En raison des valeurs très faibles de tensions appliquées au modulateur, donc des tensions alternatives qui en sortent, l'amplificateur A_1 est sélectif, pour obtenir un meilleur rapport signal/bruit. Le filtre R_2C_2 est destiné à permettre à l'ensemble encadré en pointillés d'avoir un gain qui baisse en-dessous de l'unité quand le déphasage entrée-sortie de cet ensemble dépasse 180° .

Dans l'exemple numérique choisi plus haut, tout se passe comme si nous avions affaire à un amplificateur dont le gain, pour la composante continue, est de un million (assurant une dérive extrêmement faible); tandis que le gain pour les composantes alternatives est de 10 000 seulement.

3. — DÉTAILS SUR LES MODULATEURS

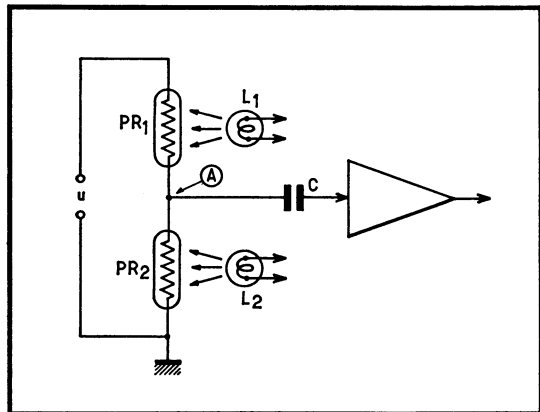
La partie encadrée en pointillés dans la figure 215 comporte un oscillateur (c'est en général un multivibrateur astable), un modulateur, un amplificateur sélectif et un démodulateur. Nous avons déjà indiqué la réalisation possible de ce dernier sur la figure 133 et nous n'y reviendrons pas.

Nous avons également parlé des modulateurs possibles en en donnant les schémas sur les figures 130 (modulateur shunt) et 131 (modulateur série). Quand on veut pousser la précision à l'extrême, on peut utiliser, dans certains cas, un modulateur dont la bande passante est relativement faible mais qui est complètement exempt de dérive d'entrée et de phénomènes analogues à l'existence de la tension offset des transistors modulateurs : c'est le modulateur à photorésistances.

Son principe est indiqué sur la figure 217. La tension u à moduler est appliquée à un diviseur de tension formé de deux photorésistances PR_1 et PR_2 . Ce sont deux ampoules, L_1 et L_2 , qui éclairent alternativement les deux photorésistances. Quand L_1 est allumée et L_2 éteinte, on devrait en principe trouver au point A une tension égale à u . Si c'est L_1 qui est éteinte et L_2 allumée, on devrait trouver en A une tension nulle.

En réalité, les photorésistances ont une assez grande inertie : elles mettent assez longtemps à retrouver leur résistance élevée quand on vient de cesser de les éclairer. En outre, les lampes L_1 et L_2 ne s'allument ni ne s'éteignent instantanément. Il serait contre-indiqué d'utiliser, pour éclairer des photorésistances, des tubes au néon : les fronts raides apparaissant aux bornes de ces derniers lors des allumages, et des extinctions risqueraient d'être transmises par les capacités parasites et de se retrouver au point A.

Fig. 217. — Comme modulateur (chopper) pour le montage de Goldberg, on peut utiliser un système à photo-résistances, éclairées par les ampoules L_1 et L_2 qu'alimentent les collecteurs d'un multivibrateur.



Les ampoules L_1 et L_2 peuvent très bien être situées dans les deux circuits de collecteur d'un multivibrateur à transistor, ou alimentées par deux étages amplificateurs du type de la figure 209.

On augmentera l'efficacité de la modulation en plaçant entre les lampes et les photorésistances des verres teintés en bleu qui absorbent la partie rouge du rayonnement émis par les lampes. On sait en effet que, lorsqu'une ampoule à incandescence s'éteint, la lumière qui reste après la coupure du courant vire de plus en plus vers le rouge. En n'utilisant que la partie bleue de la lumière, nous aurons une profondeur de modulation lumineuse plus grande.

Ce type de modulateur ne convient guère pour des fréquences de modulation supérieures à 20 ou 30 Hz. Il est indiqué pour son utilisation dans l'amplificateur supplémentaire du montage de Goldberg.

En raison de cette faible fréquence de modulation, la chaîne comportant le modulateur doit se terminer par un filtre passe-bas R_2-C_2 dont la coupure correspond à une fréquence très basse. Il peut en résulter que, pour une fausse manœuvre ou lors de la mise en route de l'amplificateur complet de la figure 215, une tension trop élevée soit appliquée à E; il en découle une mise hors service de l'amplificateur pendant un temps assez élevé, jusqu'à ce que le condensateur C_2 ait repris sa tension de charge normale.

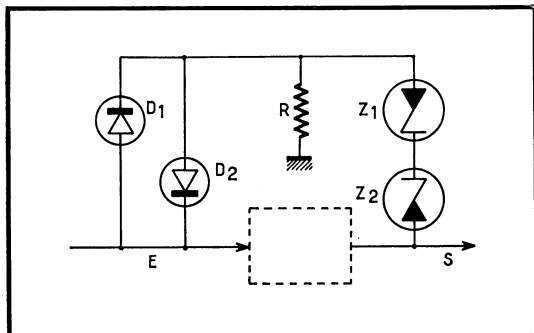


Fig. 218. — Pour supprimer le temps de récupération important dû à la mise en route, on peut ne transmettre en contre-réaction à l'entrée que les tensions S qui dépassent un certain minimum, au moyen des diodes Zener. Les diodes D_1 et D_2 rendront le taux de contre-réaction très élevé si la tension aux bornes de R dépasse les seuils des diodes. Pour les faibles tensions aux bornes de R , il n'y aura pas de contre-réaction par les diodes D_1 et D_2 , qui seront en dessous de leurs seuils.

Pour éviter cet inconvénient, on peut utiliser le montage de la figure 218. La tension de sortie S attaque les deux diodes Zener Z_1 et Z_2 , montées en série en sens opposé. On ne retrouvera donc aucune tension aux bornes de R tant que la tension de sortie S n'aura pas fait conduire une des deux diodes Zener. Si ces deux diodes ont chacune une tension Zener V_z , l'ensemble des deux conduira si la valeur absolue de S dépasse $V_z + 0,7$, cette dernière quantité représentant la chute de tension directe dans une diode Zener utilisée comme diode normale.

Quand S (en valeur absolue) aura franchi ce seuil, on trouvera une tension aux bornes de R . Si cette tension dépasse, à son tour, $0,7$ V en valeur absolue, elle fera conduire la diode D_2 ou la diode D_1 et sera donc retransmise directement à l'entrée E. Le taux de contre-réaction devenant alors très grand, le phénomène « d'éblouissement » de l'amplificateur sera donc fortement diminué et le temps nécessaire pour retrouver son état normal sera très réduit.

On a d'ailleurs intérêt à ne pas réduire abusivement la bande passante de l'ensemble encadré en pointillés sur la figure 215. En effet, pour que l'amplificateur complet soit stable, il faut que la bande passante du côté basse fréquence de la liaison C_3-R_3 recoupe largement la bande passante côté haute fréquence de la partie encadrée en pointillés. On peut démontrer qu'il faut que le rapport des fréquences de coupure à 3 dB de la partie encadrée en pointillés (coupure haute fréquence) et de la liaison C_2-R_2 (coupure basse fréquence) soit supérieur au gain hors tout de la partie encadrée en pointillés.

Ceci conduit donc souvent à utiliser un condensateur C_2 de très forte capacité (et de faible perte) et une résistance R_3 assez élevée, à travers laquelle on envoie à l'entrée supérieure de l'amplificateur A_2 la composante continue de courant base dont cette entrée a besoin.

Signalons l'importance croissante prise par les amplificateurs opérationnels en circuits intégrés, entièrement à couplages continus, sans modulateur.

CHAPITRE XII

CONVERSION ANALOGIQUE-NUMÉRIQUE ET NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE

Quand on désire enregistrer ou transmettre une grandeur, on utilise le plus souvent l'intermédiaire de la transmission électrique. Il existe principalement deux méthodes pour transmettre ou enregistrer une grandeur par voie électrique.

1° La méthode dite *analogique* consiste à asservir à la variation de la valeur à transmettre, celle d'une grandeur électrique (le plus souvent tension ou intensité, quelquefois résistance, capacité ou coefficient de self-induction). Cette grandeur varie donc *progressivement* et c'est elle que l'on transmettra par l'intermédiaire de fils de connexion. A la réception, on pourra mesurer cette grandeur électrique et l'afficher au moyen d'un appareil à aiguille; on pourra également asservir à la grandeur reçue une autre grandeur mécanique par le jeu d'un servomécanisme. C'est ainsi que, pour transmettre la position angulaire d'un axe, on peut lier à ce dernier un potentiomètre : la tension apparaissant sur le curseur du potentiomètre sera proportionnelle à la position angulaire de l'axe. A la réception, on pourra appliquer cette tension à un voltmètre qui indiquera la position de l'axe; on pourra également lui faire commander, par l'intermédiaire d'un servomécanisme, un potentiomètre identique à celui qui a servi pour la retransmission et dont on amènera l'axe à la même position que celle de l'axe émetteur.

2° La méthode *numérique* ou *digitale* consiste à estimer la valeur de la grandeur, sous forme d'un certain nombre d'unités, et à transmettre ce nombre. On peut évidemment, pour cette transmission, envoyer sur un fil autant d'impulsions qu'il y a d'unités dans la grandeur. C'est ainsi que, par exemple, si l'on veut mesurer un temps, on peut compter pendant ce temps un certain nombre d'impulsions venant d'un générateur à fréquence stable. Ce nombre est proportionnel au temps à mesurer : on peut donc retransmettre ces impulsions, éventuellement en accélérant ou en ralentissant leur cadence, puisqu'on sait à quel intervalle de temps elles correspondent.

Transmettre le nombre correspondant à la grandeur sous forme d'une série d'impulsions est une solution longue. On préfère *coder* ce nombre et l'exprimer électriquement d'une façon telle que l'on puisse le transmettre plus facilement. Le codage le plus logique consiste à exprimer le nombre en code binaire et à transmettre successivement sur un même fil (méthode *série*) ou simultanément sur plusieurs fils (méthode *parallèle*) des présences ou absences de tension correspondant au chiffre 0 ou 1 du nombre binaire qui exprime la grandeur.

Il faut donc, pour de nombreuses applications, pouvoir transformer une grandeur électrique variant d'une façon continue en valeur numérique. Il sera également nécessaire de faire la transformation inverse. Dans ces conditions, puisque les montages à transistors s'y prêtent tout particulièrement, nous étudierons les convertisseurs numérique-analogique et analogique-numérique.

1. — CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE-ANALOGIQUE

Nous avons déjà dit qu'un nombre pouvait s'envoyer sous forme codée de deux façons : nombre série ou nombre parallèle. Nous allons donner un peu plus de détails sur ces modes de représentation et de transmission.

Si nous voulons exprimer, par exemple, un nombre compris entre 1 et 1 000 (notation décimale), nous devons utiliser 10 chiffres binaires. En effet, en élevant 2 à la puissance 10, on obtient 1 024, ce qui montre qu'avec 10 chiffres binaires nous pourrions exprimer tous les nombres de 0 à 1 023.

C'est ainsi que, par exemple, 1001010110 signifie :

$$1 \cdot 2^9 + 0 \cdot 2^8 + 0 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 0 \cdot 2^0 \\ = 512 + 64 + 16 + 4 + 2 = 598.$$

Nous pourrions retransmettre le nombre décimal 598 sous forme *série* de la façon suivante.

Sur une ligne, nous enverrons d'abord un signal spécial, dit « start », qui annonce la transmission et à partir duquel sont définies dans le temps des positions où se trouveront les indications électriques qui correspondent aux chiffres successifs. Tout de suite après le « start », dans la première position conventionnelle, nous enverrons une impulsion qui signifie la présence du 2⁹. Dans la seconde position conventionnelle, nous n'en enverrons pas, ce qui signifie que le chiffre de 2⁸ est un zéro, de même que dans la position conventionnelle suivante, puisque le chiffre des 2⁷ est un zéro. Dans la position suivante, il y aura une impulsion en raison de la valeur 1 du chiffre de 2⁶...

Pour transmettre ce nombre sous forme *parallèle*, il nous faudra 10 fils, correspondant respectivement aux 10 puissances de 2, de la puissance 0 à la puissance 9. Sur le premier fil, correspondant à 2⁹, il y aura de la tension. Sur le second et le troisième fil, correspondant respectivement à 2⁸ et à 2⁷, il n'y en aura pas. Sur le quatrième fil qui correspond à 2⁶, il y aura de la tension...

La transmission série n'exige qu'un fil mais elle est plus complexe et plus longue. La transmission parallèle peut être faite beaucoup plus rapidement, mais elle exige autant de fils que le nombre à retransmettre comporte de chiffres.

On ne code d'ailleurs pas forcément le chiffre à transmettre sous forme purement binaire. Il existe en effet des codes dits « binaires décimaux » qui consistent à transformer en expression binaire (à quatre chiffres binaires) le chiffre des unités, des dizaines, des centaines, etc, du nombre à transmettre, ce dernier étant exprimé

sous forme décimale. Une telle méthode de transmission est plus dispendieuse en chiffres binaires : pour transmettre les nombres de 0 à 999, soit 3 chiffres décimaux, il faut 12 canaux, puisque chaque chiffre décimal exige, pour sa représentation, 4 chiffres binaires. Pour la transmission du même nombre environ, il ne fallait que 10 chiffres binaires purs (on voit que la perte d'information n'est pas très grande, en regard de la simplification que présentera le décodage si on veut que le nombre soit représenté à la réception sous forme décimale).

C'est ce décodage qui sera effectué par le convertisseur numérique-analogique, si on désire que le résultat en soit fourni sous forme d'une tension proportionnelle aux nombres envoyés.

Nous allons examiner le principe d'une telle conversion, dans le cas où le nombre transmis est exprimé en code binaire pur.

Le schéma de la figure 219 nous indique le principe de la conversion numérique-analogique.

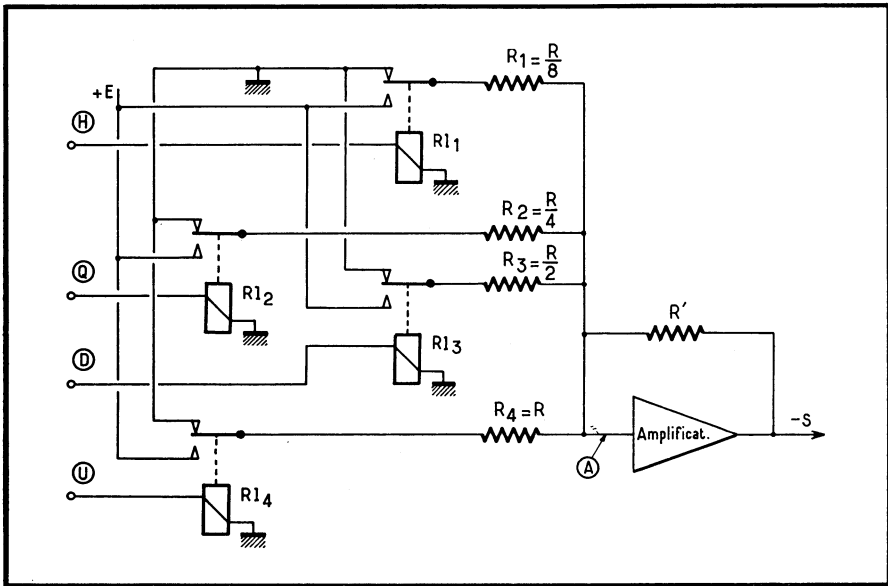


Fig. 219. — Principe de la conversion arithmétique-analogique. Les tensions correspondant aux différents « digits » qui représentent le nombre (H pour les « huitaines », Q pour les « quatraines », D pour les « deuxaines » et U pour les unités) commandent quatre relais. Chaque relais, quand il est excité, envoie un certain courant en (A) et l'amplificateur opérationnel en fait la somme.

On voit que le nombre à décoder, envoyé en parallèle sur quatre fils U, D, Q et H, peut, par conséquent, varier de 0 à 15. Le fil U correspond aux unités, D aux deuxaines, Q correspond aux quatraines et H aux huitaines.

Depuis les contacts des relais, quatre résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , amènent les courants correspondants vers le point A, entrée de l'amplificateur opérationnel. Celui-ci est muni d'une résistance de contre-réaction R' entre sa sortie et son entrée : il s'agit du montage additionneur déjà examiné (fig. 212). On sait que, dans un tel montage, les courants envoyés par les différentes branches, qui arrivent au point A du côté gauche, s'ajoutent pour se retrouver dans la résistance R' . Le potentiel

du point A devant être considéré comme nul (en raison de la très grande valeur du gain de l'amplificateur opérationnel), nous aurons une tension de sortie qui sera proportionnelle à la somme des courants envoyés à l'entrée. Puisque le potentiel du point A est presque nul, ces courants ne s'influencent pas mutuellement.

Supposons que, par exemple, le nombre envoyé sur les 4 fils soit simplement le nombre décimal 4. Il y aura donc de la tension uniquement sur le fil Q et pas de tension sur les trois autres. Le relais correspondant se fermera, sa lame de contact se trouvera donc portée au potentiel $+E$ et il enverra, à travers R_2 , un courant égal à $4E/R$ au point A. La tension de sortie S vaudra donc, au signe près :

$$4 \frac{R'}{R} E$$

Si le nombre envoyé était, par exemple, égal à 7, il y aurait de la tension sur les fils U, D et Q, il n'y aurait pas de tension sur le fil H. Les trois relais du bas, se trouvant tous fermés, enverraient respectivement vers le point A par les résistances R_2 , R_3 et R_4 , les courants :

$$4 \frac{E}{R} \quad 2 \frac{E}{R} \quad \text{et} \quad \frac{E}{R}$$

La tension de sortie S serait donc égale à $7 \frac{R'}{R} E$.

Ce système d'addition par amplificateur opérationnel est extrêmement courant; on pourrait en envisager d'autres. C'est ainsi que, par exemple, on pourrait faire en sorte que les relais actionnés par les fils H, Q, D et U court-circuitent (sur leur position repos) des résistances en série valant respectivement R , $2R$, $4R$ et $8R$ (cette dernière pour le relais actionné par le fil H). La résistance totale que l'on aurait aux bornes de la chaîne serait proportionnelle au nombre envoyé en parallèle sur les 4 fils. Il suffirait d'y faire passer un courant constant pour obtenir aux bornes de cette résistance une tension proportionnelle à la valeur du nombre envoyé.

La solution correspondant à la figure 219 est cependant la plus courante, car il est relativement facile de réaliser l'équivalent à transistors d'un relais donnant une tension de sortie égale à une référence $+E$ ou nulle, selon qu'il est excité ou non par un courant de commande adéquat.

Le montage correspondant (plus exactement une des réalisations possibles) est indiqué sur la figure 220. Le principe de ce montage est très simple : il s'agit d'amener à la saturation complète un des deux transistors (T_1 ou T_2), pendant que l'autre est parfaitement bloqué. Si l'on a, par exemple, amené T_2 à la saturation et bloqué T_1 , le potentiel du point A est alors égal à zéro. Inversement, si c'est T_2 qui est bloqué et T_1 saturé, le potentiel de A est égal à $+E$. Pour commander ces deux transistors, on en utilise un troisième, T_3 , monté en base commune et sur l'émetteur duquel on envoie le courant de commande, I_0 , qui peut être positif ou négatif.

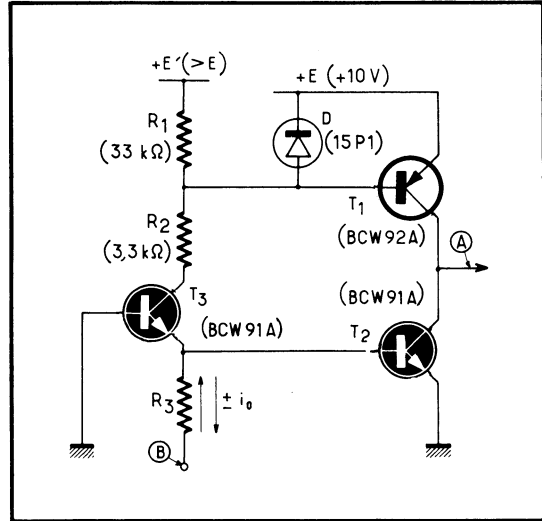
Si I_0 est positif (montant sur le schéma), il ne peut passer par la jonction base-émetteur de T_3 . Il va en totalité vers T_2 qui se trouve saturé. Le transistor T_3 étant bloqué, le potentiel de son collecteur a tendance à remonter jusqu'à $+E'$ qui est supérieur à $+E$. La diode D limite cette remontée de potentiel à une valeur

très légèrement supérieure à $+E$, mais largement suffisante pour bloquer complètement le transistor T_1 .

Envoyons maintenant du courant dans le sens négatif (flèche descendante) à l'émetteur de T_3 . Ce courant ne pourra passer dans la base de T_2 , qui se trouvera bloqué. Il passera entièrement par T_2 , faisant baisser le potentiel de son collecteur et amenant un courant base relativement élevé dans le transistor T_1 . La résistance R_2 sert à limiter la valeur du courant base de T_1 .

C'est ce dispositif qui remplacera, sur la figure 219, les relais dont nous avons parlé.

Fig. 220. — Pour remplacer les relais de la figure 219, on peut employer deux transistors en série dont l'un est saturé et l'autre bloqué. Le transistor T_3 sert à commander T_1 et T_2 . Si le courant i_o va vers l'émetteur de T_3 , T_2 est saturé, tandis que T_3 et par conséquent T_1 sont bloqués : le point (A) est au potentiel de la masse. Si i_o va de l'émetteur de T_3 vers (B), T_3 débite, donc T_1 est saturé, pendant que T_2 est bloqué : le point (A) est au potentiel $+E$.



Dans tout système de conversion numérique-analogique, se pose le problème de la précision, avec une importance d'autant plus grande que le nombre de chiffres du nombre à décoder est plus élevé. Dans l'exemple de la figure 219, comme il ne s'agit que d'obtenir en sortie 15 tensions allant de zéro jusqu'à une valeur maximale en progression arithmétique, on pourra s'estimer satisfait si ces différentes tensions sont égales à leurs valeurs théoriques à moins de 1 % près. Une telle erreur ne représente, en effet, que 1/6 du « quantum » de variation de la tension d'entrée (autrement dit de la valeur qui correspond à une unité). Si nous n'avions qu'une précision plus grossière dans la réalisation du système, principalement sur les résistances R_1 , R_2 , R_3 et R_4 , nous pourrions avoir des résultats aberrants, en particulier quand le nombre parallèle envoyé sur les 4 fils croît régulièrement.

Si, par exemple, la résistance R_1 était erronée et valait, non par $R/8$ mais $R/7$ ou même un petit peu plus, nous constaterions, quand le nombre affiché passe de 7 à 8, que la tension de sortie n'augmente pas d'un quantum, ou même qu'elle redescend. Nous voyons donc que, dans une réalisation comme celle de la figure 219, la précision relative de la résistance R_3 doit être double de celle de R_4 ; celle de R_2 doit être quatre fois meilleure que celle de R_4 , et c'est un coefficient 8 que l'on doit avoir sur la précision de R_1 par rapport à celle de R_4 .

Quand nous aurons à réaliser des convertisseurs numériques-analogiques portant sur des nombres à 10 canaux (10 nombres binaires, autrement dit des nombres décimaux variant de 0 à 1 023) il faudra donc que les résistances les

plus faibles, correspondant aux chiffres de plus haut rang, soient connues avec une grande précision, très supérieure au millième. Heureusement, les résistances de grande précision sont bien connues et leur technologie est parfaitement au point, à tel point que l'on peut trouver dans le commerce des résistances précises à 1/100 000 près à la température ambiante.

Mais la précision des résistances n'est pas le seul point sur lequel il faille porter son attention. Dans la figure 219 nous avons supposé que nous utilisions des relais pour appliquer aux extrémités gauches des 4 résistances des tensions qui pouvaient être zéro ou +E. Ces relais sont en général remplacés par des montages à transistors comme celui de la figure 220. Un tel montage ne sera valable que dans la mesure où il porte le potentiel du point A à une valeur suffisamment proche de zéro ou de +E. Le montage décrit sur la figure 220 permet, avec une référence +E de 10 V, d'avoir un écart entre le potentiel du point A et la masse (ou le +E suivant les cas) inférieur à quelques millivolts. Il permettra donc une précision meilleure que le millième; nous pourrons l'utiliser dans un convertisseur à 10 chiffres binaires.

Si nous avons beaucoup insisté sur les convertisseurs numériques-analogiques, pourtant moins utilisés que les convertisseurs analogiques-numériques, c'est que leur constitution est plus simple et qu'elle nous aidera à comprendre le fonctionnement des autres.

2. — CONVERTISSEURS ANALOGIQUES-NUMÉRIQUES

Il y a de nombreuses méthodes pour convertir une grandeur variant d'une façon continue en son expression sous forme numérique. Nous examinerons d'abord, sans donner de détails, le système de codage mécanique, nous verrons ensuite les moyens électroniques permettant de convertir une tension en son expression codée.

Le système codeur mécanique

Si nous disposons au départ d'une grandeur comme la position angulaire d'un axe, ou d'une autre grandeur qui peut s'y ramener, nous pourrions utiliser directement le disque codeur. On peut envisager un type de réalisation possible de ce disque, selon le dessin de la figure 221.

On voit en *a* le disque représenté en plan. Il comporte une première piste P_1 qui est une couronne dont la moitié (180°) est opaque, tandis que l'autre moitié (située à droite sur la figure) est transparente. Autour de cette première piste se trouve une seconde piste P_2 , comportant deux secteurs opaques et deux secteurs transparents. La piste P_3 , autour de P_2 , comporte 4 secteurs opaques (de 45° chacun) et 4 secteurs transparents. Ce sont 8 secteurs opaques, séparés par 8 secteurs transparents que, l'on trouvera sur la piste P_4 , la piste P_5 , la plus externe, comportant 16 secteurs opaques et 16 secteurs transparents.

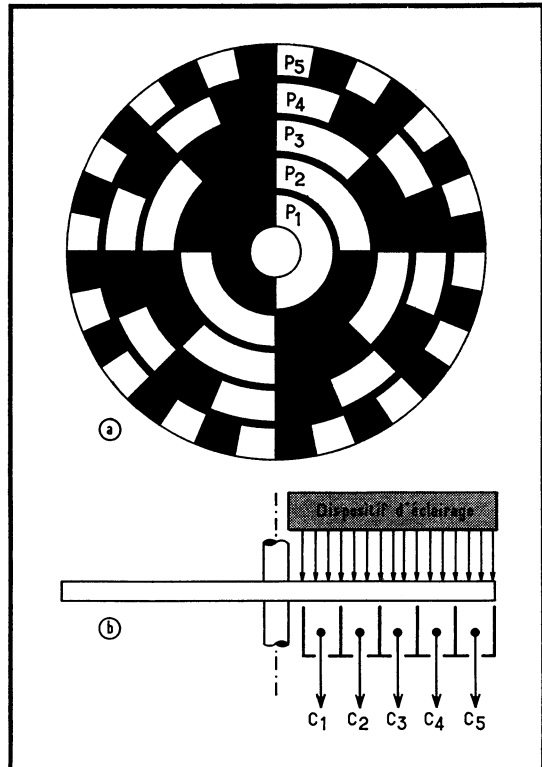
Le disque est disposé comme le montre la figure 221 *b* : un système de projecteur forme une fente lumineuse très fine qui éclaire un rayon du disque. Derrière les pistes P_1, P_2, \dots, P_5 , se trouvent des cellules photoélectriques (ou des photo-résistances) C_1, C_2, \dots, C_5 .

Suivant la position du disque, la fente lumineuse projetée sur un rayon de celui-ci atteint ou n'atteint pas une cellule correspondant à une piste donnée,

selon que cette cellule se trouve sous un secteur transparent ou un secteur opaque. Les tensions de sortie des cellules, éventuellement mises en forme par des montages écrêteurs appropriés du type trigger de Schmitt, fournissent, sur autant de voies qu'il y a de pistes et de cellules, une représentation binaire de la position.

On voit donc que ce type de disque est la première réalisation possible d'un convertisseur analogique-numérique, à condition de partir d'une position mécanique.

Fig. 221. — Pour transformer la position angulaire d'un axe (grandeur analogique) en expression numérique, on peut utiliser le disque vu en plan (a) sur lequel des pistes P_1, P_2, \dots, P_5 comportent des secteurs transparents et opaques. Suivant la position du disque, la fente lumineuse projetée par le dispositif d'éclairage arrive ou non sur la cellule correspondant à une piste donnée.



Nous n'avons donné qu'une théorie très sommaire de ces disques codeurs. Leur réalisation est extrêmement délicate. Les ambiguïtés qui peuvent résulter du franchissement simultané (dans plusieurs pistes à la fois) des frontières entre les zones transparentes et les zones opaques, donnant naissance à de fausses indications, obligent à utiliser des notations spéciales associées à des convertisseurs appropriés. C'est ainsi qu'on emploie souvent, à la place du code binaire normal, un code dit « reflex » que l'on peut convertir ensuite en code binaire et qui élimine les ambiguïtés. L'étude détaillée de ce dispositif nous entraînerait trop loin.

Convertisseurs analogiques-numériques utilisant une rampe et un comptage

Il est possible de convertir une tension en un nombre par le dispositif dont le schéma bloc est indiqué sur la figure 222. La tension à coder, u , est appliquée

à l'une des entrées d'un amplificateur différentiel (ou comparateur) de gain très élevé. Un tel amplificateur doit délivrer une tension de sortie qui varie très brusquement quand la tension appliquée à son entrée inférieure passe par une valeur égale à la tension appliquée à son entrée supérieure (u). On applique en A une impulsion de commande qui a deux effets :

1° elle fait démarrer un générateur de dents de scie qui engendre une forme d'onde à croissance linéaire, appliquée à la seconde entrée du comparateur;

2° elle fait basculer le basculeur EJ en raison de l'attaque de son entrée E_1 . La tension du générateur de dents de scie commence à monter au temps t_0 . A l'instant t_1 , elle rejoint la valeur u , la tension de sortie de l'amplificateur-comparateur varie alors si rapidement qu'il s'agit, en fait, d'une impulsion. Cette impulsion est transmise à l'entrée E_2 du basculeur EJ qui rebascule; en même temps, on l'utilise pour remettre à zéro la tension de sortie du générateur de dents de scie.

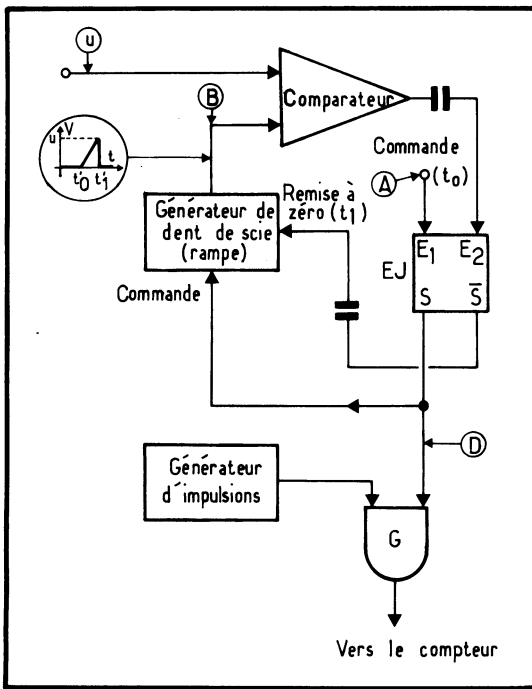


Fig. 222. — Réalisation possible d'une transformation analogique-numérique : à l'instant t_0 démarre une tension en dents de scie ainsi que le comptage des périodes d'un oscillateur par un compteur. Quand la tension de la dent de scie atteint la valeur de la tension u (à traduire en expression numérique), le comparateur délivre une impulsion qui arrête le comptage et la montée de la dent de scie. Ceci se produit à l'instant t_1 , l'écart $t_1 - t_0$, autrement dit le nombre d'impulsions comptées, étant proportionnel à la valeur de u .

Nous disposons donc, au point D, d'une tension qui, nulle jusqu'à l'instant t_0 , devenant positive de t_0 à t_1 et retombant à zéro après t_1 , va débloquent entre l'instant t_0 et l'instant t_1 le gate G.

Nous trouverons donc à la sortie de G les impulsions du générateur d'impulsions uniquement entre l'instant t_0 et l'instant t_1 . L'écart entre ces deux instants étant proportionnel à u , nous aurons donc, à la sortie de G, un nombre d'impulsions qui est proportionnel à u .

Nous avons dit qu'il était désavantageux, pour la transmission d'un nombre, d'envoyer sur une voie autant d'impulsions que ce nombre comporte d'unités. Il est préférable de faire compter ce nombre par un compteur et de retransmettre l'indication de ce compteur sous forme binaire, ou éventuellement binaire décimale.

Ce type de convertisseur, théoriquement assez simple, présente un certain nombre d'inconvénients :

1° il nécessite la réalisation d'un générateur de dents de scie d'une linéarité parfaite (ce n'est pas là, en général, le point le plus délicat de la réalisation);

2° il exige l'utilisation d'un comparateur très précis qui puisse délivrer une impulsion bien définie quand les tensions appliquées à ses deux entrées passent par une valeur égale, *quelle que soit* cette valeur, ce qui est assez délicat à réaliser (¹);

3° il ne peut donner le résultat de la conversion qu'au bout d'un temps d'autant plus élevé que le nombre correspondant à cette conversion est plus grand. Si, par exemple, nous devons faire cette conversion avec une précision supérieure à 1/10 000, il faudrait prévoir, pour l'opération, une durée égale au moins à 10 000 périodes du générateur d'impulsions.

Ce convertisseur présente également un inconvénient : le nombre que l'on obtient à la sortie de G correspond à la valeur de u à l'instant t_1 . Si u a varié pendant la durée du comptage, c'est seulement sa valeur finale (à l'instant t_1) qui importe.

Convertisseur analogique-numérique par asservissement tension-fréquence

Si l'on sait réaliser un asservissement entre une tension et une fréquence, on peut très bien compter le nombre de périodes de l'oscillateur ainsi asservi pendant un temps donné : il sera proportionnel à la tension appliquée à l'entrée.

On pourrait penser, pour une telle réalisation, à l'utilisation d'un générateur à battements entre deux oscillateurs. Le premier fonctionnerait à fréquence fixe, le second étant modulé en fréquence par la tension à convertir.

Pour cette modulation, il existe de nombreuses solutions :

1° l'utilisation d'un multivibrateur dont on fait varier le potentiel du point où reviennent les deux résistances de base;

2° l'utilisation d'un oscillateur sinusoïdal dont une partie du condensateur qui accorde le bobinage est réalisée au moyen d'une diode à capacité variable.

Ces derniers éléments sont des diodes que l'on emploie polarisées en sens inverse. En général, dans ces diodes, la capacité dynamique entre les électrodes varie en raison inverse de la racine carrée de la tension appliquée. Ce phénomène s'explique par l'évacuation progressive des porteurs loin de la zone de jonction au fur et à mesure que l'on augmente la tension inverse : tout se passe comme si l'on écartait les armatures d'un condensateur.

Si nous avons parlé, pour cette réalisation de l'asservissement tension-fréquence, d'un générateur à battements, c'est parce que ces procédés de modulation de fréquence ne sont réalisables que pour une variation relativement faible de la fréquence de l'oscillateur modulé, surtout si l'on désire que cette variation soit proportionnelle à la tension de commande.

La méthode qui est de loin la meilleure pour réaliser un convertisseur amplitude-fréquence consiste à partir d'un convertisseur fréquence-amplitude, et à l'utiliser dans une boucle de contre-réaction. En effet, il y a des moyens rigoureux pour réaliser un tel convertisseur.

1. Les comparateurs en circuits intégrés sont une excellente solution à cet égard.

La figure 223 indique un de ces moyens, de réalisation particulièrement simple.

On applique en A une tension alternative, de forme quelconque mais d'amplitude crête à crête parfaitement définie. Pendant les instants où la tension du point A est basse, le condensateur C_1 se charge à travers D_1 . Quand la tension du point A est élevée, le condensateur C_1 se décharge dans C_2 à travers D_2 . Le condensateur C_2 se déchargera dans la résistance R.

S'il est parfaitement déchargé quand survient l'impulsion suivante de charge à travers D_2 , nous aurons un courant moyen dans R qui sera rigoureusement proportionnel à la fréquence de la tension appliquée en A : à chaque période de cette tension, la quantité d'électricité apportée par le jeu des diodes dans C_2 est toujours la même.

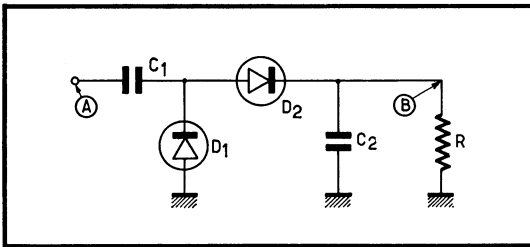
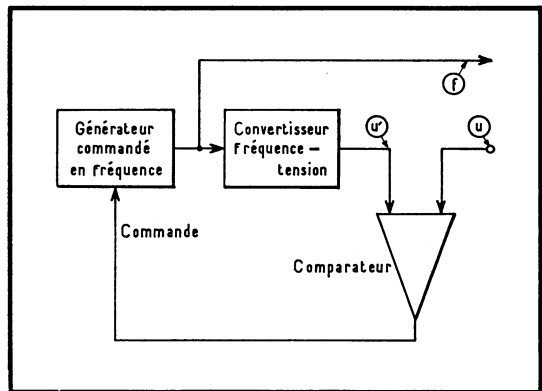


Fig. 223. — Circuit de conversion fréquence-tension dit « pompe à diodes ».

Fig. 224. — Conversion tension-fréquence utilisant une contre-réaction qui, par l'intermédiaire d'un comparateur, pilote un oscillateur actionnant un convertisseur fréquence-tension, plus facile à réaliser.



Pour perfectionner encore ce système, et le rendre parfaitement linéaire, il faudrait s'affranchir du seuil de conduction des diodes. On peut le faire en remplaçant celles-ci par des transistors commandés. La diode D_1 , par exemple, sera remplacée par un transistor $p-n-p$ qui sera bloqué quand la tension en A tend à monter et sera débloqué quand la tension en A est voisine de son minimum. Il jouera donc le rôle d'un court-circuit quand la tension en A est faible et d'un circuit ouvert quand elle est forte.

Nous monterons ce convertisseur fréquence-tension en contre-réaction dans une chaîne comportant un oscillateur commandé en fréquence et un comparateur de tension, comme l'indique la figure 224.

Le comparateur, recevant d'une part la tension u d'entrée, et d'autre part la tension u' du convertisseur fréquence-tension, donnera à sa sortie une tension de correction qui agira sur la fréquence de l'oscillateur, ceci jusqu'à ce que cette

fréquence soit celle qui donne, à la sortie du convertisseur fréquence-tension une tension u' très voisine de u .

Les convertisseurs analogiques-numériques utilisant la méthode de la conversion tension-fréquence ont l'avantage de donner un nombre d'impulsions en sortie qui ne soit fonction que de la valeur *moyenne* de u pendant la durée du comptage, contrairement au système à rampe linéaire.

Signalons également, parmi les dispositifs de conversion tension-fréquence, le système utilisé par *Hewlett-Packard*, qui consiste en gros à réaliser un générateur de dents de scie, la résistance qui charge le condensateur dans ce générateur étant alimentée par la tension à mesurer u . Le système de décharge périodique du condensateur se déclenchant quand la tension aux bornes de ce dernier atteint une valeur déterminée, on voit que la fréquence des oscillations en dents de scie est proportionnelle à la tension u .

Convertisseur analogique-numérique par la méthode des essais successifs

Ce type de convertisseur procède exactement de la même façon qu'un physicien qui veut réaliser une pesée. Ayant placé le corps à peser dans un des plateaux de la balance, il essaye, par exemple, un poids de 20 g dans l'autre plateau. Ce poids étant trop lourd, il le retire et essaye 10 g. Si ce dernier est trop léger, il lui rajoutera 5 g, etc.

Nous procéderons de même, en utilisant un convertisseur numérique-analogique, du type de celui qui est schématisé sur la figure 219, dont nous comparerons la tension de sortie à la tension u à coder. Si le résultat de cette comparaison indique que u est supérieure à la tension de sortie du convertisseur, un système de programme interviendra qui fera essayer une combinaison correspondant à une valeur supérieure sur les lignes de commandes des relais du convertisseur.

Supposons que, par exemple, nous ayons utilisé le convertisseur de la figure 219, alimentant une entrée d'un comparateur, sur l'autre entrée duquel se trouve la tension u .

Si cette tension représente, par exemple, une valeur correspondant à 13 « unités » (c'est-à-dire 13 fois la valeur de tension de sortie que nous aurions en excitant le fil U seulement), les phénomènes se passeront ainsi :

Initialement, il n'y a de tension sur aucune des quatre lignes. Le système de programme commencera à en appliquer sur la ligne H : il en résultera une tension de sortie S égale à 8 unités.

Le comparateur, entre S et u , indiquera que S est trop faible. Le résultat de cette comparaison fera entrer en action le programme, qui, sans agir sur la position du basculeur mémoire qui maintient une tension appliquée en H, appliquera une tension en Q.

La tension S montera alors à 12 unités. Elle est toujours inférieure à u .

Le programme, déclenché par le comparateur, va mettre en action un basculeur qui appliquera de la tension sur le fil D, sans agir sur les basculeurs mémoire qui maintiennent des tensions appliquées sur les fils H et Q.

La tension S passera à 14 unités : elle est plus élevée que u . La sortie du comparateur s'inverse, agit alors sur le programme de façon telle qu'elle remet à zéro le basculeur qui envoyait de la tension sur D et fait passer à 1 le basculeur qui enverra de la tension sur U, sans agir sur les basculeurs qui en envoient sur H et Q.

La tension de sortie est alors égale à 13 unités, elle diffère donc suffisamment peu de u pour que le système comparateur déclare l'égalité réalisée et stoppe l'évolution du programme.

Le programme est d'une réalisation complexe mais non compliquée : il comporte en effet toute une série d'éléments, y compris un de ces enregistreurs-afficheurs à décalage commandé (*shift register*), quatre basculeurs mémoire et le jeu des gates de commande couplés à un générateur d'impulsions qui cadence les opérations.

La description de la structure détaillée de ce système nous entraînerait trop loin; mais, comme nous l'avons dit, c'est un système logique et qui n'est pas compliqué; il est seulement complexe.

Un convertisseur de ce type présente le grand avantage d'opérer la conversion en un temps court. En effet, le nombre d'opérations à effectuer, chacune représentant une comparaison, ne dépend que du nombre de chiffres de sortie du convertisseur. Ce dernier ne croît donc que comme le logarithme du nombre maximum à obtenir en conversion.

Par exemple, si l'on désire un convertisseur qui transforme une tension donnée en un nombre compris entre 0 et 1 000, ceci ne nécessite que 10 % de plus de temps que pour avoir un convertisseur ne donnant que les nombres compris entre 0 et 500 : l'addition d'un nouvel étage, correspondant à un temps unitaire de comparaison constant, multiplie par 2 les possibilités et la précision du système.

C'est pourquoi ce type de convertisseur doit être préféré quand on veut travailler rapidement et avec une grande précision. En effet, la caractéristique dominante des systèmes arithmétiques est leur possibilité de précision considérable. Si les calculateurs analogiques sont souvent plus simples dans leur structure pour traiter des problèmes avec une précision modérée, les calculateurs arithmétiques permettent, par contre, des performances de précision aussi élevées qu'on le veut.

Convertisseur analogique-numérique par compteur réversible

C'est un dispositif tout à fait analogue aux précédents que nous allons décrire mais le système employé pour commander les entrées du convertisseur numérique-analogique est différent.

Nous emploierons, pour ces commandes, les sorties d'un compteur binaire réversible. On appelle ainsi un compteur binaire, qui puisse, quand on lui envoie des impulsions à l'entrée, faire croître la valeur affichée, ou la faire décroître si l'on a envoyé simultanément une tension de commande sur une entrée adéquate.

Ce compteur, recevant à son entrée des impulsions d'une base de temps, agit par les sorties correspondant à ses différents étages sur les entrées correspondantes d'un convertisseur numérique-analogique disposé comme celui de la figure 219.

La tension de sortie S de ce dernier, envoyée à une entrée d'un amplificateur différentiel, est comparée à la tension à coder u qui est appliquée à l'autre entrée.

La tension de sortie de ce comparateur commande l'entrée spéciale du compteur qui fait que celui-ci compte ou décompte. Quand l'indication du compteur est arrivée à une valeur telle que la tension de sortie du convertisseur (S) soit égale à la tension u , un dispositif adéquat arrête l'envoi d'impulsions dans le compteur et affiche le nombre indiqué sur ce dernier.

Si nous avons parlé de ces dispositifs de conversion, sans donner sur eux tous les détails que certains lecteurs attendent, c'est pour indiquer qu'il y a là un domaine d'applications extrêmement intéressant pour les transistors de commutation. Les vitesses élevées avec lesquelles ceux-ci peuvent passer de l'état saturé à l'état bloqué, la très faible tension qui reste entre leur émetteur et leur collecteur quand ils sont saturés, la faible fuite qui les traverse quand ils sont bloqués, permettent d'obtenir des performances de grande précision dans ces convertisseurs.

CHAPITRE XIII

INSTRUMENTS UTILES POUR LES RÉALISATIONS A TRANSISTORS

Dans ce chapitre, nous donnerons quelques indications sur les réalisations de montages à transistors. En effet notre expérience nous a montré qu'un grand nombre d'insuccès en la matière provenaient d'appareils non adaptés à l'usage envisagé et d'une insuffisance d'expérience dans les montages eux-mêmes.

S'il est indiqué, quand on entreprend l'essai d'un montage à transistors, de pousser aussi loin que possible les calculs *simples* permettant de savoir comment le montage se comportera, il reste cependant une marge d'incertitude que seule l'expérience permettra de réduire.

Il ne faut évidemment pas recourir à cette expérience en ayant laissé dans l'ombre le comportement possible de tel ou tel transistor, en particulier en ne sachant pas où et comment va passer tel courant. Une semblable incertitude peut souvent entraîner la destruction d'un ou plusieurs transistors.

Les calculs que nous avons indiqués, à partir des treize principes exposés au chapitre I, permettent en général de donner une approximation assez bonne des états du montage au moment du fonctionnement. L'expérience est là pour indiquer les valeurs précises et montrer dans quelle mesure elles diffèrent des valeurs escomptées à la suite des calculs approximatifs.

Avant de mettre la tension sur le montage, il faut envisager toutes les conséquences possibles d'une fausse manœuvre. Évidemment, on peut admettre qu'on ait repéré correctement le sens de branchement des alimentations et qu'on ne l'inversera pas. Si un doute subsiste, on utilisera une protection par diode série ou diode shunt suivant les cas. Par contre, il peut se faire que le montage doive être alimenté par plusieurs sources de tension. Dans ce cas, il est absolument indispensable d'avoir prévu tout ce qui se passera si on ne branche qu'une seule de ces sources, ou si on en branche une partie de celles qui étaient nécessaires, ceci dans un ordre quelconque.

Les montages à transistors sont en général alimentés sous tension faible : le technicien n'hésite pas à y mettre les doigts et à les manipuler quand ils sont

sous tension. Cette façon de faire n'est pas valable dans les montages à tubes : les tensions que l'on y rencontre sont souvent de nature à faire regretter au technicien sa témérité. Si, dans les montages à transistors, celui qui les manipule sans interrompre le courant n'est pas en danger, on ne peut en dire autant des éléments actifs du montage. Un court-circuit, même de durée extrêmement réduite, peut détruire un transistor. Il convient donc de faire extrêmement attention lors des manipulations effectuées dans des montages à transistors sous tension. En général ces montages sont de petites dimensions; l'écart entre les différents points est, en général, petit, et les dimensions d'une simple pince crocodile ou d'une pointe de touche peuvent être suffisantes pour provoquer un court-circuit.

L'auteur a sur la conscience la mort d'un certain nombre de transistors, à la suite d'accidents de ce genre : l'extrémité de la sonde de l'oscilloscope, pourtant petite, avait glissé et établi un court-circuit entre deux fils.

Le technicien qui travaille sur un montage à transistors doit, s'il a pris l'habitude de travailler sur des tubes chauds, perdre l'idée qu'un court-circuit n'a pas d'influence notable sur les éléments s'il n'est pas prolongé outre mesure. Avec les tubes c'était vrai dans la plupart des cas, avec les semiconducteurs le court-circuit est en général destructeur dans la milliseconde qui suit.

Indépendamment de ces précautions d'utilisation, il faut disposer, pour l'étude des montages à semiconducteurs, d'un matériel bien adapté. Il est loin d'être aussi complexe qu'on le croit, ni aussi coûteux. Nous examinerons successivement les différentes alimentations nécessaires pour les montages à transistors et les principaux appareils de mesure utiles pour l'étude de ces montages.

1. — ALIMENTATIONS NON STABILISÉES

Dans de nombreux cas on peut se contenter d'alimentations non stabilisées. Beaucoup de personnes s'imaginent que les montages à transistors doivent être alimentés sur piles. Ce n'est pas là une solution à dédaigner en raison de la facilité de mise en service de ces sources de courant. Il ne faut toutefois pas oublier les inconvénients inhérents aux piles : leur résistance interne non négligeable et qui va en croissant en fonction du temps, le fait que leur tension varie même quand elles ne sont pas en service, le fait que leur impédance interne amène nécessairement à les découpler par des condensateurs de forte capacité, dont les fuites peuvent décharger les piles, les suintements éventuels de produits chimiques corrosifs...

Les piles sont surtout intéressantes lorsque l'on désire expérimenter des montages à transistors dont les consommations ne dépassent pas une cinquantaine de milliampères, les tensions d'alimentation ne dépassant pas 6 à 10 V.

Contrairement à une opinion très répandue, une alimentation destinée à fournir une intensité élevée sous une faible tension ne coûte pas plus cher qu'un modèle fournissant la même puissance sous une tension élevée. Malheureusement, dans la plupart des cas, les valeurs choisies pour les éléments sont mal déterminées.

Pour guider l'utilisateur dans le choix de ces valeurs, nous allons procéder à une comparaison entre deux alimentations donnant l'une et l'autre la même puissance continue redressée. La première délivre une tension V avec une intensité I . La deuxième, du type basse tension, est prévue pour délivrer une tension V/n avec une intensité nI .

Sur la figure 225, nous avons groupé les éléments des filtrages relatifs à ces deux alimentations, en a pour le modèle haute tension et en b pour le modèle

basse tension. Il s'agit de définir comment nous passerons du modèle *a* au modèle *b*, en fonction du coefficient *n*.

Commençons par le bobinage de filtrage. Nous poserons en principe que nous gardons pour les deux bobines, en *a* et *b* le même noyau magnétique, avec le même entrefer. Puisque nous ne voulons pas que le bobinage soit plus saturé en *a* qu'en *b*, pour le faire travailler dans les mêmes conditions de perméabilité, nous devons donc avoir le même nombre d'ampères-tours. Ceci nous conduit à réaliser un bobinage en *b* dont le nombre de tours sera : $N' = \frac{N}{n}$

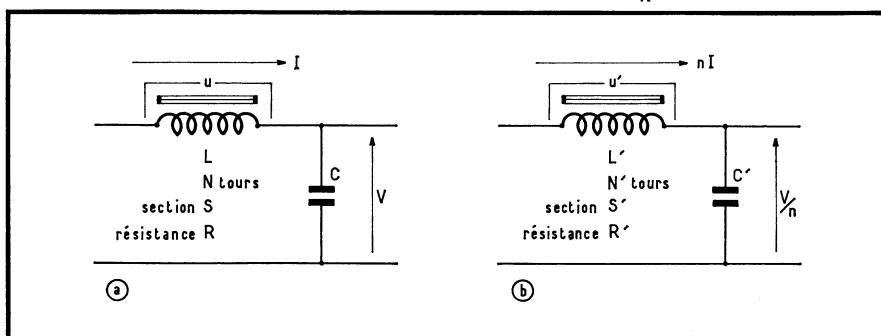


Fig. 225. — Définition du facteur « *n* » qui permettra, à partir d'une alimentation haute tension (a), de déterminer les éléments correspondants d'une alimentation basse tension (b) en montrant que cette dernière, à puissance redressée égale, est très analogue au modèle haute tension en ce qui concerne ses poids, prix et encombrement.

Étant donné que nous avons choisi un nombre de tours *n* fois plus petit, nous pouvons loger dans les fenêtres du bobinage un fil dont la section est *n* fois plus grande (dont le diamètre est \sqrt{n} fois plus grand que celui du fil qui constituait le bobinage utilisé en *a*). Nous pouvons donc déjà en déduire que la résistance ohmique du bobinage utilisé en *b* sera n^2 fois plus faible que celle du bobinage utilisé en *a*. Il en résulte que, pour une intensité *n* fois plus grande, la chute de tension u' dans ce bobinage sera *n* fois plus petite que la chute de tension u que déterminait le courant I dans le filtre *a*).

Ce dernier résultat est logique : c'est une proportion donnée de la tension non filtrée qui sera ainsi perdue dans la bobine de filtrage, correspondant à une portion donnée de la puissance fournie par la tension non filtrée.

Si nous voulons assurer la même efficacité de filtrage, le produit LC doit rester constant. Comme $L' = L/n^2$, nous devons donc choisir un condensateur C' ayant une capacité n^2 fois plus grande que celle de C .

C'est ce dernier point qui surprend en général les réalisateurs, car ils estiment que la capacité à laquelle on arrive conduit à un condensateur monstrueux et très coûteux.

En réalité, il n'en est rien. Contrairement à ce que pensent la plupart des gens, les prix, poids, encombrement d'un condensateur ne sont pas fonction de la charge qu'il peut recevoir (produit de sa capacité par la tension nominale de service), mais de l'énergie maximale qu'il peut recevoir (produit de la moitié de sa capacité par le carré de sa tension de service).

En effet, si, à partir d'un condensateur donné, nous voulons tripler sa tension de service, nous serons amené à tripler l'épaisseur du diélectrique. Ce faisant,

nous divisons par trois la capacité par unité de surface du diélectrique : pour garder une capacité constante, nous devons tripler la surface du diélectrique. Le volume total de ce dernier se trouvera donc multiplié par 9 (3^2). Il est logique de supposer que l'encombrement externe du condensateur en fera autant, son poids également, et que son prix suivra d'une façon à peu près proportionnelle.

D'ailleurs, si on consulte les catalogues des fabricants de condensateurs, on s'aperçoit qu'ils indiquent un boîtier déterminé, correspondant à des dimensions définies, comme valable jusqu'à un certain nombre de joules, donc pour une énergie donnée.

Donc, si nous partons d'une alimentation prévue pour donner 200 mA sous 300 V et que nous voulions en déduire les caractéristiques d'une alimentation donnant 5 A sous 12 V, notre coefficient n sera égal à 25.

Supposons que, par exemple, l'alimentation à 300 V ait pour bobine de filtrage un bobinage de 10 Henry ayant une résistance ohmique de 150Ω (réalisé en fil de 0,3 mm) et un condensateur de $20 \mu\text{F}$. Nous serons conduit, pour l'alimentation basse tension, à utiliser un bobinage dont le coefficient de self-induction soit 625 fois plus petit, ce qui fera 16 mH, réalisé en fil d'un diamètre cinq fois plus grand (1,5 mm) et dont la résistance totale sera de $0,24 \Omega$. Le condensateur de filtrage, d'une capacité 625 fois plus grande que celle du condensateur qui filtrait l'alimentation de 300 V, aura donc une capacité de $13\,000 \mu\text{F}$. Cette dernière valeur peut sembler astronomique, mais il ne faut pas oublier que le condensateur travaille sous une tension de service de 12 V. Dans ces conditions, il ne sera pas plus volumineux que le condensateur de $20 \mu\text{F}$ qui avait une tension de service de 300 V.

Bien entendu les éléments redresseurs seront des semiconducteurs. Le plus souvent on emploiera des diodes au silicium. Il faut prendre quelques précautions lors de l'emploi de ces dernières. En particulier, il convient de limiter la surintensité qui peut les traverser. Un bon moyen pour cela consiste à n'employer exclusivement que le filtrage à bobinage en tête, d'ailleurs beaucoup plus intéressant pour la régularité de la tension qu'il donne et la faible variation de celle-ci en fonction du courant consommé.

Le montage qui nous semble le plus recommandable est celui de la figure 226, utilisant un redressement en pont. La présence du condensateur C' semble en contradiction avec ce que nous avons indiqué au sujet du filtrage par bobinage en tête. Il n'en est rien; C' n'a qu'une capacité de quelques nanofarads : il est destiné à supprimer les surtensions éventuelles dues aux ruptures brusques de courant dans le bobinage de filtrage au moment de l'inversion de la polarité du secteur.

Une alimentation de ce type délivre une tension redressée en tête de filtre égale à $0,9 u$ lorsqu'elle débite un courant redressé suffisant.

Chaque diode du pont supporte une tension inverse maximale égale à $u \sqrt{2}$ mais il convient de considérer un coefficient de sécurité d'au moins 50 % en raison des surtensions qui peuvent se produire lors de la mise en route ou de l'arrêt de l'alimentation.

La tension redressée fournie par une telle alimentation monte jusqu'à $u \sqrt{2}$ quand la consommation du côté continu est nulle. Pour éviter cette variation, il suffit de charger en permanence l'alimentation (si elle doit être capable de fonctionner à vide sans élévation notable de la tension de sortie) par une résistance R qui doit être inférieure à $R = 6\pi \text{ FL}$. Avec le courant alternatif à 50 Hz, la valeur $6\pi\text{F}$ est voisine de 1 000, ce qui correspond à une résistance bleeder, valant autant

de fois $1\,000\ \Omega$ que la bobine de filtrage L a d'Henry. Par exemple, dans le cas de l'alimentation $12\ \text{V}$, $5\ \text{A}$ évoquée plus haut, dont la bobine de filtrage avait un coefficient de self-induction de $16\ \text{mH}$, il faudrait mettre en permanence sur la sortie de cette alimentation une résistance de moins de $16\ \Omega$ pour éviter que sa tension redressée monte abusivement quand on ne fait rien débiter à cette alimentation. Une telle résistance, consommant environ deux tiers d'ampère, ne représente pas une grosse charge pour l'alimentation; elle est une grande sécurité pour le condensateur de sortie qui ne risque pas d'être survolté.

Il convient de préciser que la valeur de L qui figure dans la formule $R = 6\pi FL$, est relative à la valeur du coefficient de self-induction du bobinage de filtrage pour une composante continue très faible. Ceci est avantageux, cette valeur de L étant relativement plus élevée, ce qui permet d'utiliser une résistance bleeder plus grande.

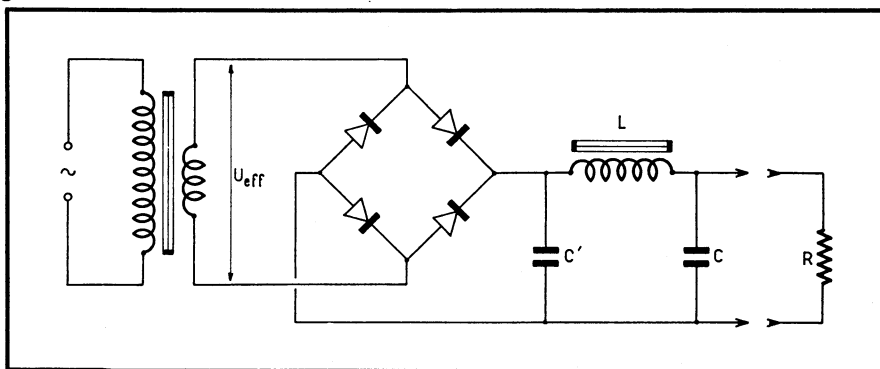


Fig. 226. — Alimentation basse tension à filtrage par bobinage en tête. Le condensateur C' , de quelques nanofarads, ne sert pas au filtrage, mais à l'élimination des surtensions éventuelles.

Il y a même là une possibilité de mesure du coefficient de self-induction du bobinage de filtrage. Ayant réalisé une alimentation du type de celle de la figure 226, on la fait débiter sur une résistance R que l'on fait varier. Pour une certaine valeur de R et au-delà de cette valeur, on voit la tension redressée monter fortement, en même temps que l'on peut observer à l'oscilloscope, en amont du filtre, une déformation très prononcée de la forme d'onde. On note alors la valeur de la résistance R et on peut en déduire celle du coefficient de self-induction L par la formule :

$$L = \frac{R}{6\pi F}$$

Nous avons supposé, pour faire cette mesure, que le filtre était suffisamment efficace, autrement dit que la composante alternative de tension résiduelle aux bornes du condensateur C était faible par rapport à la composante continue.

Il est d'ailleurs facile de calculer cette composante; on trouve qu'elle est égale à :

$$A = \frac{u\sqrt{2}}{6\pi^3 F^2 LC}$$

soit pratiquement :

$$A = \frac{u}{0,33 LC}$$

avec $F = 50\ \text{Hz}$, L en Henrys et C en microfarads.

On sait, d'autre part, que la tension continue redressée, est voisine de $0,9 u$.

En première approximation, la composante alternative crête à crête résiduelle en sortie du filtre est indépendante du courant débité par l'alimentation. En réalité, quand ce dernier croît, le coefficient de self-induction du bobinage diminue et la composante alternative augmente.

Signalons en passant qu'il est possible, au moyen de quelques mesures très simples, de déterminer la valeur *exacte* de la capacité du condensateur de filtre C ainsi que la variation du coefficient de self-induction L en fonction de la fréquence. Nous indiquons ci-après le mode opératoire, les formules étant données pour le cas où le courant alternatif est à une fréquence de 50 Hz, les formules valables pour une fréquence différente F sont indiquées après entre parenthèses.

Ayant réalisé une alimentation du type de la figure 226, on la charge, comme nous l'avons dit, sur une résistance R variable en augmentant celle-ci jusqu'à ce que la forme d'onde en amont du filtre cesse d'avoir la forme de double sinusoïde redressée. En notant la valeur R, on obtient la valeur du coefficient de self-induction L comme nous l'avons indiqué plus haut.

On mesure alors la valeur de tension efficace alternative résiduelle aux bornes du condensateur C en aval du filtre. Cette valeur étant égale à e_0 , nous en déduisons la valeur du condensateur de filtrage par la formule :

$$C = \frac{u}{e_0} \times \frac{1,07}{L_0} \left(C = \frac{u}{e_0} \times \frac{2680}{F^2 L_0} \right) \quad C \text{ en } \mu\text{F}, L_0 \text{ en H.}$$

La valeur L_0 , qui figure dans cette formule a été déduite de celle de la résistance critique. Elle correspond au coefficient de self-induction du bobinage pour un courant débité très faible (sur la résistance critique R). La formule ci-dessus n'est valable avec une bonne approximation que si le rapport u/e_0 est au moins supérieur à 10.

Si, maintenant, nous faisons varier le courant débité par l'alimentation (en l'augmentant, bien entendu), nous observerons une variation de la composante efficace e_0 de tension alternative résiduelle en amont du filtre. La valeur du coefficient de self-induction est inversement proportionnelle à cette composante efficace. Nous pourrions donc connaître cette valeur pour toutes les intensités débitées par l'alimentation.

On voit donc que le calcul d'une telle alimentation à filtrage par bobinage en tête est extrêmement simple. Pour une alimentation donnée à réaliser, on commence par choisir la tension u , sachant que la tension redressée en tête du filtre sera voisine de $0,9 u$. On choisit la valeur du filtre (le produit LC) en fonction du taux de ronflement que l'on peut admettre sur la tension filtrée. Les valeurs de L et C seront déterminées en fonction des possibilités d'approvisionnement ou en se basant sur une transposition à partir d'alimentation haute tension à l'aide du coefficient n comme indiqué ci-dessus.

En ce qui concerne le choix des diodes, il faut prendre celles-ci telles qu'elles puissent débiter l'intensité demandée, ce qui ne pose aucun problème de calcul puisque tous les constructeurs vous indiquent, pour une diode donnée, l'intensité moyenne maximale redressée qu'elle peut fournir. Avec un pont de 4 diodes, on pourra obtenir une intensité double, puisque les deux diodes de chaque bras travaillent à tour de rôle.

En ce qui concerne la tension, chaque diode ne sera jamais soumise à une tension inverse supérieure à $u\sqrt{2}$.

Il sera cependant préférable, en prévision des transistors, de choisir une valeur de tension inverse nettement supérieure à ce minimum.

On rencontre souvent, pour alimenter des montages à transistors, des alimentations du type de la figure 226, où le bobinage L est supprimé : le filtre se réduit à un condensateur C unique, branché à la sortie du pont.

Cette méthode est très fréquemment utilisée. Elle soumet les diodes, de même que le transformateur d'alimentation, à des surintensités brèves et importantes, correspondant à une intensité efficace élevée (supérieure à l'intensité moyenne).

On utilisera cette méthode en limitant l'intensité maximale débitée à environ 70 % de celle que l'on aurait obtenue normalement dans un montage où le filtrage est effectué par bobinage en tête. Pour calculer approximativement ce montage à condensateur unique, on commence par déterminer la résistance apparente du montage que l'on doit alimenter : c'est tout simplement le quotient de la tension qu'on lui appliquera par le courant qu'il consommera. Si ce montage, alimenté sous une tension de 12 V, doit consommer 100 mA, cela veut dire que sa résistance apparente est égale à 120 Ω .

Connaissant cette résistance apparente, nous pourrions alors trouver la valeur du condensateur de filtrage. Le produit de sa capacité par la résistance apparente (RC) devra être supérieur à la période T du courant alternatif dans un rapport qui dépendra du taux d'ondulation admis pour la tension redressée.

Le tableau ci-dessous indique le taux d'ondulation en fonction du rapport du produit RC à la période T :

RC/T	Taux d'ondulation	Coefficient P
3,3	12 %	0,46
5	8 %	0,41
6,7	6,5 %	0,34
20	4 %	0,29
40	2 %	0,22

Dans ce tableau, on désigne par taux d'ondulation le rapport (en pourcentage) entre la valeur crête à crête de la tension alternative résiduelle et la valeur maximale de la tension redressée. Le coefficient P désigne le rapport entre l'efficacité maximale récurrente dans les diodes et l'intensité maximale lors de la mise en route.

En effet, lorsque nous appliquons la tension u brusquement au montage, le condensateur C n'étant pas chargé, ce dernier se chargera en environ un quart de période. Il est facile de calculer que le courant de crête correspondant aura une valeur de :

$$\frac{2 E \pi \sqrt{2}}{T} C \quad \text{ou } 445 EC, \text{ si } F = 50 \text{ Hz}$$

(C en F).

Lors du deuxième fonctionnement de la diode, le condensateur C ne se sera que partiellement déchargé. La surintensité de crête correspondante ne sera plus la même : elle sera égale à la première surintensité multipliée par le coefficient P.

Puisque nous avons choisi un taux maximal d'ondulation, ceci nous impose la valeur du rapport RC/T. Nous connaissons T (période de la tension alternative U), nous connaissons R en fonction de ce que l'alimentation doit donner, nous en déduisons C. Il est alors facile de calculer la première surintensité, puis les surinten-

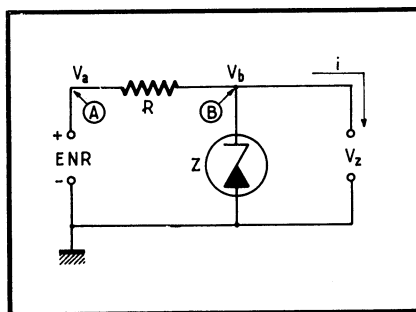
sités suivantes à l'aide du coefficient P . Le tableau donné par le constructeur des diodes nous indique alors si ces dernières peuvent supporter la première surintensité (celle-ci devant être inférieure à la valeur dite « de crête maximale non récurrente ») et les valeurs des surintensités suivantes.

2. — ALIMENTATIONS STABILISÉES PAR DIODES ZENER

Nous avons déjà parlé des diodes Zener dans les pages 44 et suivantes. Nous allons maintenant les utiliser pour réaliser une stabilisation.

On sait qu'une telle diode, quand elle est parcourue par un courant dans le sens convenable, se comporte comme une pile ayant une force contre-électromotrice E_Z et une résistance interne r . Nous monterons donc la diode Zener en question en parallèle avec le montage alimenté, comme l'indique la figure 227, en mettant une résistance R entre le point A et le point B, anode de la diode Zener.

Fig. 227. — Stabilisation d'une tension par diode Zener. La diode Z consomme le courant que le montage alimenté ne consomme pas, ce qui maintient constante la consommation de courant à la source non régulée ENR.



Le potentiel du point A est égal (en prenant la masse pour origine des potentiels) à la tension ENR non régulée, le potentiel du point B étant égal à la valeur V_Z de la tension aux bornes de la diode Zener et du montage alimenté.

Ce dernier consommant l'intensité maximale i , il faut que le courant qui traverse la résistance R soit supérieur à i pour que la diode Zener fonctionne toujours correctement. On devra donc, pour déterminer R , tenir compte des conditions extrêmes. On considérera le cas où ENR est minimal, le courant débité dans le montage i étant maximal. Dans ces conditions, le courant dans la diode Zener ne devra pas s'annuler, ni même descendre au-dessous d'un minimum (pour conserver une résistance dynamique suffisamment faible à cette diode).

Par contre, nous considérerons le cas où ENR est maximal, et où le montage alimenté ne consomme plus aucun courant : dans ces conditions, le courant qui traverse la diode Zener doit être inférieur au maximum imposé par le constructeur pour des considérations de dissipation thermique.

Prenons un exemple pratique. Supposons que nous désirions une tension stabilisée de 8 V, et que nous ayons utilisé pour cela une diode Zener du type 14 Z 4, de 8 V de tension nominale, supportant une dissipation maximale de 0,6 W à l'air libre, soit un courant maximal de 75 mA pour 8 V. La tension non stabilisée dont nous disposons, vaut, par exemple 24 V et peut varier de $\pm 10\%$.

Dans le cas où cette tension est maximale (26,4 V) et où la consommation

du montage alimenté est nulle, il y a donc, aux bornes de la résistance R, une tension de :

$$26,4 - 8 = 18,4 \text{ V}$$

Sous cette tension de 18,4 V, le courant dans la résistance ne doit pas dépasser 75 mA, ce qui nous fixe une valeur minimale de la résistance R égale à 245 Ω .

Supposons maintenant que la tension non stabilisée soit à sa valeur minimale, soit 24 V - 10 %, ou 21,6 V. La tension aux bornes de R n'est plus égale alors qu'à :

$$21,6 - 8 = 13,6 \text{ V}$$

ce qui assure le passage d'un courant de $13,6/245 = 0,055 \text{ A}$. Nous ne pourrions donc consommer au montage qu'un courant inférieur à 50 mA, en admettant que nous en laissons au moins 5 mA dans la diode pour assurer son fonctionnement correct.

Quel sera le degré de stabilisation obtenu? Il sera fonction de la résistance interne dynamique de la diode. Dans la figure 228, nous avons représenté la diode Zener par son équivalent : une pile de force contre-électromotrice E_z en série avec une résistance interne r qui est la résistance dynamique.

On voit que les variations de ENR seront répercutées sur la tension de sortie, atténuée dans le rapport :

$$\frac{r}{r + R}$$

Dans le cas de notre exemple, le catalogue du constructeur indique, par la 14 Z 4, une résistance r inférieure à 5 Ω ; le rapport de stabilisation sera donc de l'ordre de 1/50. Ceci veut dire que les variations de la tension non régulée de $\pm 2,4 \text{ V}$ seront réduites dans le rapport 50 aux bornes de la diode : elles deviendront donc voisines de $\pm 50 \text{ mV}$, ce qui ne représente que $\pm 0,6 \%$ environ.

L'utilisation de la diode Zener est donc très voisine de celle du tube stabilisateur à gaz. La diode consomme la partie du courant que le montage alimenté ne consomme pas. Par contre, la diode Zener a, sur le tube à gaz, l'avantage considérable de ne jamais présenter de résistance dynamique négative. On peut donc sans inconvénient placer à ses bornes un condensateur de capacité quelconque. C'est ce que l'on fera, en particulier, si l'on veut que l'alimentation stabilisée par diode Zener puisse débiter des pointes brèves d'intensité très supérieures à l'intensité *moyenne* pour laquelle elle est prévue. Ces pointes d'intensité seront débitées par le condensateur.

Il n'y a pas lieu non plus de se préoccuper d'une tension d'amorçage, cette notion n'existant pas dans la diode Zener (contrairement au tube à gaz où la tension d'amorçage peut être notablement supérieure à la tension de fonctionnement) puisque cette diode fonctionne sans jamais présenter de résistance négative.

Comme dans le cas des tubes à gaz, les diodes Zener ne se montent pas (ou très mal) en parallèle : une très légère différence de tension nominale suffit pour que l'une des deux diodes absorbe la totalité du courant. On ne pourrait réaliser cette mise en parallèle qu'avec de petites résistances d'équilibrage qui feraient perdre une grande partie de l'intérêt des diodes Zener en augmentant leurs résistances dynamiques.

En revanche, les diodes Zener se montent parfaitement en série, et c'est ce qu'on fait quand on désire obtenir une alimentation à une tension plus élevée que celle des diodes ordinaires. On pourrait objecter qu'il existe des diodes Zener de tension élevée. En réalité, il est souvent préférable d'utiliser deux diodes Zener de 8 V montées en série plutôt qu'une seule de 16 V.

En effet, comme l'expérience l'a montré, les diodes Zener ayant une tension nominale voisine de 8 V ont une résistance dynamique nettement plus faible que les autres.

Si l'on trace sur un même système d'axes (fig. 229) les caractéristiques de différentes diodes Zener d'un même fabricant on constate ceci :

Pour les diodes de tension nominale faible, le coude de Zener est peu prononcé. Pour les tensions voisines de 8 V le coude est très brusque et la partie utile de la courbe presque verticale. Pour les tensions Zener plus élevées, le coude est assez brusque mais la partie utile de la courbe est plus inclinée, montrant l'existence d'une résistance dynamique plus grande.

Par contre, si l'on s'attache essentiellement à la stabilité de la tension en fonction de la température, c'est autour de 6 V que l'on choisira les tensions Zener les meilleures : pour cette valeur le coefficient de température de la diode Zener s'annule presque.

Il est d'ailleurs toujours possible de réduire très notablement le coefficient de température d'une diode Zener, en la montant en série avec une diode identique disposée en sens inverse. A ses bornes, cette dernière n'a qu'une tension de 0,7 V, mais cette tension variera, en fonction de la température, en sens inverse de la variation de tension aux bornes de l'autre diode, compensant en partie cette dernière variation.

Fig. 228. — La diode Zener se comporte comme une force contre-électromotrice E_z en série avec une résistance interne r . Les variations de ENR sont donc réduites dans un rapport pratiquement égal à R/r en V_z .

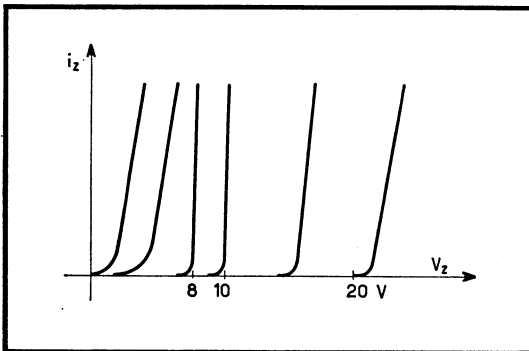
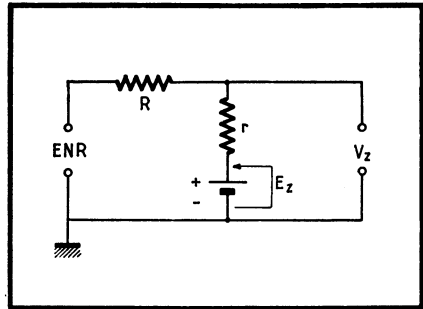


Fig. 229. — En traçant sur une même courbe les caractéristiques tension-courant des différentes diodes Zener, on s'aperçoit que, pour une tension nominale inférieure à 8 V, le coude de la caractéristique à faible courant est peu marqué (nette variation de la résistance interne dynamique avec le courant). Pour des tensions nominales supérieures à 8 V, le coude est bien marqué mais la résistance interne augmente. C'est pour les tensions nominales voisines de 8 V que le fonctionnement est le meilleur (coude brusque et faible résistance interne).

Les diodes Zener sont classées d'abord d'après leur dissipation maximale (les modèles miniature dissipant 0,4 W comme les BZX 46 C, les modèles moyens 1 W comme les BZX 85 C, d'autre allant à 5,20 et même 100 W). Dans une caté-

gorie donnée de diodes, il en existe dont les tensions nominales sont définies avec une fourchette de tolérances de $\pm 10\%$, $\pm 5\%$ ou même $\pm 2\%$ (1).

Une alimentation stabilisée par diode Zener comme celle de la figure 227 est déjà très utile dans de nombreux cas. Elle présente l'avantage de pouvoir être mise sans danger en court-circuit à condition, bien entendu, que la tension non stabilisée supporte le léger accroissement de courant correspondant et que la résistance R supporte la dissipation un peu plus forte.

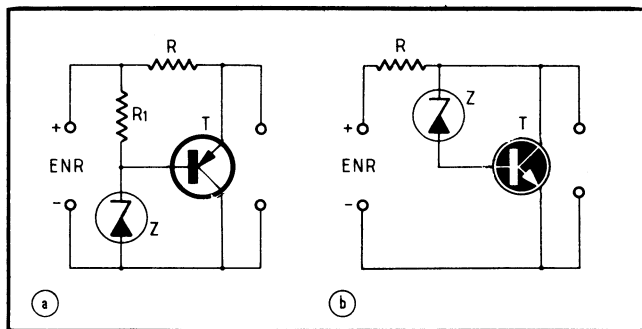


Fig. 230. — L'association d'une diode Zener de faible puissance Z et d'un transistor de puissance T du type P-N-P (a) ou N-P-N (b) permet d'obtenir l'équivalent d'une diode Zener de forte dissipation.

Signalons que, si l'on ne dispose pas de diodes Zener de grande puissance, on peut employer une association diode Zener-transistor (fig. 230). Le courant qui parcourt la diode Zener n'est que le courant base du transistor (augmenté du courant dans R_1 dans le cas du montage a, pour que la tension aux bornes de Z soit définie même pour un courant base nul dans T). Dès que la tension collecteur-émetteur de T dépasse $V_Z + V_{be}$ (V_Z tension Zener, V_{be} tension base-émetteur du transistor), le courant base de T augmente rapidement, le courant collecteur de T bien plus encore. Toute la puissance est dissipée dans T .

3. — ALIMENTATIONS STABILISÉES PAR TRANSISTOR

Le schéma-bloc des alimentations de ce type est celui de la figure 231 qui mérite d'être examiné avec soin.

La tension de sortie (régulée) E est réduite dans un certain rapport k au moyen du diviseur de tension R_1 - R_2 . Le rapport k est évidemment :

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Cette tension kE est envoyée à l'une des entrées d'un amplificateur A , l'autre entrée étant attaquée par la tension de référence constante e_0 .

Cet amplificateur est conçu pour donner à sa sortie un *courant* proportionnel à la différence de kE et de e_0 . Ce courant vaut en effet :

$$i = s(e_0 - kE)$$

Ce courant i excite l'amplificateur de *courant*, de coefficient d'amplification G ,

1. Voir dans l'additif 12. l'utilisation de certains transistors en diodes Zener.

fournissant par conséquent à sa sortie un courant $I = Gi$. Cet amplificateur n'est autre qu'un transistor de puissance (1).

Déterminons, pour une telle alimentation, la résistance interne, c'est-à-dire le coefficient de proportionnalité qui lie les variations de la tension régulée E aux variations de la consommation extérieure. Supposons que la consommation I du montage alimenté présente un accroissement de ΔI . Ceci nécessitera que l'intensité i fournie à l'amplificateur de courant varie de :

$$\Delta i = \frac{1}{G} \Delta I$$

Pour que l'on ait à la sortie de l'amplificateur A une variation Δi , il faut que la tension E varie de ΔE tel que :

$$s\Delta(kE) = \Delta i = \frac{1}{G} \Delta I$$

La variation ΔE provoquée par une variation de consommation ΔI aura donc la valeur :

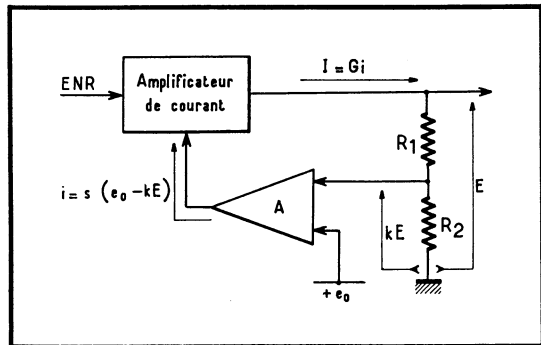
$$\Delta E = \frac{1}{sGk} \Delta I$$

Le coefficient de proportionnalité de ΔE par rapport à ΔI est donc la résistance interne; elle vaudra :

$$r = \frac{1}{sGk}$$

Bien entendu, pour faire ce calcul, nous avons supposé que la tension de référence e_0 ne variait pas quand I variait. Nous avons également supposé que la haute tension non stabilisée ENR ne variait pas non plus, ou tout au moins que ces variations n'affectaient pas le gain G de l'amplificateur de courant.

Fig. 231. — Schéma-bloc d'une alimentation stabilisée classique : la différence entre une fraction k de la tension de sortie et une référence e_0 est appliquée à un amplificateur qui agit sur le courant de commande d'un amplificateur de courant fournissant l'énergie à la sortie.



Si nous insistons sur la structure des alimentations stabilisées de cette sorte, c'est parce que de nombreuses erreurs de raisonnement ont été commises à propos de ces alimentations. On oublie trop souvent que l'amplificateur A est attaqué par une *tension* puisque c'est lui qui est chargé de commander l'amplificateur de courant G afin de maintenir la tension E aussi constante que possible. Le divi-

1. Voir l'additif 13. relatif à la réalisation en circuit intégré du schéma-bloc ci-dessus.

seur de tension R_1 - R_2 doit être réalisé avec des résistances faibles. Il ne faut pas non plus oublier que G est un amplificateur de *courant* et qu'il importe avant tout de savoir quel est le *courant* i qu'on lui envoie. La seule performance de l'amplificateur A qui nous intéresse est donc le rapport de son *courant* de sortie i à sa tension d'entrée $kE-e_0$.

Une première application de ce principe, quoique rudimentaire, est celle qui correspond au montage de la figure 232. La diode Zener Z porte le point A (base du transistor T) à un potentiel e_0 de référence. La différence de potentiel entre le point A et le point B (c'est-à-dire entre la base et l'émetteur du transistor T) fait circuler dans la base de T un courant i . Ce courant i , multiplié par le β du transistor, se retrouve en I dans son émetteur.

Ici, l'amplificateur A de la figure 231 n'existe pas, à proprement parler. Il y a bien proportionnalité entre le courant i de base du transistor et la différence de potentiel $V_a - V_b$; cette proportionnalité est uniquement régie par la relation :

$$\Delta i = \frac{1}{h_{11e}} \Delta(V_a - V_b)$$

Dans cette relation, c'est V_a qui reste constant en première approximation.

La résistance R sert à envoyer à la diode Zener Z un courant suffisant pour que celle-ci fonctionne dans des conditions convenables.

Si nous appliquons la formule que nous avons établie plus haut à propos des alimentations stabilisées du type de la figure 231, en y remplaçant le coefficient s par $1/h_{11e}$, le coefficient G par β et le coefficient k par l'unité, nous obtenons la résistance interne de notre alimentation qui est :

$$r = \frac{\beta}{h_{11e}}$$

Nous retrouvons là la valeur de la résistance interne de sortie d'un montage collecteur commun attaqué à l'entrée par une source de résistance nulle (voir p. 92). Le transistor T est effectivement monté en collecteur commun.

C'est à partir du montage de la figure 232 que la plupart des réalisateurs commettent l'erreur de vouloir monter le transistor de puissance d'une alimentation régulée en collecteur commun dans *tous* les montages, en particulier dans ceux qui comportent effectivement un amplificateur comme A de la figure 231. Dans de tels montages, l'impédance de sortie de l'amplificateur A étant en général très élevée, il est *strictement équivalent* de monter le transistor de puissance en collecteur commun ou en émetteur commun : son gain en courant est toujours le même (ou pratiquement le même) et égal à β .

Le montage classique d'alimentation stabilisée à amplification, que l'on retrouve dans tous les Traités, est celui de la figure 233.

Le transistor T_1 joue le rôle de l'amplificateur A dans la figure 231. Malheureusement, T_1 consomme un courant qui entre par son collecteur, et T_2 doit avoir un courant de base qui *entre* par sa base. On ne pourra donc pas envoyer dans la base de T_2 le courant de T_1 directement; il faudra alimenter le transistor T_1 par une source de courant constant, et ce sera la différence entre ce dernier et le courant collecteur de T_1 qui ira dans la base de T_2 .

Cette source de courant constant est en général obtenue au moyen d'une résistance R_3 , allant vers une source de tension élevée, quelquefois la tension non stabilisée ENR. Une résistance R_4 , partant également d'une source de tension suffisamment élevée, va vers la diode Zener Z pour assurer un fonctionnement correct

de cette dernière même quand le courant émetteur du transistor T_1 est faible.

En ce qui concerne R_4 , puisque la tension aux bornes de la diode Zener est plus petite, en général, que la tension régulée, on pourrait relier l'extrémité gauche de R_4 à la tension régulée (émetteur de T_2) (1). Malheureusement, c'est impossible pour la résistance R_3 .

En effet, le potentiel de la base de T_2 est légèrement supérieur à la tension régulée, et on doit avoir, à l'extrémité gauche de R_3 , un potentiel encore plus grand que celui de la base.

Fig. 232 (ci-contre). — Ce montage, dans lequel une diode Zener de petite puissance envoie sa tension à la base d'un transistor en collecteur commun, est réalisé suivant le schéma-bloc de la figure 231).

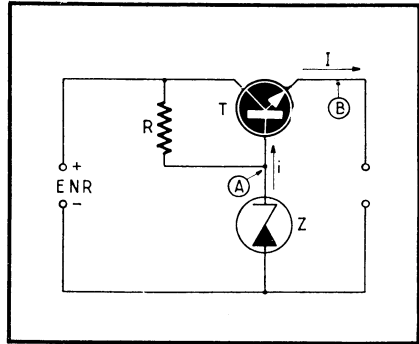
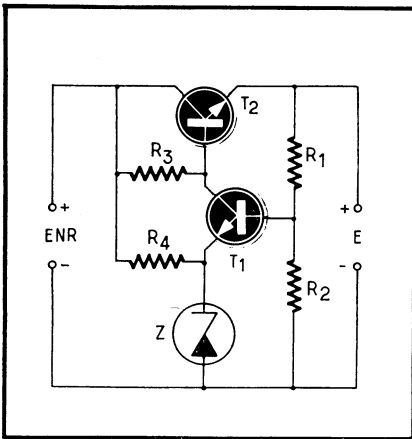


Fig. 233 (ci-contre). — Dans cette solution, tout à fait classique, de la réalisation d'une alimentation stabilisée, le transistor de puissance T_2 a été monté en collecteur commun, ce qui n'est d'aucune utilité, puisqu'il est attaqué par une source de courant.

La méthode qui consiste à relier l'extrémité gauche de R_3 au « plus » non régulé, présente un inconvénient notable. En effet, on se contente en général, dans les alimentations régulées, d'un filtrage sommaire : la composante résiduelle de ronflement de l'alimentation non régulée sera éliminée par la régulation, on n'en retrouvera presque pas en aval du transistor régulateur. Mais cette composante existe sur le collecteur de ce transistor; nous la retrouverons donc comme composante alternative de courant dans R_3 . Ce qui devait être une source de courant constant, se partageant entre le collecteur de T_1 et la base de T_2 , comporte une composante de ronflement que la boucle de régulation devra éliminer. Il en résulte souvent une tension résiduelle de ronflement gênante à la sortie d'une telle alimentation.

C'est ce qui conduit souvent les réalisateurs d'alimentations régulées suivant le schéma classique de la figure 233, à relier l'extrémité gauche de R_3 non pas au +ENR, mais au pôle positif d'une tension auxiliaire. Cette tension est obtenue par un redresseur séparé, débitant très peu, et, par conséquent, beaucoup plus facile à filtrer correctement.

1. On doit alors utiliser tout de même une résistance supplémentaire entre + ENR et la diode Zener, sinon le montage risque de ne pas démarrer (ER reste nulle quand on applique ENR).

Cette dernière solution permet en général d'alimenter aussi la résistance R_4 à partir de ce redresseur séparé.

Or, l'alimentation stabilisée réalisée suivant le schéma de la figure 233 est le fruit d'une erreur de raisonnement. En effet, le transistor T_1 , amplifiant les variations de *tension* d'entrée (différence entre une fraction de la tension de sortie et la tension de la diode Zener), fournit sur son collecteur un *courant* de commande, la sortie ayant une grande résistance interne. Dans ces conditions, contrairement à ce que croit la majorité des réalisateurs, le transistor T n'a absolument pas besoin d'être monté en étage collecteur commun. Un tel étage, en effet, ne fournit une faible impédance interne de sortie que lorsque sa base est alimentée par une source de *tension*, ce qui n'est pas le cas ici. On peut donc parfaitement monter le transistor T_2 autrement par, exemple en émetteur commun, c'est-à-dire en maintenant le potentiel de son émetteur fixe, autrement dit en le reliant au +ENR. Dans ces conditions, le courant qui traverse T passant maintenant de son émetteur vers son collecteur, T devra être du type *p-n-p*. Nous arrivons donc au schéma de la figure 234, qui nécessite quelques explications.

On constate tout d'abord que le transistor amplificateur T_1 a son *émetteur* commandé par une fraction de la tension de sortie, au moyen du diviseur R_1 - R_2 , tandis que sa *base* est portée à un potentiel constant par la diode Zener Z . Dans la figure 233, c'était le contraire : T_1 avait son émetteur à potentiel fixe et sa base commandée par une fraction de la tension de sortie.

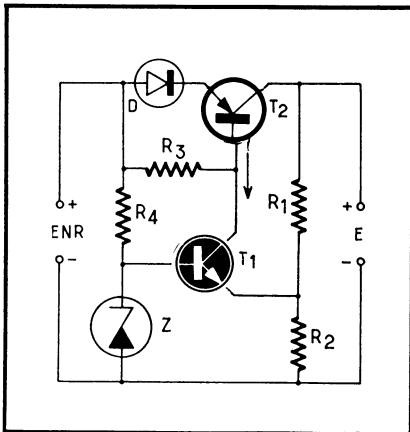


Fig. 234. — On peut parfaitement, dans l'alimentation de la figure 233, monter le transistor de puissance en émetteur commun, il faut alors que T_2 soit du type *p-n-p*. Il est alors beaucoup plus facile de le coupler à un transistor amplificateur *n-p-n* T_1 . Pour respecter les conditions de phase, T_1 doit avoir son émetteur relié à la prise entre R_1 et R_2 . La diode D sert à produire une chute de tension à peu près constante (environ 0,7 V) qui permet, par R_3 , d'envoyer un contre-courant à la base de T_2 , ce qui réduit sa fuite. Le montage de T_2 et T_1 n'est autre que le « musclicur-amplificateur » de la figure 110.

Cette disposition inversée est tout simplement due au fait suivant : c'est le courant de collecteur de T_1 qui va directement fournir le courant de base de T_2 , puisque ce dernier est du type *p-n-p* et que le courant de commande de sa base sort de la base (dans le sens de la flèche sur la figure 234; alors que, dans le schéma de la figure 233, c'était la *différence* entre le courant constant (ou supposé tel) qu'envoie la résistance R_3 , et le courant collecteur de T_1 , qui passait dans la base de T_2 . Dans le montage de la figure 233, à une augmentation de courant collecteur de T_1 correspondait une diminution du courant base de T_2 .

Dans le schéma de la figure 234, c'est le courant collecteur de T_1 lui-même qui passe dans la base de T_2 . A une augmentation du courant collecteur de T_1 correspond une augmentation du courant base de T_2 . Pour que la régulation se fasse dans le bon sens, il est donc nécessaire maintenant d'inverser le sens de

commande de T_1 , et c'est pour cette raison que ce dernier a sa base à potentiel fixe et son émetteur commandé par le pont R_1 - R_2 .

La présence de la résistance R_3 et de la diode D (qui ne sont d'ailleurs pas indispensables) pourrait sembler contredire ce que nous venons d'expliquer. En réalité, la résistance R_3 est tout simplement une vieille connaissance : c'est la source de contre-courant, envoyée vers la base de T_2 , pour que l'on puisse, si c'est nécessaire, *inverser* le sens du courant de la base de T_2 . C'est cette inversion qui permettra de réduire la fuite du transistor T_2 à son I_{cbo} . Si l'on n'avait pas utilisé cette résistance R_3 , le courant collecteur de T_1 pouvant au minimum, être nul, le courant de fuite de T_2 aurait été I_{ce0} (principe n° 7).

Pour alimenter la résistance R_3 sous une différence de potentiel faible et peu variable, nous avons utilisé la diode D , dans le sens passant, pour maintenir à ses bornes une différence de potentiel sensiblement égale à 0,7 V. La résistance R_4 maintient un courant suffisant dans la diode Zener. On pourrait connecter son extrémité supérieure à la tension régulée, dans la mesure où celle-ci est supérieure à la tension Zener (c'est-à-dire si R_2 est notablement inférieure à la somme $R_1 + R_2$).

Le montage de la figure 234 n'est pas nouveau pour les lecteurs : c'est tout simplement l'amplificateur représenté sur la figure 110, la tension d'entrée étant ici celle qui existe aux bornes de la diode Zener, la tension de sortie étant la tension stabilisée.

Si nous avons utilisé le montage de la figure 110, qui a un gain supérieur à l'unité, c'est parce que nous voulions obtenir une tension de sortie supérieure à la tension de référence, c'est-à-dire à la tension de la diode Zener.

Si nous désirons avoir une tension régulée égale ou inférieure à la tension de référence, nous pourrions utiliser le simple amplificateur « musclé » bien connu (celui de la figure 108), ou, mieux encore, le même montage amélioré par l'adjonction d'un étage Darlington, c'est-à-dire celui de la figure 109.

C'est avec ce montage qu'est réalisée l'alimentation stabilisée de la figure 235. L'ensemble des transistors T_1 , T_2 , T_3 , n'est autre que le montage de la figure 109, à cette seule différence près que, pour fournir un contre-courant plus constant sur la base de T_2 , la résistance R_3 est alimentée depuis l'anode de la diode D . Celle-ci, maintenant à ses bornes une différence de potentiel constante et égale à 0,7 V (c'est une diode au silicium), il y aura un courant sensiblement constant dans R_3 , choisi d'une valeur suffisante pour permettre de bloquer T_2 jusqu'à son courant I_{c0b} . La tension de référence n'est plus maintenant directement celle des diodes Zener, Z_1 et Z_2 , mais cette même tension réduite dans un rapport ajustable par le potentiomètre P .

Une telle alimentation présente le très grand avantage de fournir une tension de sortie qui peut descendre jusqu'à zéro d'une façon continue; dans l'alimentation de la figure 233, c'était impossible, le rapport des résistances R_1 et R_2 ne pouvant faire varier la tension de sortie qu'en maintenant celle-ci *supérieure* à la tension aux bornes de la diode Zener.

Si, dans le schéma de la figure 235, nous avons placé plusieurs diodes Zener en série, c'est parce que la tension de sortie est au plus égale à la tension de référence. Nous avons donc augmenté celle-ci en utilisant plusieurs diodes Zener en série, car, comme nous l'avons indiqué, il est quelquefois préférable d'employer des diodes Zener d'une tension nominale voisine de 8 V, plutôt qu'une diode unique d'une tension nominale supérieure, dont la résistance interne dynamique serait vraisemblablement plus élevée.

La résistance R_5 , qui figure sur le schéma de la figure 235, est tout simplement destinée à consommer en permanence un courant minimal à l'alimentation stabilisée. En effet, surtout quand le transistor T_2 est chaud, le courant de fuite de ce dernier peut être important. L'alimentation ne régulera donc plus si on lui demande un courant extérieur plus faible que le courant de fuite de T_2 . Si l'on n'a pas pris la précaution d'envoyer à T_2 un contre-courant (obtenu par la diode D et la résistance R_3), le courant de fuite de T_2 , qui est maintenant son I_{ce0} , peut être très important pour une température élevée de T_2 . Il n'y aurait rien d'étonnant à ce que, pour un transistor de forte puissance, ce courant soit voisin d'une moitié d'ampère ou même plus. Au moyen du contre-courant de base fourni par R_3 , on a réduit le courant minimal collecteur de T_2 à son I_{cb0} . Il faut cependant écouler ce courant si l'on veut que l'alimentation fonctionne correctement quelle que soit la consommation du montage alimenté. C'est ce qui explique le rôle de la résistance R_5 .

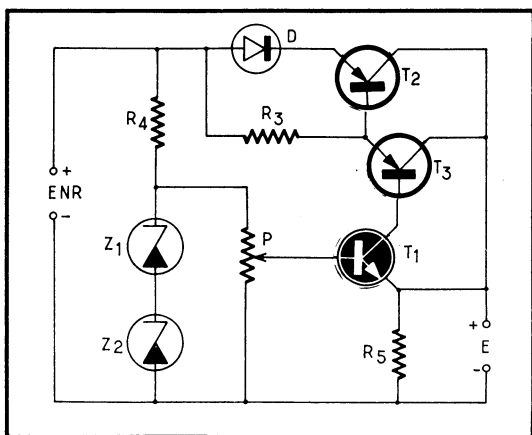


Fig. 235. — Alimentation stabilisée utilisant le « muscleur » de la figure 109.

Malheureusement, cette résistance ne consommera qu'un courant d'autant plus faible que la tension de sortie de l'alimentation est plus voisine de zéro. Si l'on veut une régulation parfaite avec une tension de sortie très faible, même sans consommer aucun courant à l'extérieur, on sera donc amené à connecter l'extrémité inférieure de la résistance R_5 à une source auxiliaire ayant une tension négative. On assurera ainsi un courant dans R_5 , même si la tension de sortie devient rigoureusement nulle, et on consommera le I_{cb0} indésirable du transistor T_2 .

C'est pour avoir négligé des précautions de cet ordre que certains constructeurs ont réalisés des alimentations stabilisées qui refusaient formellement de réguler quand on leur avait consommé un courant important (ayant fait chauffer le transistor de puissance), et qu'on leur demandait ensuite un courant très faible.

Dissipation du transistor de puissance et dispositif de sécurité

Bien entendu, quand on réalise une alimentation stabilisée à transistors, il faut que le transistor de puissance puisse supporter la dissipation collecteur qu'on lui imposera. Cette dissipation est égale au produit du courant débité par

l'alimentation par la différence entre la tension non régulée et la tension régulée. On voit donc que, paradoxalement, le transistor de régulation souffrira d'autant plus que la tension de sortie est plus basse. Ceci tient au fait qu'une alimentation stabilisée à transistor *serie* a un rendement d'autant plus bas que l'on a réglé sa tension de sortie à une valeur plus basse.

Supposons que, par exemple, nous désirions réaliser une alimentation stabilisée dont la tension de sortie sera réglable entre 0 et 24 V, le débit de cette alimentation pouvant être de 3 A. Pour pouvoir fonctionner d'une façon sûre à 24 V de sortie, compte tenu d'un certain ronflement résiduel de l'alimentation non régulée, et d'un léger fléchissement de cette dernière en fonction du courant consommé, nous admettrons donc une tension non stabilisée d'environ 30 V.

Si la tension de sortie est réglée presque à zéro, lorsqu'elle débitera 3 A, ceci représentera une dissipation de 90 W sur le transistor de puissance. C'est donc relativement très important; et cela nécessitera un transistor de très forte taille sur un radiateur de grandes dimensions, vraisemblablement avec une ventilation énergétique.

Par contre, quand cette alimentation est réglée pour une tension de sortie de 20 V, lorsqu'elle débite 3 A, le transistor de puissance ne dissipe que 30 W, ce qui est facile à évacuer.

Ceci explique que la plupart des alimentations stabilisées à grand domaine de variation de la tension de sortie possèdent un commutateur de gammes de tension. Ce commutateur fait en même temps varier la tension non stabilisée. Par exemple, dans le cas de notre alimentation envisagée ci-dessus, le commutateur de gammes comporterait une première position permettant de fournir des tensions allant de 0 à 6 V.

Dans cette première position, la tension non régulée serait de 10 V. Il y aurait une deuxième gamme, par exemple de 6 à 12 V, pour laquelle la tension non régulée serait de 16 V, par exemple.

On pourrait ainsi assurer un débit allant jusqu'à 3 A sur toutes les gammes, sans que la dissipation du transistor dépasse jamais 30 W.

Cette nécessité d'une commutation peut être gênante pour certaines applications. La solution consiste alors à entraîner, par le même axe que le potentiomètre qui règle la tension de sortie (par exemple le potentiomètre P sur la figure 235), l'axe d'un transformateur à curseur, à rapport variable. Le secondaire de ce transformateur alimentera le redresseur qui fournit la tension non régulée. Il conviendra d'ailleurs d'ajouter à la tension du secondaire de ce transformateur une tension fixe dont le secondaire alimente le redresseur, comme il est indiqué sur la figure 236. On réalisera de la sorte une tension non régulée qui varie à peu près de la même façon que la tension régulée, permettant ainsi de maintenir une différence de potentiel peu variable aux bornes du transistor de puissance et d'en limiter la dissipation. Le rôle du second transformateur à rapport fixe peut ne pas sembler évident; il est là pour deux raisons :

1° les transformateurs à rapport variable sont presque toujours des auto-transformateurs; il faut donc les faire suivre d'un transformateur d'isolement, pour que la tension non régulée n'ait pas de communication directe avec le secteur;

2° ces transformateurs variables sont en général conçus pour délivrer une tension variant de 0 à 1,2 fois la tension du secteur : leur tension de sortie peut donc ne pas convenir au redresseur qui fournira la tension non régulée.

Si l'on se contente d'une intensité régulée plus faible, il est possible de faire varier la tension régulée de zéro à son maximum en une seule gamme sans avoir

besoin de recourir au transformateur à curseur. Nous pensons donc qu'une solution possible, pour ceux qui reculeraient devant l'utilisation d'un tel transformateur, est la réalisation d'une alimentation stabilisée mixte, fonctionnant à pleine intensité en plusieurs gammes de tension restreintes, à intensité plus faible et strictement limitée pour une gamme supplémentaire qui permettrait une variation continue de la tension régulée de zéro jusqu'à son maximum.

Nous en arrivons donc au problème du limiteur d'intensité et des disjoncteurs. Les alimentations stabilisées que nous avons représentées sur les figures 232, 233, 234 et 235 ne supportent pas un court-circuit, si bref soit-il : en raison du système de régulation, tout branchement accidentel qui tend à faire baisser la tension de sortie, si peu que ce soit, entraîne une augmentation considérable du courant débité. Celle-ci étant accompagnée d'une augmentation de la tension aux bornes du transistor de puissance, ce dernier sera automatiquement détruit.

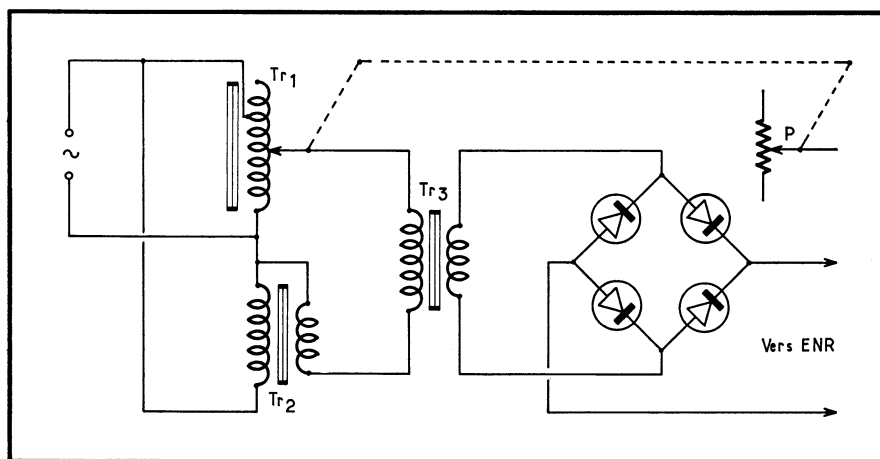


Fig. 236. — Si l'on veut réaliser une variation régulière de la tension stabilisée dans une grande plage, il est bon que la tension non stabilisée varie elle aussi pour limiter la dissipation collecteur du transistor régulateur. Le dispositif ci-dessus utilise un transformateur à curseur T_{r1} , couplé mécaniquement au curseur du potentiomètre P qui règle la tension régulée. On ajoute à la tension récoltée sur le curseur de T_{r1} une tension fixe, donnée par le secondaire de T_{r2} (pour disposer d'une tension qui ne soit pas proportionnelle à la tension régulée, mais qui parte d'une certaine ordonnée à l'origine) et on obtient ainsi la tension appliquée au primaire du transformateur principal T_{r3} .

On pourrait penser à l'utilisation d'un fusible, mais l'expérience montre qu'en général c'est le transistor qui saute le premier : c'est plutôt lui qui protège le fusible et non le contraire.

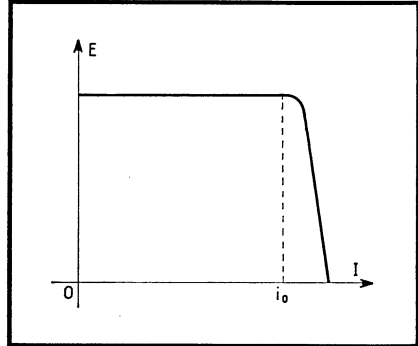
C'est pourquoi on a étudié un certain nombre de dispositifs dont l'adjonction nous semble indispensable dans les alimentations de laboratoire. Ces dispositifs sont de deux sortes : les limiteurs d'intensité et les disjoncteurs, tous deux électro-mécaniques.

Bien entendu, les alimentations utilisant une stabilisation en shunt, telle que celle de la figure 230, n'ont rien à craindre des courts-circuits, et ce n'est pas pour de telles alimentations que sont prévus les dispositifs limiteurs et disjoncteurs que nous allons décrire ci-après.

Les *LIMITEURS* ont pour effet de donner à la courbe tension régulée/ courant débité l'aspect de la figure 237 : quand l'intensité débitée dépasse un seuil ajustable

I_0 , la tension délivrée par l'alimentation régulée, pratiquement invariable pour toutes les intensités inférieures à I_0 , diminue très rapidement jusqu'à zéro. En mettant l'alimentation en court-circuit, on ne lui fera pas débiter une intensité supérieure à une certaine limite, très proche de I_0 . Il faut évidemment que cette limite soit choisie de façon telle que le transistor puisse dissiper, en tout cas pendant un temps appréciable, une puissance égale au produit de cette intensité maximale par la tension non stabilisée. En effet, en cas de court-circuit, l'intensité qui traverse ce transistor est bien limitée à cette valeur maximale, mais la tension aux bornes du transistor devient égale à la tension non stabilisée.

Fig. 237. — Si une alimentation est munie d'un limiteur d'intensité réglé à i_0 , la tension de sortie E tombe très rapidement à zéro si l'intensité consommée dépasse i_0 .



Dans le cas de l'alimentation que nous avons envisagée comme exemple (0 à 24 V, 3 A), ce limiteur, s'il est réglé à 3 A, sera efficace pour la première gamme (celle pour laquelle la tension non régulée est égale à 10 V).

Il faut toutefois reconnaître que l'on peut demander à un transistor de puissance une dissipation momentanée plus élevée que sa dissipation maximale théorique : ceci est surtout vrai dans la mesure où la résistance thermique jonction-boîtier du transistor est faible et où l'inertie thermique du radiateur est élevée. Il serait toutefois contre-indiqué de compter trop largement sur cette possibilité de surpuissance.

Après ces réserves sur les possibilités du montage limiteur, nous allons indiquer comment on le réalise.

En règle générale, on compare la chute de tension produite dans une résistance donnée par le courant débité avec une tension fixe. Par exemple, si on désire limiter l'intensité débitée à 1 A, on fera passer le courant de l'alimentation dans une résistance R de 1 Ω . La tension aux bornes de cette résistance sera appliquée à un amplificateur ayant un seuil de 1 V, c'est-à-dire ne délivrant de tension de sortie que lorsque sa tension d'entrée dépasse 1 V ; le gain deviendra alors très grand.

Cette résistance de 1 Ω devra, bien entendu, être disposé de telle façon qu'elle n'augmente pas la résistance interne de l'alimentation. Une solution intéressante consiste à la placer en amont du transistor régulateur.

Une réalisation possible de limiteur est indiquée sur le schéma de la figure 238. On voit, sur ce montage, un système de stabilisation qui est exactement le même que celui de la figure 235, les éléments correspondants ayant les mêmes dénominations. Une résistance R_1 a été ajoutée entre les points A et D : elle est parcourue par un courant qui est presque exactement le courant débité par l'alimentation stabilisée, la différence de potentiel entre les points A et B est donc proportionnelle à ce courant.

Une diode au silicium D_2 , parcourue par du courant en sens direct, présente à ses bornes une différence de potentiel d'environ 0,7 V, maintenant le point B, c'est-à-dire l'émetteur du transistor T_4 , à un potentiel inférieur de 0,7 V à celui du point A.

La résistance R_2 sert à maintenir dans la diode D_2 un courant suffisant pour que celle-ci joue son rôle de stabilisation à 0,7 V.

Tant que la chute de tension aux bornes de R_1 n'a pas atteint 0,7 V, le potentiel de la base de T_4 est donc supérieur à celui de son émetteur : T_4 étant un $p-n-p$ se trouve bloqué; aucun courant ne passe dans la résistance R_6 .

Le potentiel du point F étant, par conséquent, nul, le transistor T_5 se trouve bloqué et il ne joue pratiquement aucun rôle; le potentiel du point G reste déterminé uniquement par les diodes Zener Z_1 et Z_2 .

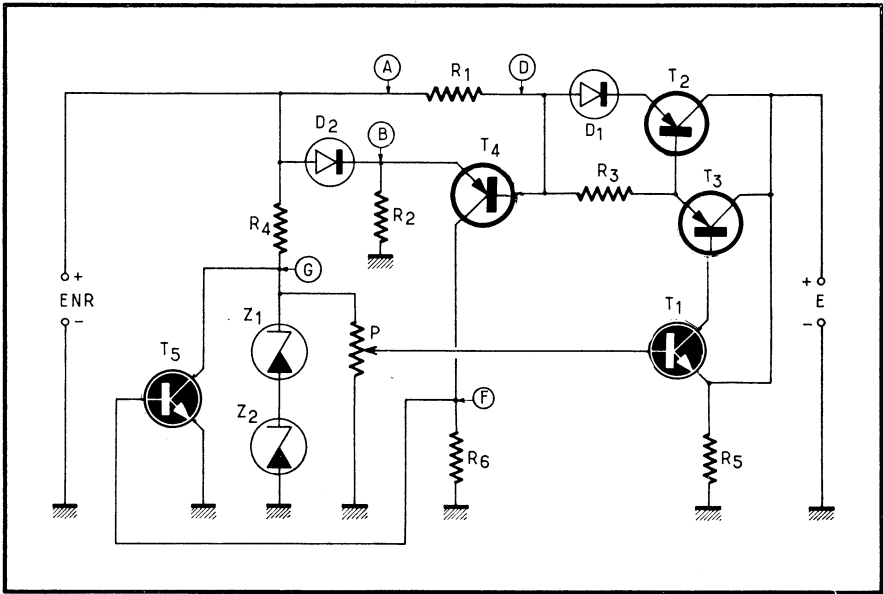


Fig. 238. — Réalisation d'un limiteur d'intensité. Le potentiel de l'émetteur de T_4 est à 0,7 V en dessous de celui de (A) à cause de la diode D_2 . Si le courant débité I est tel que la chute de tension dans la résistance R_1 soit supérieure à 1,2 V environ, la base de T_4 devenant suffisamment négative par rapport à son émetteur, T_4 commence à débiter. Le potentiel de (F) s'élève débloquent T_3 qui fait baisser la tension aux bornes de P, donc la tension régulée, jusqu'à zéro s'il le faut.

Supposons maintenant que, l'intensité débitée par l'alimentation augmentant, le potentiel du point D diminue de plus de 1,2 V par rapport à celui du point A. Le transistor T_4 aura alors 0,5 V entre son émetteur et sa base, cette dernière étant négative par rapport au premier. Le transistor T_4 conduira donc du courant qui produira dans la résistance R_6 une chute de tension, et une partie de ce courant ira donc dans la base de T_5 .

T_5 , débloquent, va consommer une partie croissante du courant qui traversait R_4 , au point de couper le courant qui passait dans les diodes Zener et de faire baisser le potentiel du point G, jusqu'à zéro même si le courant collecteur de T_5 est suffisant.

Puisque le potentiel du point G baisse, celui du curseur du potentiomètre P en fait autant et la tension régulée le suit : cette tension peut donc descendre jusqu'à zéro si l'on maintient une intensité dans R_1 suffisante pour faire apparaître environ 1,2 V à ses bornes.

Dès que la cause de surcharge (par exemple le court-circuit) aura cessé, l'intensité diminuant dans R_1 , T_4 se rebloquera, T_5 aussi, le potentiel de G remontera à sa valeur normale, ainsi que la tension de sortie de l'alimentation régulée.

Pour ajuster l'intensité à laquelle le limiteur entre en action, on modifiera la valeur de R_1 . Celle-ci devra être voisine de 1,2 Ω pour limiter le courant à 1 A, une chute de 1,2 V entre les points A et D étant à peu près nécessaire pour rendre T_4 franchement conducteur ⁽¹⁾.

Le *DISJONCTEUR* électronique est un dispositif qui a pour but de couper complètement et d'une façon irréversible la tension de sortie de l'alimentation régulée (ainsi que son débit) quand l'intensité consommée dépasse un maximum prévu et ajustable. Dans ce cas, la tension de sortie reste nulle, même si la cause de surcharge a été supprimée. Il faut alors faire une manœuvre particulière pour « réamorcer » l'alimentation.

Un tel disjoncteur protège plus efficacement l'alimentation. Comme l'intensité qui traverse le transistor est coupée dès que le seuil a été franchi, ce transistor ne craint pas d'être endommagé, la réponse d'un système disjoncteur électronique étant extrêmement rapide, beaucoup plus que la fusion d'un fusible même très perfectionné.

Un disjoncteur doit comporter un basculeur bistable, à action irréversible. Lorsque l'intensité critique est franchie, ce basculeur entre en action et coupe à la fois la tension de sortie et le courant débité par l'alimentation. Même si la cause de surintensité a été supprimée, le bistable reste dans la position correspondante.

Nous pourrions utiliser, par exemple, un bistable dans le genre du trigger de Schmitt de la figure 183. Il suffira pour cela de modifier le schéma de la figure 238 comme l'indique la figure 239.

Ce nouveau montage comporte tous les éléments qui se trouvaient déjà dans la figure 238, à une petite modification près : au lieu d'utiliser une résistance R_2 séparée, pour faire passer le courant dans la diode D_2 , nous avons placé cette diode D_2 en série avec la résistance R_4 alimentant les diodes Zener Z_1 et Z_2 . Ceci permet de supprimer une résistance.

Le système disjoncteur fonctionne exactement comme sur la figure 238, par débit dans le transistor T_4 quand la chute de tension dans la résistance R_1 dépasse 1,2 V.

Le courant de T_4 , passant dans R_6 , débloque le transistor T_5 , qui fait baisser la tension aux bornes de P, et, par conséquent, la tension de sortie régulée.

Mais c'est ici que va intervenir le transistor T_6 dont l'émetteur est maintenu à un potentiel constant par la diode Zener Z_3 alimentée par la résistance R_8 .

Normalement, la tension aux bornes de Z_3 est inférieure à la somme des tensions aux bornes de Z_1 et de Z_2 . En fonctionnement normal les diodes Z_1 et Z_2 maintiennent, par la résistance R_7 , la base du transistor T_6 à un potentiel supérieur à celui de son émetteur, bloquant ainsi ce transistor. Aucun courant ne traverse la résistance R_9 et T_5 peut demeurer bloqué.

1. Voir l'additif 13 (circuit limiteur dans les montages en circuits intégrés prévus pour les alimentations stabilisées).

Supposons maintenant que, par suite d'une surcharge, le transistor T_5 entre en jeu et fasse baisser le potentiel du point G. Le transistor T_6 pourra se mettre à débiter : un courant, passant par R_9 , pourra venir vers la base de T_5 . En raison du couplage entre T_5 et T_6 , le phénomène est régénératif. On arrivera donc rapidement dans un état où T_5 est saturé, T_6 débitant une intensité notable.

A ce moment, nous pouvons couper l'intensité qui passe dans R_1 (et c'est d'ailleurs ce qui arrive, le potentiel du point G étant devenu nul, celui de la base de T_1 en ayant fait autant, ainsi que celui du collecteur de T_2), sans que T_5 cesse d'être saturé.

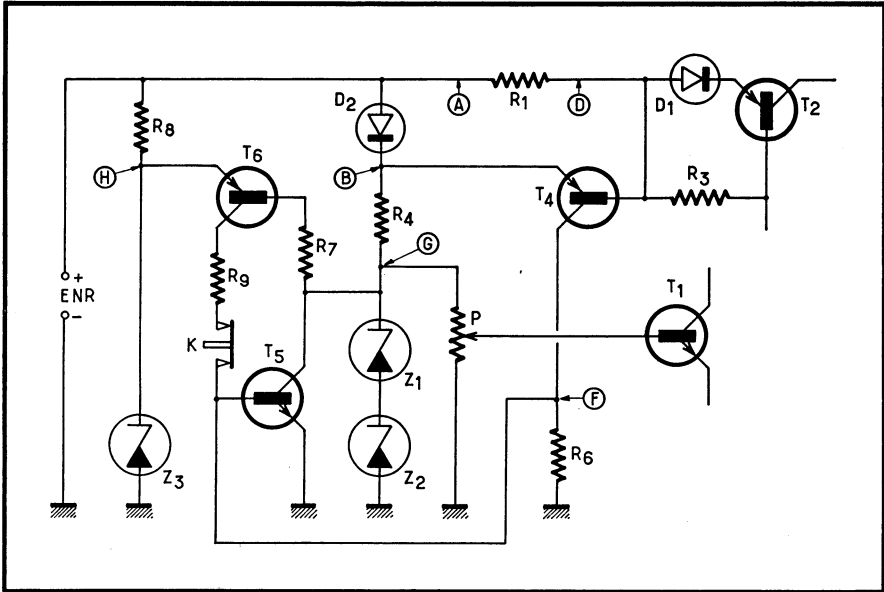


Fig. 239. — Modification d'une partie du schéma de la figure 238 pour transformer le montage en disjoncteur électronique. Quand le point F devient positif, le potentiel de (G) baisse.

Si cette baisse est suffisante pour faire débiter T_6 , ce dernier fournira un courant dans R_9 qui maintiendra le potentiel de ce point à une valeur positive, maintenant T_5 à la saturation même quand la chute de tension dans R_1 a disparu. En interrompant pendant un temps très court le circuit de collecteur de T_6 par le poussoir K, on ramène le basculeur constitué par T_6 et T_5 dans l'état où ces deux transistors sont bloqués (si la cause de débit excessif dans R_1 a été supprimée entre temps). Exemple de réalisation : ENR : 30 V, $Z_1 = Z_2 = \text{BZ } 46 \text{ C } 8 \text{ V } 2$, $Z_3 = \text{BZ } X \text{ } 46 \text{ C } 15 \text{ V}$, $T_1 = T_5 = \text{BCW } 91 \text{ A}$, $T_4 = T_6 = \text{BCW } 92 \text{ A}$, $T_2 = \text{BDX } 18$, $D_1 = 42 \text{ R } 2$, $D_2 = 1 \text{ N } 4148$. R_1 selon intensité de disjonction (1,2 Ω pour 1 A, 0,6 Ω pour 2 A), $R_2 = 100 \Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 1 \text{ k}\Omega$, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $R = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R = 1 \text{ k}\Omega$, $P = 5 \text{ k}\Omega$.

Même si la cause de surintensité a été supprimée, la tension de sortie reste nulle : le disjoncteur a fonctionné.

Pour « réamorcer » l'alimentation, il suffit d'appuyer sur le poussoir A, c'est-à-dire de couper momentanément le circuit collecteur du transistor T_6 . Le montage se trouve alors ramené à celui de la figure 238, c'est-à-dire au simple limiteur. Si la cause de surintensité a été supprimée, le transistor T_5 se trouve rebloqué, de même que T_4 , et le potentiel du point G remonte à sa valeur normale. Quand on cesse d'appuyer sur le poussoir K, le transistor T_6 reste bloqué et l'alimentation fonctionne de nouveau.

Si, par contre, la cause de surintensité existe toujours, en appuyant sur K le système redevient un simple limiteur, mais le transistor T_5 reste saturé. Dès que l'on relâche la pression sur K, le transistor T_6 se remet à débiter et maintient l'alimentation dans son état de disjonction.

Si la cause de surintensité persiste, pour éviter d'endommager l'alimentation en appuyant trop longtemps sur le poussoir K, il est préférable de remplacer celui-ci par un système ne permettant de couper le circuit que pour un temps très court. Le plus simple est d'utiliser pour K un poussoir à rupture brusque, ayant un contact repos et un contact travail. On place les deux en parallèle entre R_9 et la base de T_5 . De cette façon, c'est seulement pendant le temps où le poussoir K passe du contact repos au contact travail que le circuit de collecteur de T_6 est interrompu. Ce temps étant très court (quelques centièmes de seconde), le transistor de puissance ne sera pas endommagé par la brève dissipation qui résultera de cette ouverture temporaire. Par contre, si la cause de surintensité a été supprimée, cette brève ouverture du circuit de collecteur suffira à faire repasser l'alimentation dans son état normal.

Plus la tension aux bornes de Z_3 est proche de la tension au point G, plus le fonctionnement en disjoncteur suit de près le fonctionnement en limiteur.

Il serait logique, dans la réalisation d'une alimentation de laboratoire, de prévoir un fonctionnement en limiteur seulement pour la première gamme (partant de la tension de sortie nulle), puisque, pour cette gamme, le limiteur suffit à protéger le transistor de puissance. En revanche, pour les autres gammes, il faudrait faire intervenir le disjoncteur si l'on désire obtenir de l'alimentation une intensité assez élevée.

On pourrait se demander pourquoi le fonctionnement en disjoncteur n'est pas systématiquement préférable. C'est tout simplement parce qu'il nécessite une manœuvre (commande de K) quand l'alimentation a été surchargée, tandis que l'utilisation du limiteur nécessite seulement la suppression de la cause de surintensité.

D'autre part, quand on utilise une alimentation stabilisée pour alimenter un montage qui nécessite un condensateur de forte valeur, à la mise en route de l'alimentation, la charge très rapide de ce condensateur peut amener une pointe d'intensité. Dans ces conditions, on peut avoir une alimentation qui disjoncte systématiquement dès qu'on la met en route, alors que le montage alimenté ne présente aucun court-circuit. Il pourrait être intéressant, dans ce cas, de mettre momentanément le disjoncteur hors de service en ne gardant que le limiteur, sinon on n'arrivera jamais à mettre l'alimentation normalement sous tension (¹).

Dans les alimentations stabilisées, il est courant de prévoir un ventilateur pour le refroidissement du transistor de puissance. Si bien réalisé qu'il soit, ce ventilateur peut être bruyant (ou le devenir à l'usage). On pourrait donc envisager de le commander par un circuit spécial qui ne le mette en route que pour les gammes (ou les intensités affichées sur le disjoncteur ou sur le limiteur) qui font dissiper beaucoup de puissance au transistor régulateur. On pourrait aussi envisager de mettre en route ce ventilateur au moyen d'une thermistance montée dans un circuit de relais, la partie sensible de la thermistance étant située en contact avec le boîtier du transistor. Dans ces conditions, le ventilateur entrera automatiquement en action lorsque la température du boîtier dépassera une certaine valeur. Ce raffinement, qui peut sembler inutilement luxueux, permettra d'avoir une alimentation

1. Voir l'additif 14 relatif au système de « montée programmée ».

parfaitement silencieuse quand on lui demande peu de puissance, ou quand la température ambiante est basse.

On commet souvent des erreurs dans l'utilisation des alimentations stabilisées basse tension. Il se pose en effet, lors de cette utilisation, des problèmes auxquels l'électronique des tubes à vide n'a pas habitué les techniciens.

En effet, une alimentation régulée basse tension doit avoir une résistance interne extrêmement basse (un centième d'ohm est déjà élevé, le millième d'ohm étant courant). Or il suffit d'un fil de cuivre d'une section de 1,2 mm (ce qui est déjà assez important), et de 1 m de long, pour représenter une résistance d'environ 1/60 d'ohm. Ceci ne tient d'ailleurs pas compte des résistances éventuelles de contact, des fiches, douilles et autres procédés de raccordement.

Il serait donc tout à fait inutile de réduire la résistance interne d'une alimentation régulée basse tension à moins d'un millième d'ohm et de munir cette alimentation de fils de raccordement ayant, par eux-même, une résistance de plusieurs centièmes d'ohm. C'est la raison pour laquelle il faut veiller aux connexions dans les montages à transistors. C'est aussi la raison qui fait que l'on utilise souvent de nombreuses alimentations stabilisées, dans les grands ensembles, ces alimentations étant placées à proximité immédiate des montages à alimenter.

Il ne faut pas oublier non plus que la tension d'une alimentation régulée à transistors apparaît *instantanément* quand on lui applique la tension alternative à l'entrée. Nous avons parlé des inconvénients de cette rapidité lors du problème posé par la charge d'un condensateur éventuel dans le montage alimenté. Avec les valves chauffantes, faisant apparaître progressivement la tension, cet inconvénient n'existait pas ⁽¹⁾.

4. — LES MESURES D'INTENSITÉ

Nous avons, à plusieurs reprises, insisté sur le fait que le technicien qui utilise des transistors doit retrouver la notion d'intensité. Cela semble une évidence, mais il y a des évidences qu'il est bon de répéter. En effet, le technicien familiarisé avec les tubes à vide a presque oublié cette notion d'intensité. Les tubes électroniques à cathode chaude fonctionnent sous des tensions très élevées avec des intensités très faibles. C'est un fonctionnement qui se rapproche presque de l'électrostatique (tout au moins pour les tubes de faible puissance).

Le technicien est donc habitué à effectuer principalement des mesures de *tension*. Il faut d'ailleurs dire que c'est infiniment plus facile. On met en communication deux points du montage avec les deux fils d'un voltmètre. La tension qu'on lit sur ce dernier n'est pas forcément celle qu'il y avait vraiment entre les deux points avant l'utilisation du voltmètre, celui-ci pouvant avoir perturbé cette tension par son impédance d'entrée insuffisante, mais la mesure est extrêmement facile.

Dans le but de limiter les perturbations, les techniciens ont très rapidement perfectionné les voltmètres. Depuis les appareils rudimentaires de 300 Ω/V courants vers 1937 ou 1938, on est rapidement arrivé aux 20 000 Ω/V ou même à certains cadres très poussés permettant, pour un appareil transportable, la réalisation de voltmètres de 200 000 Ω/V sans dispositif d'amplification.

1. Le système de « montée programmée » (additif 14) y porte remède.

Comme cela se trouve être insuffisant dans certains cas, une gamme très complète de voltmètres électroniques a vu le jour, permettant d'une part une très grande augmentation d'impédance d'entrée (celle-ci se comptait alors en centaines de mégohms), et d'autre part, un grand élargissement de la bande passante pour les mesures en courant alternatif.

Une mesure d'intensité est plus délicate. Elle doit toujours être précédée d'une opération désagréable : un coup de pince coupante. En effet, il faut interrompre un circuit si l'on veut faire passer le courant qui le traversait dans un ampèremètre.

Et encore, l'ampèremètre en question va très souvent perturber gravement la grandeur qu'il est chargé de mesurer. Dans les ampèremètres classiques que l'on employait avec les tubes, les tensions d'alimentation étaient très élevées et on n'avait pas à craindre d'en perdre quelques volts. C'est pourquoi beaucoup de contrôleurs universels, sur leur échelle de mesure d'intensité, introduisent des chutes de tension à pleine déviation de 1 V ou même plus.

Celui qui a voulu utiliser un contrôleur universel, même de bonne qualité, pour mesurer l'intensité débitée par la batterie de sa voiture dans les feux de position et surtout dans les phares, s'est aperçu facilement que l'appareil ne convenait guère à ce genre de travail : la chute de tension dans l'ampèremètre change fortement les conditions de fonctionnement.

Un tel ampèremètre, utilisé dans des circuits à transistors alimentés sous 1,5 V (ce qui se rencontre), est encore plus catastrophique, pour ne pas dire complètement inutilisable.

C'est précisément le développement de la technique des transistors qui a amené les techniciens des appareils de mesure à perfectionner ceux-ci en ce qui concerne les mesures d'intensité.

On a vu d'abord apparaître des cadres mobiles beaucoup plus perfectionnés, permettant des mesures d'intensité avec une chute de tension à pleine déviation qui ne dépasse pas 50 mV. Ceci est déjà beaucoup plus utilisable dans les circuits à transistors alimentés sous faible tension.

Certains modèles vont même jusqu'à n'introduire qu'une chute de tension de 5 mV à pleine déviation sur différentes échelles, mais il s'agit en général de cadres très gros et relativement lourds, correspondant à un amortissement considérable qui rend les mesures très longues. De plus, ces appareils sont en général assez coûteux.

Une solution approximative consiste à utiliser un système adaptateur. De même qu'un amplificateur de gain unité, ayant une grande impédance d'entrée et une faible impédance de sortie, peut convertir un contrôleur ordinaire sur ses échelles voltmètre en voltmètre électronique, l'adaptateur de la figure 240 peut abaisser notablement la résistance apparente d'un ampèremètre.

Le courant à mesurer, circulant entre les bornes A et B, passera par le transistor T_1 et par le galvanomètre G, ainsi que par la pile P_1 de 4,5 V. Étant donné que le courant émetteur d'un transistor est pratiquement égal à son courant collecteur, l'intensité qui traversera G sera pratiquement la même que celle qui passe de A vers B.

Pour maintenir une tension d'entrée pratiquement nulle, le transistor T_2 amplifie cette tension et l'applique sur la base de T_1 . Pour que T_2 fonctionne quand la différence de potentiel entre A et B est voisine de zéro, l'émetteur de T_2 a été polarisé positivement par rapport au point B. C'est le rôle de la diode D, parcourue par un courant réglable fourni par la pile P_2 à travers le potentiomètre ajustable et la résistance de 1 k Ω .

Ayant réalisé cet adaptateur très simple, alimenté avec deux piles (car il doit être complètement indépendant du montage où l'on veut mesurer le courant), on règle le potentiomètre de $10\text{ k}\Omega$ jusqu'à ce que la déviation de G soit très faible (moins de $10\ \mu\text{A}$) quand les bornes de A et B sont court-circuitées, de même que lorsqu'elles sont en circuit ouvert.

Un tel adaptateur permettra de faire des mesures en n'introduisant entre les bornes A et B (qui doivent être considérées comme les bornes d'entrées de l'ampèremètre) qu'une chute de tension inférieure à 50 mV , même lorsque le galvanomètre G nécessite une chute de tension de 3 V pour dévier jusqu'au bout de son échelle.

La meilleure solution est, de loin, l'ampèremètre à pince.

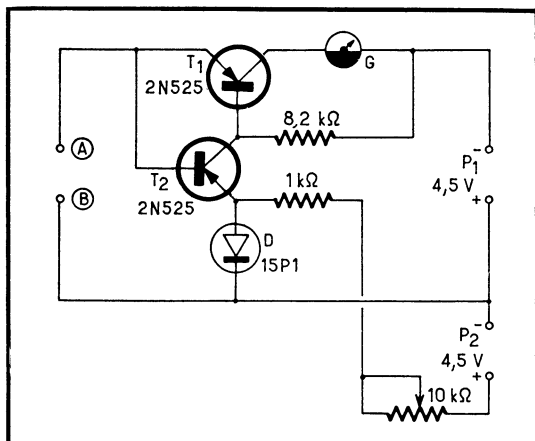


Fig. 240. — Adaptateur de mesure d'intensité, permettant d'utiliser un galvanomètre G qui nécessite une chute de tension importante pour dévier à fond de course (jusqu'à 3 V éventuellement) sans perturber cependant le circuit à mesurer : l'intensité à mesurer passe de (A) vers (B) sous une chute de tension de moins de 60 mV .

Les électrotechniciens connaissent très bien cet appareil pour les mesures de fortes intensités alternatives. Il existe depuis quelques années des modèles qui permettent les mesures de faibles intensités *continues*. Le premier modèle, à notre connaissance, a été l'appareil de *Hewlett-Packard*, qui permettait les mesures de courant continu de 3 mA (toute la déviation sur la première échelle) jusqu'à 1 A .

L'appareil comporte une pince, formée de deux moitiés qui peuvent s'écarter, comportant chacune une demi-encoche. Lorsque la pince est fermée les deux demi-encoches constituent un trou. On ouvre la pince et l'on serre dans le trou correspondant le fil dans lequel passe l'intensité que l'on veut mesurer. L'aiguille de l'appareil reliée à la pince indique directement l'intensité continue.

Le fonctionnement de l'appareil est le suivant : un oscillateur incorporé envoie une oscillation dans un bobinage qui se trouve sur la jambe centrale d'un noyau en ferrite ayant la forme d'un E. Quand la pince est refermée, un autre noyau, en E aussi, vient s'appliquer contre le premier. Un seul des deux jours ainsi subsistant est démasqué par la matière plastique dans laquelle sont noyés les deux noyaux et les bobinages qu'ils renferment.

Deux bobinages placés en opposition sont sur les deux autres branches du E. Lorsqu'on envoie du courant alternatif à fréquence F dans la jambe centrale du noyau en E, il se produit, par suite de la saturation des ferrites, des tensions à fréquence $2F$ dans les deux bobinages. Ces tensions sont en opposition et s'annulent.

Mais, si un courant passe dans un fil logé dans une des fenêtres des noyaux, le champ magnétique engendré par ce courant déséquilibre les saturations des deux branches : les tensions induites à fréquence $2 F$ dans ces branches deviennent inégales.

On peut détecter la tension résultant de ce déséquilibre, l'amplifier et l'afficher sur un appareil de mesure. On peut aussi lui faire commander, par voie de contre-réaction, un contre-courant envoyé dans l'autre fenêtre du E jusqu'à ce que l'équilibre soit rétabli, et mesurer ce contre-courant.

De tels appareils se sont multipliés; le modèle initial permet maintenant d'avoir sur la première échelle une déviation pour 1 mA seulement et va jusqu'à 3 A. Le grand avantage de ce premier « ampèremètre électronique » est qu'il permet les mesures d'intensités *sans avoir à couper le fil*.

D'autre part, il n'introduit évidemment *aucune* chute de tension dans le circuit où l'on veut mesurer l'intensité. Il perturbe cependant très légèrement ce circuit en induisant sur lui une tension alternative, due à l'oscillateur interne, dont la force électromotrice vaut environ quelques millivolts.

Signalons qu'il existe également, toujours réalisées par le même constructeur, des sondes comportant des noyaux de ferrite et une pince, tout à fait analogues par leur aspect à celles de l'ampèremètre électronique, qui permettent l'observation de la variation au cours du temps d'une intensité dans un fil.

Il s'agit, cette fois, d'un transformateur d'intensité plus classique. Il est associé à un petit amplificateur à transistors, alimenté sur pile, qui délivre, à sa sortie, une tension proportionnelle à l'intensité qui traverse le fil serré dans la pince.

Comme tout transformateur, sa bande passante est limitée, mais il en existe des modèles couvrant de 30 Hz à 20 MHz, ce qui est suffisant pour de nombreuses applications. Un tel appareil, muni de son préamplificateur, est d'une aide précieuse pour l'examen à l'oscilloscope de la variation du courant dans un fil. Un tel examen était difficile avec les oscilloscopes classiques, tous équipés pour être attaqués par des *tensions* sur l'entrée de leurs amplificateurs verticaux. La seule solution, pour l'observation d'une forme d'onde de courant avec les oscilloscopes classiques était, avant l'apparition de ces transformateurs de courant, d'insérer une faible résistance dans le circuit à étudier. La tension aux bornes de cette résistance était alors envoyée à l'oscilloscope, mais une telle solution était souvent loin d'être parfaite, quelquefois même inutilisable, en raison du fait que les deux extrémités de la résistance pouvaient véhiculer des composantes alternatives de tension par rapport à l'ensemble du montage. Celles-ci rendaient l'observation difficile ou perturbaient le fonctionnement du montage en raison de la capacité parasite inévitable existant entre ce dernier et la masse de l'oscilloscope.

5. — LES ÉTUVES

Toute réalisation comportant des transistors, ou des semiconducteurs d'un autre type, est sensible à la température.

Il se peut que cela n'ait aucune importance : certains équipements de calcul électronique sont destinés à être placés dans des locaux climatisés à température constante. Cette climatisation n'est pas destinée aux transistors. Elle est prévue pour les machines imprimantes et les organes mécaniques qui en ont absolument besoin; les équipements à transistors en profitent dans ce cas et il n'est pas néces-

saire de prévoir leurs essais à des températures différentes de celle à laquelle ils seront utilisés.

La solution qui permet de supprimer les effets de la température existe, mais elle est assez lourde; c'est le thermostat.

Un thermostat n'est jamais stabilisé en température d'une façon parfaite : il y a toujours une variation de température intérieure, de quelques degrés pour les systèmes de stabilisation rudimentaires, de quelques centièmes de degré pour les stabilisations poussées. En outre un thermostat est, le plus souvent, prévu pour stabiliser une température intérieure à une valeur plus élevée que celle de la température extérieure maximale dans laquelle l'instrument peut fonctionner. Ceci limite le choix de la température de fonctionnement du thermostat, à moins d'utiliser des éléments chauffants-réfrigérants qui fonctionnent par effet Pelletier.

De toute façon, l'emploi du thermostat devrait être réservé uniquement à certaines parties, spécialement sensibles à la température ou dont le fonctionnement doit être particulièrement constant (diode Zener de référence, transistors modulateurs tout ou rien pour les amplificateurs continus...).

Tout montage à transistors doit donc être essayé à des températures diverses pour vérifier son fonctionnement. Il nécessite un matériel approprié, même si celui-ci est assez rudimentaire.

S'il s'agit seulement de vérifier le fonctionnement de l'ensemble à une température légèrement supérieure à l'ambiance normale (par exemple de $+20^{\circ}\text{C}$ à $+70^{\circ}\text{C}$), on pourra utiliser, comme étuve, une simple caisse rembourrée intérieurement de panneaux isolant thermique, telles des plaques de mousse de polyéthylène.

A l'intérieur de cette boîte, des résistances chauffantes réparties en différents endroits dégageront de la chaleur. Pour une caisse de $0,5\text{ m}^3$, une puissance de 150 à 200 W suffit largement. Il est recommandé de prévoir dans la caisse des ventilateurs qui brassent l'air et assurent une égalisation de la température. On pourra vérifier cette égalisation au moyen de plusieurs sondes équipées de thermistances, faisant partie de thermomètres comme celui dont le schéma est indiqué sur la figure 64.

Pour les essais à température inférieure à l'ambiante, il faudra utiliser un dispositif réfrigérant, soit par évaporation de fréon, soit par effet Pelletier (cette dernière solution est actuellement très coûteuse).

En règle générale, on se méfiera surtout des effets des températures *élevées* sur les transistors au *germanium* et des températures *basses* sur les transistors au *silicium*. Signalons à ce propos que, contrairement à l'opinion généralement admise, il y a des transistors qui peuvent fonctionner à des températures extrêmement basses. L'auteur a personnellement essayé les réactions des semiconducteurs immergés dans l'azote liquide, c'est-à-dire à 196°C en-dessous du zéro.

Malgré l'affirmation préalable de quelques spécialistes, ayant longuement expliqué que l'expérience était complètement inutile et ne donnerait aucun résultat, les essais ont été menés systématiquement.

Le premier transistor immergé dans l'azote liquide en est mort : le refroidissement avait sans doute été trop brusque. D'autres essais, conduits avec un abaissement de température beaucoup plus progressif, ont montré qu'il existait certains transistors (en particulier ceux du type 2 N 397) qui conservaient à la température de l'azote liquide un β non négligeable (15 à 4 mA collecteur pour certains d'entre eux). Comme un certain nombre de techniciens prenait les résultats ci-dessus pour une farce de premier avril (ce qui s'explique en partie par le fait que ces expériences se passaient à peu près à cette date et que l'auteur avait participé, ce jour

même, à une émission de télévision complètement farfelue), nous avons réalisé un petit multivibrateur équipé de deux transistors qu'on pouvait immerger dans de l'azote liquide sans interrompre son fonctionnement; il était alimenté avec une pile de 1,5 V et ne consommait que 3 mA, ceci étant fait pour répondre à l'avance à l'objection de ceux qui auraient prétendu que la dissipation collecteur réchauffait les transistors. D'ailleurs, il était parfaitement possible de le laisser dans l'azote liquide longtemps, débranché de la source d'alimentation : il démarrait dès que la tension était appliquée.

Avec des transistors au silicium, les essais ont été jusqu'ici négatifs.

D'ailleurs, avec les jonctions au silicium, les très basses températures semblent produire des dislocations mécaniques qui détruisent le dispositif semiconducteur.

Il s'agit là évidemment de conditions d'emploi tout à fait exceptionnelles, mais nous tenions à signaler ce fait que nous avons remarqué (il est vraisemblable que l'auteur n'est pas le premier à l'avoir fait).

Si nous revenons au problème de l'étuve, nous signalerons qu'elle doit être pourvue d'un grand nombre d'arrivées de connexions : il faudra prévoir, pour le montage soumis aux essais thermiques, outre son alimentation, les tensions d'entrée et de sortie et un certain nombre de raccordements à différentes électrodes du montage, qui permettront de connaître les endroits où la température agit le plus. En outre, il sera bon de prévoir dans l'étuve plusieurs sondes thermométriques, l'une d'entre elles en contact avec le châssis et les autres en différents points de l'enceinte.

Si l'on veut essayer le montage aux températures basses, un réfrigérateur courant suffit en général pour obtenir des températures allant jusqu'à $+5^{\circ}\text{C}$ dans la plus grande partie du réfrigérateur, et jusqu'à -10°C dans le freezer (1).

Il est recommandé, dans le cas de l'essai au réfrigérateur, de ne pas placer le montage étudié en contact direct avec les parois métalliques du réfrigérateur : on pourrait avoir une grande variation de température d'un point du châssis à l'autre. Il est toujours meilleur de placer le châssis sur un support isolant thermiquement (plaque de mousse de polyéthylène par exemple). Lors de l'utilisation du réfrigérateur, pour un essai rapide, on peut se contenter de faire passer les fils de connexion en les serrant dans le joint d'étanchéité en caoutchouc de la porte.

Bien entendu, les établissements industriels traitant des montages à transistors par centaines disposent de chambres climatiques où l'on peut maintenir une température déterminée comprise, par exemple, entre -40°C et $+70^{\circ}\text{C}$; on peut en général, en outre, y faire varier le taux d'humidité, ce qui peut influencer d'autres constituants du montage (en principe ce taux est sans effet sur les transistors).

Quand on veut simplement voir si un montage est très sensible à la température, et surtout localiser les éléments du montage qui y sont particulièrement sujets, la meilleure solution consiste à employer un sèche-cheveux muni d'un tuyau souple. On met l'appareil en route et on dirige le jet d'air chaud successivement vers les différentes parties du montage en observant les dérives de celui-ci. On arrive ainsi à localiser parfaitement les éléments les plus sensibles à la température, c'est-à-dire ceux sur lesquels on devra porter une attention particulière lors de la modification et de l'amélioration du montage.

1. On trouve dans le commerce des « bombes » permettant de projeter sur un composant un fluide très volatil dont l'évaporation rapide peut amener ce composant à -40°C .

CHAPITRE XIV

LES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Pour beaucoup de gens, la différence fondamentale entre un transistor de puissance et un transistor de signal est la taille du boîtier : le transistor de puissance doit être monté dans un boîtier tel qu'il permette un bon contact thermique avec le radiateur, ce dernier étant indispensable pour évacuer la chaleur dégagée sur la jonction du transistor.

Ce n'est pas entièrement inexact : il faut, dans la plupart des cas, prévoir une forte dissipation de puissance. Mais la différence entre les types de puissance et les modèles de signal est bien plus profonde. On ne réalise généralement pas les transistors de puissance avec la même technologie que leurs homologues prévus pour le fonctionnement à bas niveau. On les emploie beaucoup plus près de leurs possibilités maximales, ce qui nécessite une connaissance approfondie des dangers courus dans ces conditions d'emploi. Enfin, les transistors de puissance, en raison des circuits dans lesquels on les utilise, nécessitent toute une circuiterie spéciale pour les protéger contre les effets hautement nocifs des surtensions dues aux circuits inductifs dans lesquels passent les courants de leurs collecteurs.

Alors que, dans les années 80-90, il est à prévoir que l'intérêt des réalisateurs de semiconducteurs pour les transistors de signal va diminuer (le nombre de types nouveaux va probablement décroître d'année en année, en raison des progrès croissants des circuits intégrés), ces mêmes années verront très probablement un développement considérable des transistors de puissance. Quand on pense que les années 1978-1979 ont été pratiquement celles de la naissance des MOS de puissance, on se rend bien compte qu'il s'agit d'une technique en pleine évolution.

La prolifération des circuits intégrés tend à faire reculer le rôle joué par les petits transistors de signal, à tel point que certains (un peu « snobs », à notre avis...) considèrent comme un archaïsme la présence d'un pauvre boîtier TO-18 sur une carte pavée de « bêtes à 16 ou 24 ou 40 pattes ». Si ce point de vue se défend un peu en ce qui concerne les cartes des circuits de l'informatique, il est totalement étranger à ceux qui font de l'électronique industrielle : là, il s'agit d'électronique

de puissance, il faut commander des moteurs, des électro-vannes, des électro-aimants de grande taille, déplaçant des parties mécaniques importantes.

Comme c'était arrivé pour les transistors après les tubes, certains vont même jusqu'à prétendre que, pour faire correctement de l'électronique industrielle, il faut entièrement oublier ce que l'on sait de l'électronique de signal. Nous ne sommes pas du tout de cet avis : pour utiliser efficacement les transistors de puissance, il faut connaître les transistors en général, en ajoutant à ce que l'on sait sur les petits modèles des données spécifiques des transistors de puissance.

C'est le but de ce chapitre, où nous étudierons ce que sont les dispositifs, comment on les fabrique (ce qui a une influence sur la façon dont on les utilise), comment on les emploie et surtout comment on les protège.

Pour terminer ce préambule, nous tenons à préciser un point relatif aux thyristors. On dit souvent que l'électronique de puissance (qui se confond presque avec l'électronique industrielle) est celle des thyristors et TRIACS, ces dispositifs déclenchables devant remplacer totalement les transistors de puissance dans un proche avenir. Là non plus, nous ne sommes pas près de souscrire à cette affirmation : on assiste même dans certains cas à une évolution inverse, les progrès des transistors de puissance permettant de remplacer par ces derniers des thyristors pour certaines applications. Par exemple, les alimentations à découpage, que l'on croyait être le fief exclusif des thyristors (ou tout au moins le devenir dans quelques années), utilisent de plus en plus les transistors de puissance.

1. — LES DISPOSITIFS

Il y a essentiellement deux catégories de transistors de puissance, à savoir les « bipolaires », autrement dit les transistors classiques où le courant collecteur est commandé par le courant base, et les MOS de puissance, dans lesquels c'est la tension grille-source qui commande le courant drain. Ces derniers, apparus bien plus tard que les bipolaires, sont en progrès constant : ce que nous pourrions dire d'eux sera sans doute rapidement dépassé par les améliorations technologiques. Certains techniciens pensent même que, vers les années 1990, ils représenteront plus de 50 % des transistors de puissance.

Pour indiquer le mode de réalisation technologique des différents dispositifs, nous commencerons par les quatre principales méthodes de fabrication des bipolaires, avant d'indiquer les structures des MOS de puissance.

Technologie « PLANAR »

Il s'agit d'une technologie que nous avons déjà décrite à propos des transistors de signal. Il y a, bien sûr, une grande différence de dimensions de la pièce de silicium, rendue nécessaire pour évacuer la chaleur dégagée sur la jonction. On doit aussi, dans de nombreux cas, modifier le degré de dopage du collecteur, pour autoriser un fonctionnement sous une tension collecteur-émetteur plus élevée que dans le cas des transistors de signal.

Technologie à « base homogène »

On réalise le transistor en partant d'une plaquette de silicium de type p , relativement peu dopée, dans laquelle on diffuse :

- d'un côté, une couche uniforme de dopants n , pour former le collecteur ;
- de l'autre côté, dans une zone limitée par une fenêtre ouverte dans une couche de silice, du dopant n pour former l'émetteur.

Le tout se présente alors en coupe comme l'indique la figure 241.

On voit que le bas de la zone n , de collecteur est fixé par une soudure sur l'embase métallique du transistor (il y en a toujours une). Les découpes que l'on voit à droite et à gauche sont dues à une attaque chimique après diffusion de l'émetteur, réalisant la forme « MESA » dont nous avons déjà parlé plus haut. Cette attaque est nécessaire pour que la jonction base-collecteur joue correctement son rôle.

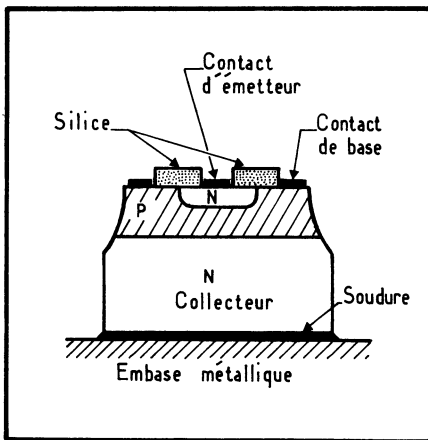


Fig. 241. — Coupe d'un transistor de puissance en technologie « base homogène ».

On voit aussi que, sur la partie supérieure, la silice, qui a permis de localiser la diffusion n formant l'émetteur, est percée de trous dans lesquels des métallisations forment les contacts de base et d'émetteur.

Généralement, l'émetteur est relativement grand. La découpe de la fenêtre par laquelle on le diffuse est d'une forme complexe, permettant d'avoir un contour aussi long que possible pour une surface de fenêtre donnée (on rencontre souvent des découpes en forme de sapin, ou de flocon de neige).

Il ne faut pas oublier que le courant émetteur peut être très important dans un transistor de puissance : il est presque égal au courant collecteur, et même un peu supérieur (puisque le courant base s'y ajoute, arithmétiquement parlant). Il faut donc un excellent contact pour le fil d'émetteur.

Ce fil est fixé sur la métallisation d'émetteur, soit par thermocompression, soit, de plus en plus, par soudure à ultra-sons. Il s'agit souvent d'un ruban d'aluminium, dont la largeur peut dépasser le millimètre et l'épaisseur est assez importante.

Certains constructeurs tendent à remplacer ce ruban par une sorte de « clip » élastique, appuyant sur la zone métallisée et soudée sur elle.

Pour le fil de base, le ruban est plus petit, car le courant qui doit le traverser est bien moindre que celui de l'émetteur. On utilise quelquefois plusieurs rubans pour la connexion de base, afin d'assurer une meilleure répartition de l'arrivée du courant à la base.

Dans les transistors de très grande puissance, on soude quelquefois, sur la zone métallisée de l'émetteur, une pièce intermédiaire en cuivre, assurant une meilleure répartition du courant émetteur que la seule métallisation qui recouvre l'émetteur. Le ruban de connexion arrivant sur l'émetteur est donc soudé sur cette pièce intermédiaire, dont la résistance latérale est bien moindre que celle d'une métallisation.

Technologie à base épitaxiée

Pour réaliser le transistor, on part d'une plaque de silicium de type n qui constituera le collecteur. On dépose sur cette plaque une couche épitaxiale de type p , qui constituera la base.

On oxyde alors cette couche, on découpe une fenêtre dans la couche d'oxyde de silicium et l'on diffuse par cette fenêtre un dopant n , pour réaliser la zone d'émetteur.

La vue en coupe est exactement la même que dans le cas de la figure 241 : on termine également le processus par une attaque « MESA » du pourtour du dispositif et par un perçage de trous dans la silice pour réaliser les contacts de base et d'émetteur par des métallisations.

Les problèmes de connexions et de soudure sur l'embase sont les mêmes que dans le cas de la technologie précédente.

Une première différence de cette méthode avec la précédente est qu'elle permet de réaliser facilement des transistors $p-n-p$ (en partant de silicium p sur lequel on dépose une couche épitaxiée n , dans laquelle on diffuse localement l'émetteur p), alors que la technologie à base homogène ne s'y prête pas. Il y a d'autres différences portant sur les caractéristiques, nous les verrons lors de la comparaison des performances des différents types.

Technologie par triple diffusion

Le principe est, cette fois, tout à fait différent.

On part d'un silicium de type n peu dopé, qui constituera le collecteur proprement dit et l'on diffuse des deux côtés, sur une grande profondeur, du dopant n , à partir d'un gaz riche en dopant. On réalise alors un « sandwich » n_+ , n , n_+ , comme le montre la figure 242.

On soumet alors le tout à une abrasion mécanique, qui enlève toute la partie située au-dessus de la ligne XY. Il reste alors une mince couche n peu dopée au-dessus d'une couche diffusée épaisse n_+ .

Dans cette couche n , on diffuse une couche de type p sur toute la surface, cette couche p devant constituer la base.

On oxyde la couche p ainsi diffusée, on découpe une ouverture dans la couche d'oxyde, cette ouverture permettant de localiser la diffusion de dopant n_+ pour former la zone d'émetteur.

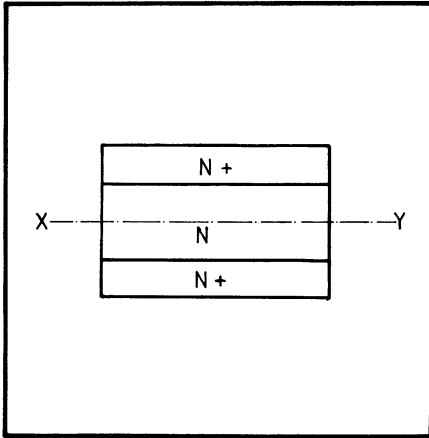


Fig. 242. — Avant de procéder aux diffusions de base et d'émetteur, dans la technologie dite « triple diffusion », on commence par diffuser, des deux côtés d'une plaque de silicium n , une zone n_+ . La partie au dessus de la ligne XY est enlevée par abrasion mécanique.

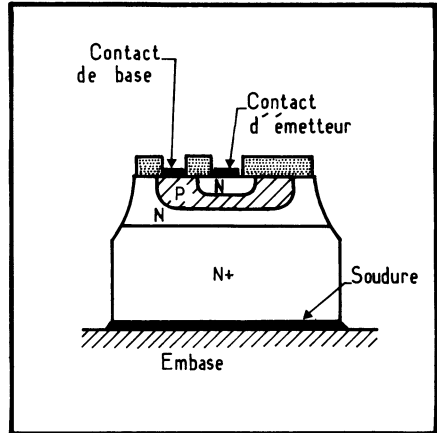


Fig. 243. — Coupe d'un transistor de puissance en technologie « triple diffusion ».

Comme plus haut, le tout se termine par une attaque en « MESA », des trous dans la silice pour réaliser les contacts de base et d'émetteur par des métallisations et l'ensemble se présente, vu en coupe, comme l'indique la figure 243.

Le MOS de puissance

Ici, nous changeons tout à fait de nature de transistor, puisqu'il s'agit d'un dispositif à effet de champ, normalement bloqué, que l'application d'une tension entre l'électrode de commande (grille ou « gate ») et l'électrode dite « source » rend conducteur.

Ce type de transistor existait déjà depuis plus de quinze ans, mais on le réalisait avec une conduction de porteurs suivant un plan parallèle à la surface du silicium, autrement dit en conduction « horizontale ».

La grande nouveauté qui a enfin permis l'avènement de MOS de puissance est la structure « verticale », d'où le nom de « V-MOS » (1).

Le grand intérêt de cette structure est de permettre de donner à l'électrode « drain », cette fois nettement différenciée de l'électrode « source », une dimension bien plus importante, avec une large surface de contact thermique entre cette électrode et l'embase. On peut ainsi évacuer une quantité de chaleur importante.

La structure de ces V-MOS, telle que l'indique Siliconix, est reproduite sur la figure 244. On voit que l'on a réalisé cet ensemble à partir d'un substrat de type n_+ (fortement dopé), sur lequel a été déposée une couche n épitaxiale. Dans cette

(1) V-MOS est une marque déposée de la Société SILICONIX.

Fig. 244. — Coupe d'un transistor MOS de puissance à structure verticale (*document Siliconix*).

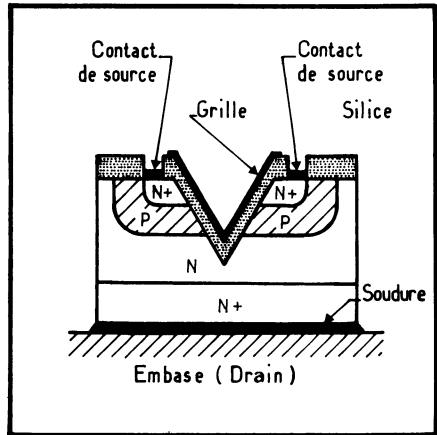


Fig. 245. — Dans un transistor MOS de puissance canal n , le courant drain-source I_D est commandé par la polarisation grille-source V_{GS} .

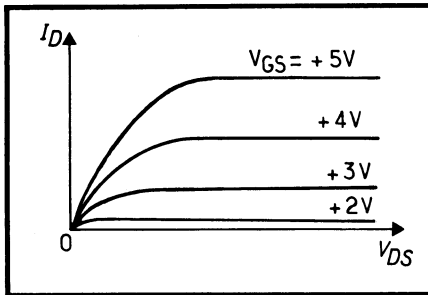
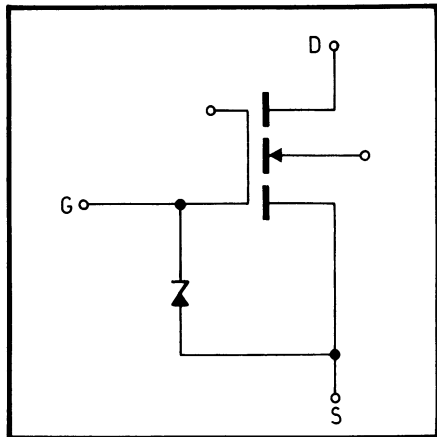


Fig. 246. — Dans le transistor MOS de puissance, la grille de commande est généralement protégée contre la destruction par les charges électrostatiques au moyen d'une diode Zener Z.



couche n , on a diffusé une zone p limitée par une fenêtre. A l'intérieur de cette zone, on a diffusé une zone plus petite n_+ . Le tout serait alors un transistor $n-p-n$ planar épitaxial classique, si l'on s'arrêtait là. Mais, à ce stade, le dispositif n'est pas terminé : on réalise une entaille en forme de V qui traverse la couche n_+ , la couche p et entre dans la couche n épitaxiale presque jusqu'à la zone du substrat n_+ . Une dernière oxydation recouvre cette entaille de silice. Par photogravure, on y perce des trous permettant de réaliser des contacts avec la zone n_+ supérieure (électrode source) et enfin on dépose une métallisation dans la zone de la rainure en V, cette couche métallique jouant le rôle de « grille » (ou « gate », ou « porte »).

Il faut, pour rendre le dispositif utilisable, lui ajouter une diode de protection, sinon le simple fait de la manipuler suffirait souvent à le détruire : la couche de silice qui sépare la métallisation de grille de la zone p où se crée le « canal » de conduction est extrêmement mince, et il suffirait de quelques dizaines de volts pour produire un claquage destructif de cette couche. Or, de telles tensions se produisent facilement sur une électrode totalement isolée, par simple effet électro-statique.

On ajoute donc à l'ensemble une diode Zener, qui interdit à l'électrode grille de devenir négative par rapport à la source, et qui limite la tension positive de grille à 15 ou 20 V. (Il faut toutefois noter que certains V-MOS ne sont pas pourvus de cette diode, il convient alors de les manipuler avec le même soin que les MOS classiques non protégés, c'est-à-dire avec un luxe de précautions qui confine à la maniaquerie.)

Une autre structure semble aussi promise à un avenir très intéressant : elle est désignée par un nom qui est une marque déposée de INTERNATIONAL RECTIFIER : on l'appelle « HEX-FET » (R). Il s'agit d'une marque, donc, comme la loi nous y oblige, nous devons utiliser la lettre (R).

Ces « HEX-FET » (R) utilisent au lieu d'entailles en V, des creux de forme hexagonale, placés les uns à côté des autres, comme les rayons d'une ruche. On met ainsi des dizaines de milliers de très petits canaux en parallèle sur une « puce » de forte puissance.

On attend avec impatience de nos jours (1989) la généralisation de types de V-MOS ou de « HEX-FET » (R) des deux polarités (canal n et canal p), ce qui donnerait à l'utilisateur la même souplesse de réalisation que celle dont il bénéficie avec les associations de $n-p-n$ et de $p-n-p$.

Rappelons que, pour ces MOS de puissance, l'utilisation est tout à fait différente de celle des transistors bipolaires. En effet, on commande le passage du courant drain-source par l'application d'une tension grille-source, positive pour les modèles à canal n .

Quand cette tension est nulle, le courant drain l'est aussi. Il faut atteindre un certain minimum de tension V_{gs} pour que le courant drain commence à passer. Cette tension de « seuil », dénommée souvent V_{th} (l'indice th est mis là pour « threshold » qui signifie « seuil »), peut aller suivant les modèles de 1 à 3 V.

A partir de cette tension de seuil, le courant drain augmente rapidement. Dans un modèle que nous avons essayé (VN 88 AF Siliconix) nous avons trouvé, avec 10 V de tension drain-source :

V_{gs}	1,5 V	2 V	3 V	4 V	5 V	6 V	7 V
I_d	1,5 mA	20 mA	110 mA	280 mA	490 mA	720 mA	950 mA

Les caractéristiques sont du types de celle de la figure 245. On voit que, du côté des tensions drain-source faibles, les « coudes » des courbes sont moins accusés que pour les transistors bipolaires. On dit souvent que ces MOS de puissance ont une tension « de saturation » relativement plus importante que les bipolaires, ce qui est une expression inexacte, car les MOS de puissance ne présentent pas le phénomène de « saturation ».

En fait, on définit pour ces MOS de puissance une « résistance $R_{D\ on}$ », soit la résistance apparente moyenne de l'espace drain-source quand la tension grille-source est suffisamment positive. Dans les modèles les meilleurs que nous connaissons, elle arrive maintenant à moins de $0,05 \Omega$, autrement dit, on peut y faire passer un courant drain de près de 10 A sous une tension drain-source de moins de 0,5 V.

Le symbole utilisé pour représenter ces MOS de puissance est souvent celui de la figure 246 : le « canal » y est représenté fractionné en trois morceaux, pour rappeler que le tout n'est pas conducteur en l'absence de tension positive grille-source (contrairement aux J-FET à « déplétion » qui sont conducteurs entre drain

et source avec une polarisation nulle de grille et que l'on bloque, dans le cas d'un canal n , en rendant la grille négative par rapport à la source). La flèche sur le segment médian rappelle qu'il s'agit d'un canal n . La diode Zener Z rappelle qu'il s'agit d'un dispositif à grille protégée (il se peut qu'on ne la trouve pas sur le symbole, il convient alors de faire attention : le MOS peut en être dépourvu, et alors il faut le traiter avec un soin extrême).

2. — CARACTÉRISTIQUES DES DISPOSITIFS

Pour permettre une comparaison efficace des différents dispositifs, nous commencerons par donner quelques définitions essentiellement valables pour les transistors de puissance bipolaires, indispensables pour comparer ces derniers entre eux. Il nous sera possible alors de situer les trois familles de bipolaires les unes par rapport aux autres. Après, nous ferons la comparaison des performances bipolaires-MOS.

Les tensions de claquage

On appelle « claquage » (ou aussi « avalanche ») d'un transistor le passage de courant dans un transistor qui devrait normalement être bloqué. Ce phénomène peut ne pas être destructif, si on limite l'énergie dissipée dans le transistor pendant ce claquage, ce qui est quelquefois délicat, car ces claquages ont généralement lieu pour des tensions collecteur-émetteur importantes dans les transistors de puissance.

La plus élevée de toutes est la tension de claquage de la jonction collecteur-base, désignée par BV_{cb0} . Dans cette notation V est le symbole de la tension, la lettre B évoque le « Breakdown » (claquage), les lettres cb rappellent qu'il s'agit de la tension collecteur-base, et le zéro indique que le courant de la troisième électrode (ici l'émetteur) est nul, autrement dit que le transistor est testé avec la base à la masse, le collecteur positif et l'émetteur non-connecté.

Sur les courbes de la figure 247, ce claquage apparaît franc, correspondant à une variation très rapide de I_c pour une faible variation de V_{cb} , sans aucune tendance au « retournement » que nous verrons dans les autres cas.

Le claquage ne se présente plus de la même façon quand nous utilisons réellement le transistor en émetteur commun, c'est-à-dire avec son émetteur à la masse, en faisant varier la tension V_{ce} , mais sans appliquer à la base le courant direct qui serait nécessaire pour rendre le transistor normalement conducteur.

La condition qui est presque la plus défavorable consiste à laisser la base « en l'air » (non connectée). On obtient alors la courbe de courant n° 2 : la fuite commence pour une tension donnée, mais nous avons une zone à résistance négative et la tension collecteur-émetteur redescend jusqu'à une valeur plus basse lorsque le courant de fuite augmente. Cette valeur est nommée « $V_{ce0\text{ sus}}$ » ce qui signifie « $SUStaining$ » (maintien). Il y a donc une tension de claquage un peu supérieure à $V_{ce0\text{ sus}}$ avec la base « en l'air ».

Si, maintenant, nous relierons la base à l'émetteur par une résistance R , nous constatons que la fuite ne commence à passer que pour une tension plus grande,

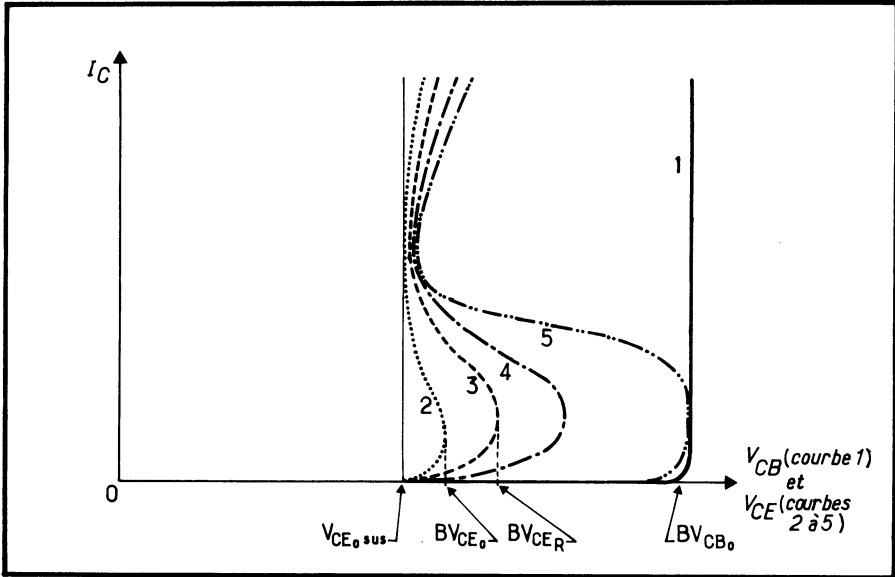


Fig. 247. — Dans un transistor de puissance, on distingue différentes tensions de « claquage » suivant que l'on considère la jonction collecteur base seule, ou le fonctionnement normal, mais avec la base « en l'air », reliée à l'émetteur par une résistance R , ou polarisée en sens inverse.

comme le montre la courbe 3. Mais, pour une valeur suffisamment grande du courant de fuite, il y a de nouveau un effet de résistance négative, plus marqué que pour la courbe 2, puisque la valeur de la tension collecteur-émetteur part d'un peu plus haut, aux courants de fuite faibles, pour redescendre à la même valeur V_{ce0} sus que pour la courbe 2.

En augmentant la valeur de R , la courbe 3 tend à rejoindre la courbe 2, puisque la base se trouve de plus en plus « en l'air ».

A l'opposé, si on diminue la valeur de R , la courbe évolue vers celle qui est indiquée en 4, la valeur maximale de tension applicable entre collecteur et émetteur avant l'apparition de la fuite étant alors celle que l'on définit, dans le cas de la valeur nulle de R , sous le nom de :

BV_{ces} (le S pour « Short circuit » = court-circuit)

Cette valeur est proche de BV_{cbo} .

Si, maintenant, nous appliquons à la base une « contre-polarisation », la rendant négative par rapport à l'émetteur dans le cas d'un $n-p-n$, la courbe devient celle de la figure 5. La tension à laquelle la fuite commence est alors égale à BV_{cbo} , mais il y a une zone importante à résistance négative, faisant redescendre la tension jusqu'à la même limite commune V_{ce0} sus.

Signalons, pour mémoire, un régime de fonctionnement un peu particulier, indiqué quelquefois : la base est portée à un potentiel légèrement positif par rapport à celui de l'émetteur (dans un transistor de puissance $n-p-n$), mais toutefois insuffisant pour que le courant collecteur passe (par exemple à $+0,2$ ou $+0,3$ V). Cela

peut arriver quand, par exemple, le transistor de puissance est commandé sur sa base par le collecteur d'un transistor amplificateur dont la tension de saturation ne peut pas être considérée comme nulle. Autrement dit, ce régime de fonctionnement consiste à « chatouiller la queue du dragon », en se mettant juste à la limite du passage du courant. La tension à laquelle s'amorce le passage de la fuite est alors désignée par

$$BV_{cey}$$

Le symbole y est, en quelque sorte, le « contraire » du symbole x (on emploie ce dernier comme l'indication de la « rue barrée » avec un x , la contre-polarisation de la base agissant comme un « barrage » contre l'établissement du courant collecteur).

Nous avons pu définir ainsi toute une série de tensions de claquage.

Il y a donc la plus basse de toutes : BV_{cey} (avec une polarisation légèrement positive de base, de +0,2 V par exemple, que l'on indique dans les conditions de mesure). Ensuite, nous trouvons BV_{ceo} qui correspond au cas de la base « en l'air », puis BC_{cer} (en indiquant la valeur de la résistance R entre base et émetteur), qui part de BV_{ceo} pour une résistance R infinie et tend vers la valeur BV_{ces} , pour une résistance R nulle.

Enfin, la plus élevée de toutes est BV_{cex} qui est la même que BV_{cbo} .

Les valeurs maximales

Indépendamment de la tension maximale d'utilisation, limitée par les conditions d'emploi et les différentes valeurs de BV_{ce} dont nous avons parlé plus haut, il faut aussi respecter certaines limitations imposées par la technologie de construction.

Il y a une valeur maximale de courant collecteur. Cette limite n'est pas très critique. Évidemment, si l'on fait passer un courant trop élevé dans le transistor, même sous tension collecteur-émetteur faible, on risque, à la limite, une fusion des connexions, principalement de la connexion d'émetteur, puisque le collecteur est normalement relié directement au boîtier du transistor. Mais, en général, bien avant d'en arriver là, on se heurte à une limitation imposée par la réduction du gain dynamique et même statique.

Par exemple, dans un transistor de puissance classique, on trouve un gain statique normale de l'ordre de 60 entre $I_c = 40$ mA et $I_c = 1,2$ A (il passe par un maximum voisin de 70 pour $I_c = 0,4$ A). Mais, quand I_c croît, le gain statique s'effondre : pour $I_c = 2$ A, il ne vaut plus que 47, pour $I_c = 3$ A, le gain tombe à 40; il n'est plus que 20 à $I_c = 5$ A, pour s'effondrer à 10 environ pour 7 A de courant collecteur.

On serait donc amené à utiliser le transistor avec un courant base beaucoup trop grand : alors qu'il ne fallait que 20 mA de courant base pour obtenir $I_c = 1,2$ A, on va devoir fournir au transistor 700 mA dans la base si l'on veut 7 A de courant collecteur.

Le constructeur impose donc une valeur I_{cm} , courant maximal de collecteur, résultant le plus souvent d'une possibilité d'utiliser encore correctement le transistor avec ce courant, sans avoir à augmenter anormalement le courant base.

Nous rencontrons une autre limite, beaucoup plus critique celle-là, la *dissipation maximale*, comme dans tout transistor. Si on la dépasse, on provoque un échauffement exagéré de la jonction, qui, dans les meilleurs cas (dépassement léger), réduit la durée de vie du transistor, et, le plus souvent provoque une destruction rapide du dispositif.

Nous avons déjà parlé (page 88) du problème de l'écoulement de chaleur dans les jonctions. Nous avons précisé à ce propos que, pour un transistor de puissance, on doit toujours employer un radiateur avec le transistor, pour permettre l'évacuation des calories dégagées sur la jonction collecteur-base par la puissance $P_c = I_c \times V_{ce}$.

Sur un réseau de caractéristiques linéaires en I_c et en V_{ce} , les limites dont nous avons parlé sont représentées par les différentes lignes de la figure 248. Nous avons supposé qu'il s'agissait d'un transistor supportant une tension collecteur-émetteur maximale de 175 V, un courant collecteur maximal de 6 A, et une dissipation maximale de 150 W (c'est un très gros transistor, sur un radiateur de fortes dimensions).

On doit donc maintenir le « point de fonctionnement » (point dont les coordonnées sont V_{ce} et I_c) :

- au dessous de la ligne horizontale $I_{cm} = 6$ A
- à gauche de la ligne verticale $V_{cem} = 175$ V
- en dessous de la courbe P_m de puissance maximale, correspondant à 25 W pour 6 A, à 50 V pour 3 A, à 100 V pour 1,5 A, à 150 V pour 1 A, etc.

Cette dernière courbe est une « hyperbole équilatère », dont une partie seulement nous est utile : celle qui est comprise entre les points B et C, où la courbe coupe respectivement l'horizontale I_{cm} et la verticale V_{cem} . Le point de fonctionnement doit donc toujours rester à l'intérieur de la figure OABCD, sans aller dans les parties hachurées sur la figure 248.

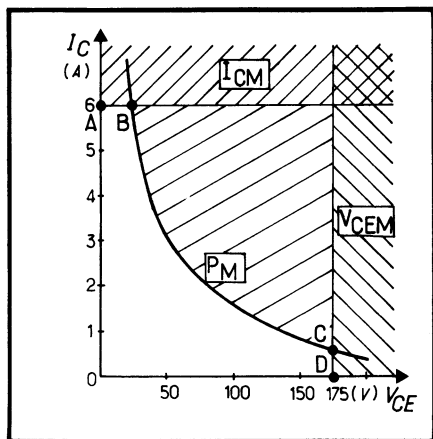


Fig. 248. — Dans un transistor de puissance, on définit son « aire de sécurité », limitée par le courant collecteur maximal I_{cm} , la tension collecteur-émetteur maximale V_{cem} et la dissipation maximale collecteur P_m (courbe en hyperbole).

Il convient toutefois de préciser que la limite de dissipation, P_m , n'est pas la même si l'on envisage un fonctionnement de longue durée à un régime donné, ou simplement un fonctionnement transitoire, ne devant durer qu'une milliseconde

ou moins encore : dans ce dernier cas, on peut tolérer un dépassement momentané de la courbe, selon les indications données par le constructeur.

Le second claquage

Les choses seraient bien plus simples si nous pouvions nous contenter des limites imposées par la figure 248. Mais il intervient un autre phénomène, particulièrement dramatique pour les transistors de puissance : le second claquage (second breakdown), qui est à l'origine de la mort de près de 95 % des transistors de puissance mal utilisés.

Précisons ce dont il s'agit. Quand on utilise le transistor de puissance à un régime voisin de la dissipation maximale, il chauffe beaucoup. En général, ce régime est prévu pour que la température de jonction ne dépasse pas la valeur de 200 °C, limite critique pour la plupart des transistors de puissance (ou de signal) au silicium.

Cette élévation de température du cristal provoque une augmentation du courant collecteur, par production de paires électron-trou au niveau de la jonction collecteur-base.

Si cela se produit lorsque le courant collecteur est élevé, donc sous tension collecteur-émetteur basse (dans notre exemple, à 25 V et 6 A), l'augmentation relative du courant est peu importante.

Mais, si l'on approche de la dissipation maximale avec un courant collecteur faible (dans notre exemple, à 1 A et 150 V), l'augmentation relative de courant est notable, le phénomène peut être cumulatif. L'échauffement se localise alors en certains points de la jonction, amorçant un processus irréversible, qui conduit en quelques fractions de millisecondes le transistor à la destruction. En effet, quand ce processus est amorcé, la réduction du courant base est pratiquement sans effet sur le courant collecteur.

On est donc amené, pour éviter ce « claquage secondaire » (qui n'est pas un « phénomène secondaire », tant s'en faut...!), à réduire la dissipation maximale tolérée pour les régimes de fonctionnement à faible courant collecteur, donc à forte tension collecteur-émetteur.

On doit alors remplacer la figure 248 par la figure 249, dans laquelle nous retrouvons les limites en tension, en courant, en dissipation, auxquelles vient se rajouter une nouvelle limitation, qui correspond à la courbe tracée en trait gras.

La formule qui correspond à cette nouvelle courbe, nommée S_b , varie suivant la technologie des dispositifs et le régime de fonctionnement. Quelquefois on rencontre la formule suivante :

$$I_c (V_{ce})^2 = \text{constante}$$

mais ce n'est là qu'un cas particulier.

On voit sur la figure 249, que la nouvelle courbe ne modifie pas la précédente pour les tensions collecteur-émetteur inférieurs à 75 V, mais que, à partir du point G où la courbe S_b coupe la courbe P_m , elle entraîne une réduction très importante du courant maximal de collecteur à une tension donnée.

Par exemple, pour $V_{ce} = 100$ V, nous ne pouvons plus aller jusqu'à $I_c = 1,5$ A, mais nous devons nous limiter à 1 A. Pour 150 V, c'est bien pire : au lieu de 1 A

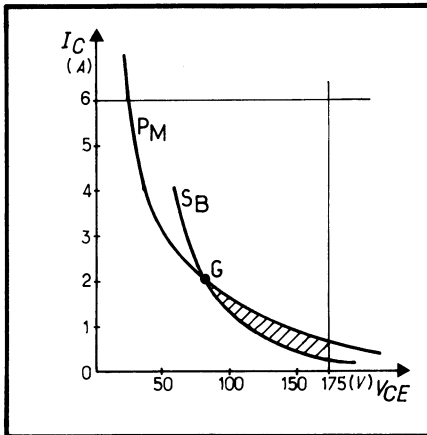


Fig. 249. — En réalité, l'aire de sécurité de la figure 248 est à réduire : pour le fonctionnement à forte dissipation avec un courant collecteur faible, donc à forte tension, la dissipation doit être réduite pour éviter le « second claquage » : il faut rester en dessous de la courbe S_b , l'aire hachurée correspondant à une zone particulièrement dangereuse.

maximal, nous devons limiter le courant collecteur à 0,25 A seulement, soit quatre fois moins.

Donc, la nécessité d'éviter le claquage secondaire introduit sur la figure 249 une nouvelle zone « interdite » : celle qui est représentée en hachures serrées.

On préfère généralement un autre mode de représentation des limites de fonctionnement. Au lieu d'utiliser des échelles linéaires pour I_c et pour V_{ce} , on emploie des échelles « logarithmiques » sur les deux axes. Nous trouverons donc la même différence d'ordonnée entre les points 10 mA et 100 mA qu'entre les points 100 mA et 1 A, ou entre les points 1 A et 10 A.

Dans ces conditions (fig. 250), la droite de limitation I_{cm} des figures 249 et 248 reste une droite horizontale. De même, la droite verticale de limitation par la tension V_{cem} reste une droite verticale. En revanche, une dissipation constante (la courbe P_m), qui correspond à

$$I_c \times V_{ce} = \text{constante}$$

se transforme en :

$$\log(I_c) + \log(V_{ce}) = \text{constante}$$

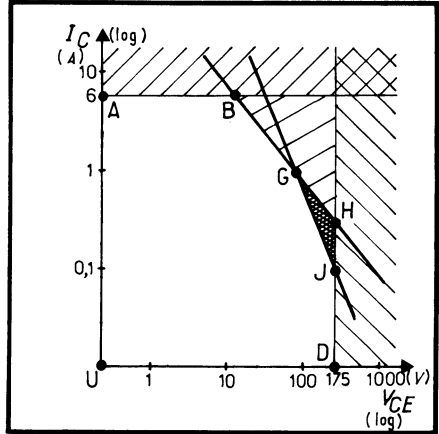
Soit en une droite, inclinée à 45° sur les axes (à condition que l'on ait choisi le même « module » pour les graduations des axes, autrement dit que la distance horizontale entre les abscisses 10 V et 100 V soit la même que la distance verticale entre les ordonnées 1 A et 10 A par exemple).

Sur ces mêmes échelles logarithmiques, la courbe S_b , correspondant au second claquage sur la figure 249 devient une droite GH sur la figure 250.

C'est donc sous forme d'un petit triangle GHJ que se présente la petite « corne » hachurée de la figure 249, correspondant à la zone où, sans dépasser la dissipation maximale, on risque cependant le second claquage. Ce triangle GHJ est ... beaucoup plus dangereux que le fameux « Triangle des Bermudes », car, si le point figuratif y reste plus de quelques microsecondes il n'en revient jamais !

Ce phénomène de second claquage est d'une telle importance que l'on peut presque dire que toutes les études relatives aux transistors de puissance et à leurs circuits d'utilisation sont faites pour savoir comment on évite le second claquage.

Fig. 250. — On trace généralement les aires de sécurité des figures 248 et 249 sur des axes en graduation « logarithmique », tant pour la tension V_{ce} que pour le courant I_c . Les courbes de puissance maximale et de second claquage deviennent alors des droites.



L'aire de sécurité

La figure 250 nous montre la zone où le point figuratif (point de coordonnées I_c et V_{ce}) doit impérativement rester pour que le transistor ne risque rien.

C'est pourquoi l'on nomme ce contour ABGJD « aire de sécurité » ou « SOAR » (Safe Operation ARea). Toute notice de transistor de puissance doit comporter cette aire, ainsi que la définition précise des conditions d'utilisation pour lesquelles elle a été prévue.

Précisons qu'il est très difficile de la tracer. Les constructeurs la donnent, évidemment, avec une certaine « marge de sécurité », mais il ne faut JAMAIS considérer que, en raison de certains essais effectués sans détruire le transistor, on peut réellement l'utiliser en dehors de cette aire.

On trouve souvent une aire relativement complexe pour certains transistors : la partie inclinée peut ne pas comprendre deux segments de droite (BG et GJ sur la figure 250) mais trois, avec des pentes différentes.

En outre, elle est généralement tracée pour une température de 25 °C du boîtier du transistor, ce qui est une condition de fonctionnement rarement atteinte : le boîtier du transistor est, le plus souvent, à une température plus grande, car, du fait de la dissipation, le transistor et le radiateur doivent s'échauffer pour permettre l'évacuation de la chaleur vers l'ambiance (qui est en général à plus de 15 °C et même assez nettement au-dessus dans une enceinte un peu fermée où fonctionnent des transistors de puissance).

Un problème que l'on rencontre donc assez souvent est le suivant : étant donné l'aire de sécurité valable pour le boîtier à 25 °C, comment tracer l'aire de sécurité valable pour le boîtier à 70 °C par exemple ?

On procède ainsi pour l'aire de sécurité relative au fonctionnement permanent (il y a d'autres aires de sécurité, valables pour des régimes transitoires, et nous y reviendrons) :

- il faut d'abord modifier la valeur de dissipation maximale collecteur en fonction de la température de boîtier ;

— il faut ensuite calculer la modification de la valeur du courant collecteur pour lequel s'amorce le second claquage.

On utilise pour cela les deux courbes de « derating » (ce mot se traduit à peu près par « réduction des régimes de fonctionnement ») indiquées sur la figure 251, normalement fournies par la notice du constructeur du transistor.

Sur cet ensemble de courbes, on porte horizontalement la température du boîtier, en degrés Celsius, généralement de 0 à 200 °C, en échelle linéaire. En ordonnée, on trouve le « taux d'utilisation » (en pourcentage) par rapport à la puissance maximale dissipable (pour la courbe 1) et par rapport au courant d'entrée en second claquage à 20 °C (courbe 2).

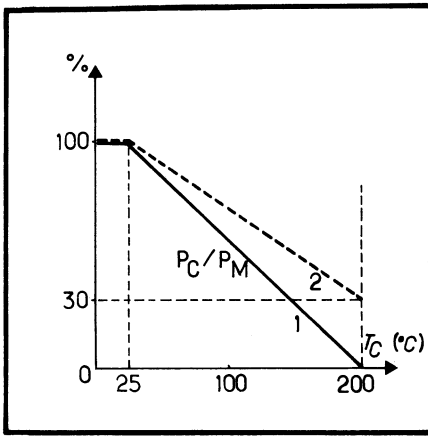


Fig. 251. — Les aires de sécurité sont données pour une température de boîtier de 25 °C. Pour une autre valeur de température de boîtier, il faut réduire la dissipation maximale selon la courbe (1) en trait plein, et le courant d'entrée en second claquage selon la courbe (2) en pointillé.

Ces courbes sont pratiquement toujours les mêmes : pour ce qui est de la puissance, on a une droite horizontale jusqu'à 25 °C, puis une droite inclinée allant de 100 % à 25 °C jusqu'à 0 % à 200 °C. Pour l'intensité d'entrée en second claquage, on part de 100 % à 25 °C et l'on a une réduction sous une forme droite, descendant généralement à 30 % pour 200 °C.

Quelquefois, la courbe (1) est donnée directement en watts dissipables et non en pourcentage de la dissipation maximale à 25 °C. L'échelle verticale est alors changée, mais l'allure de la courbe est la même.

Si nous appliquons ces courbes au cas de l'aire de sécurité de la figure 250, pour savoir ce que devient cette aire à 70 °C.

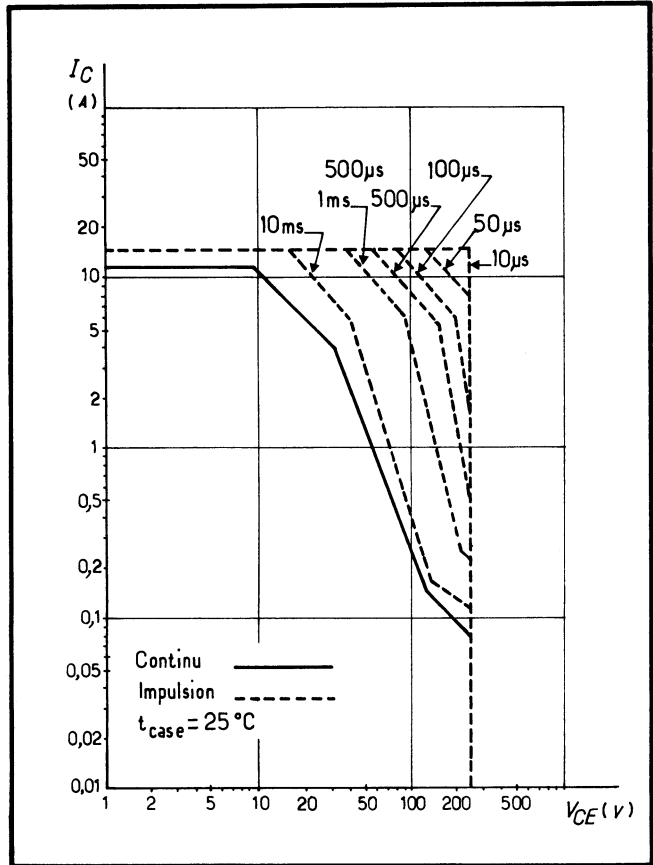
La courbe (1) de la figure 251 nous montre que l'on doit alors réduire la puissance maximale de 26 % environ, ce qui nous laisse environ 110 W. Pour le courant de second claquage, à 70 °C, il faut, comme le montre la courbe (2), le réduire d'environ 20 %. Il faudra donc, sur la figure 250, descendre la droite BG (à 45°) de telle sorte qu'elle passe par un point correspondant à 110 W (par exemple 110 V 1 A). Il faudra aussi descendre la droite GD, de telle sorte que le point D corresponde à une nouvelle ordonnée réduite de 20 % par rapport à sa valeur précédente.

Aires de sécurité en régime transitoire

Ce que nous avons dit pour les aires de sécurité s'appliquait au régime permanent. On sait que, pour un temps limité, on peut passer un peu au-delà de la dissipation maximale valable pour le régime continu. On peut aussi (dans une plus faible proportion), dépasser légèrement la zone de second claquage valable pour le fonctionnement permanent (mais, là, il faut le faire avec de grandes précautions).

On trouve donc, dans les caractéristiques des constructeurs, des graphiques analogues à celui de la figure 252. Cette figure est directement extraite du manuel des transistors de puissance de la Sescosem, elle est relative au transistor BUX 42.

Fig. 252. — Exemple pratique d'aire de sécurité complète pour un transistor de puissance BUX 42 (documentation Sescosem).



On voit que, pour le fonctionnement en continu, il y a une partie de l'aire de sécurité limitée par la dissipation, correspondant à 120 W, allant du point à courant maximal (12 A) sous une tension de 10 V, jusqu'à un point à 30 V et 4 A.

A partir de ce point commence la droite correspondant au second claquage, qui va en ligne droite jusqu'au point 145 V, 130 mA, après quoi on retrouve une partie à pente plus faible jusqu'au point de tension maximale (250 V) avec un courant de 80 mA.

Les différentes aires de sécurité tracées en pointillé correspondent à des fonctionnements en impulsions. La première est relative à des impulsions de 10 ms : on voit que le courant maximal est passé à près de 15 A et que la dissipation maximale est passée à environ 240 W. En même temps, la courbe de second claquage est un peu remontée, tout en changeant de pente.

Pour des impulsions de plus en plus courtes (1 ms, 500 μ s, 100 μ s, 50 μ s), la puissance maximale monte respectivement à 600 W, 900 W, 1 200 W et 2 100 W. En même temps, la courbe de second claquage remonte. Même, pour 50 μ s, on ne la voit plus : la seule limitation est apportée par la dissipation. Enfin, à 10 μ s, l'aire de sécurité est devenue rectangulaire, on peut aller à la fois à 15 A et 250 V (soit une dissipation instantanée de 3,75 kW!).

Précisons bien que le réseau d'aires de sécurité que nous avons reproduit sur la figure 252 est valable pour une température de boîtier de 25 °C. Pour une autre température, il faudrait déduire du réseau donné un autre réseau, en utilisant les courbes de « derating » de la figure 251, comme nous l'avons expliqué plus haut.

Précisons aussi que, dans le réseau d'aires de sécurité de la figure 252, la limite de tension de 250 V correspond à la valeur de la tension $V_{ce0\text{ sus}}$ (SUStaining) définie plus haut.

Influence de la technologie du dispositif sur l'aire de sécurité

Tout ce que nous avons dit au sujet du claquage secondaire ne s'applique qu'aux seuls transistors bipolaires : les MOS de puissance se comportent tout à fait différemment et nous y reviendrons.

Comme nous l'avons vu au début de ce chapitre, il y a essentiellement quatre technologies différentes pour la réalisation des transistors de puissance : le procédé « Planar », la « base homogène », la « base épitaxiée » et la « triple diffusion ».

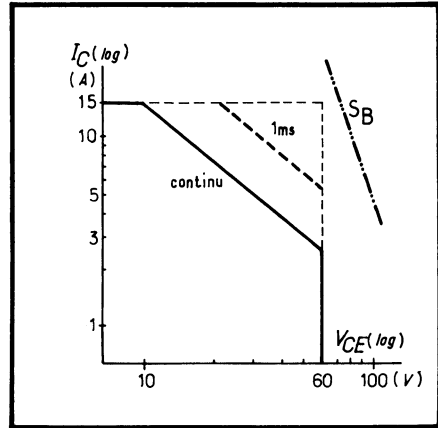
Suivant la technologie du dispositif, la forme de son aire de sécurité peut varier notablement.

En effet, avec la technologie à base homogène, qui correspond généralement à des tensions de claquage relativement modestes, il arrive souvent que la limitation due au second claquage se situe entièrement en dehors de celle qui est imposée par la dissipation maximale, comme le montre la figure 253. Cette figure est celle de l'aire de sécurité du très célèbre « 2 N 3055 », un des plus connus des transistors de puissance.

Comme il est limité à 60 V collecteur-émetteur maximum et qu'il utilise une technologie à base homogène, les problèmes de second claquage ne se posent pas pour lui, la seule condition à respecter est la limite de dissipation (120 W en permanence pour le boîtier à 25 °C, 350 W pour une impulsion de 1 ms). La courbe S_b passe au-dessus de toutes les aires de sécurité.

Avec les technologies « Planar » et « Base épitaxiée », l'aspect des aires de sécurité est celui de la figure 250 : en dessous d'une certaine tension la limite de cette aire est donnée par la dissipation ; au-dessus d'une valeur de tension collecteur-émetteur (généralement comprise entre 60 et 100 V), la droite de second claquage limite plus sévèrement le courant maximal que la droite de dissipation maximale.

Fig. 253. — Pour un transistor de puissance particulièrement robuste contre le claquage secondaire (et fonctionnant à tension maximale relativement réduite), il se peut que toutes aires de sécurité soient définies par des considérations de dissipation maximale, soit en régime continu (courbe en trait plein), soit en régime impulsionnel (courbe en pointillé), en restant toujours en dessous de la limitation par le second claquage (courbe S_B en tirets).



On pourrait même envisager, encore que ce cas ne se rencontre presque jamais, que l'aire de sécurité soit entièrement déterminée par la droite de second claquage, située toute entière en dessous de la droite de dissipation. On se rapproche de ce cas avec les transistors haute tension en technologie « triple diffusion », dans la partie haute tension de leur aire, comme le montre la figure 252 relative au BUX 42.

Les temps de réponse

Une grandeur importante à préciser pour de nombreuses applications est la vitesse de réponse d'un transistor de puissance.

On doit distinguer deux cas, selon qu'il s'agit de réponse en régime linéaire, ou que l'on utilise le transistor en saturation (ce qui est relativement plus courant dans les applications industrielles).

Pour ce qui est du régime linéaire, c'est-à-dire en maintenant une différence de potentiel d'au moins quelques volts entre le collecteur et l'émetteur quand le transistor est à l'état passant, nous trouverons, comme pour les transistors de signal, une fréquence de coupure, ou, plus exactement une « fréquence de transition » f_t . Elle se mesure en appliquant au transistor, en plus d'une composante continue destinée à le polariser autour d'un certain régime de fonctionnement (non saturé), une petite composante à fréquence f sur le courant base.

Le rapport des petites variations du courant collecteur à celles du courant base donne le gain dynamique. Il décroît quand f dépasse une certaine valeur, puis, quand la décroissance a été suffisamment importante, on peut dire que, en première approximation, le produit du gain par la fréquence reste constant. Cette constante s'exprime en kilohertz ou en mégahertz : elle correspond à peu de choses près à la fréquence pour laquelle le gain dynamique tombe à l'unité (en module) et que l'on nomme « fréquence de transition » f_t .

Dans les transistors de puissance, les jonctions sont de grandes dimensions, ce qui entraîne généralement des capacités parasites importantes, d'où une réduction importante de la fréquence de coupure par rapport à celle des transistors de signal.

Pour les transistors à base homogène, la fréquence de coupure est nettement basse. Par exemple, le 2 N 3055, dont nous avons déjà parlé, n'a que 800 kHz de fréquence de coupure.

Pour les modèles à base épitaxiée, la fréquence de coupure monte à 3 ou 4 MHz.

Enfin, pour les modèles triples diffusés, on arrive à des fréquences de coupure de 10 à 15 MHz.

Évidemment, il existe des transistors de puissance du type VHF, dont les fréquences de coupure montent beaucoup plus haut, mais il s'agit là de types tout à fait spéciaux, dont fort peu de constructeurs assurent la réalisation. Ces modèles sont très fragiles et leur emploi est extrêmement délicat. Comme le problème de la génération de la V.H.F. et de son amplification nécessite toute une gamme de connaissances spécialisées, nous pensons que leur étude sort du cadre de cet ouvrage.

La commutation

Comme nous l'avons dit, le problème est tout à fait différent quand on envisage un fonctionnement en saturé-bloqué. Ce type de fonctionnement est tout à fait courant dans les montages industriels car on souhaite avant tout augmenter le rendement, donc diminuer la dissipation de puissance dans le transistor qui conduit.

On doit alors définir autrement les performances du transistor. On l'amène en saturation en utilisant une charge résistive, qui limite le courant collecteur à une valeur donnée. On impose donc la valeur du courant base, nettement supérieure à celle qui serait théoriquement nécessaire pour obtenir le courant collecteur maximal.

Par exemple, un transistor est alimenté depuis 24 V à travers une résistance collecteur de 3 Ω . Le courant collecteur maximal est donc de 8 A. Si, à ce courant collecteur, le transistor présente un gain statique de 32, par exemple, il suffit de $8/32 = 0,25$ A de courant base pour obtenir les 8 A. Mais, pour être sûr que le transistor est bien saturé, au lieu de lui envoyer 0,25 A de base, on lui en envoie, par exemple, 0,8, on dit alors que l'on travaille en « gain forcé » de 10 (en « forçant » le courant base au 1/10 du courant collecteur maximal).

Le but de l'utilisation de ce courant excessif dans la base est de s'assurer du fonctionnement en saturation dans le pire des cas, même si le transistor utilisé a le gain le plus bas que l'on puisse rencontrer dans la série du même type.

On constate alors que, lors de la coupure du courant base, il y a un temps important dit T_s (Time of Storage = temps de stockage), pendant lequel le courant collecteur ne varie pas, comme nous l'avons déjà vu pour les transistors de signal (page 166).

Dans le cas d'un transistor de puissance, comme ce temps de « désaturation » ou de « stockage » peut avoir des conséquences catastrophiques, on doit le réduire par tous les moyens possibles. Un premier est de prévoir une source de commande de la base qui ait une faible résistance interne, permettant un écoulement assez rapide vers l'émetteur des charges stockées dans la base, via la résistance relative faible entre base et émetteur, constituée par la résistance interne de la source.

Un autre moyen, plus classique, consiste à inverser le courant base, passant de $+I_{b1}$ à $-I_{b2}$ au moment où l'on veut bloquer le transistor.

On a donc été amené à définir les temps de commutation sur charge résistive comme le montrent les courbes de la figure 254.

Ces courbes nécessitent quelques explications. D'abord, nous appliquons à la base une commande relativement bizarre, avec un courant positif suivi d'un courant négatif. Comme nous l'avons précisé ci-dessus, le courant négatif est destiné à diminuer le temps de désaturation du transistor, en évacuant une partie des porteurs minoritaires qui « encombrant » la base au moment où l'on souhaite couper le courant collecteur.

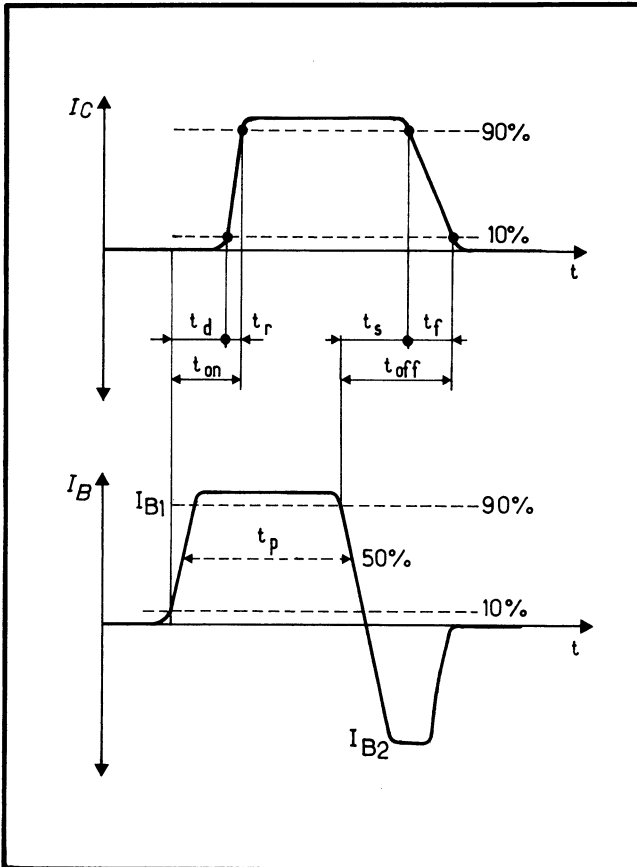


Fig. 254. — Définition des temps de commutation dans un transistor de puissance, avec une commande de base comportant un contre-courant après le blocage (document Sescosem).

Évidemment, ce courant ne peut passer pendant un temps long, puisque, une fois ces porteurs évacués, il ne peut y avoir de courant inverse de base, à moins de porter la jonction base-émetteur à une tension inverse élevée et nettement dangereuse (la tension Zener de cette jonction). On se contente, en fait, d'appliquer à la base, après l'impulsion de courant qui la commande normalement (impulsion dont on

donne la durée t_p à mi-valeur), une *tension* négative relativement faible (quelques volts), à travers une résistance donnée, qui définit, immédiatement après la fin de la période d'application du courant de base positif, la valeur maximale du courant inverse de base. Ce courant passe pendant le temps nécessaire, la base restant à potentiel pratiquement constant pendant tout le temps de désaturation, après quoi il retombe lui-même à zéro.

On voit donc qu'il y a un certain retard à la montée t_d (Delay Time) avant que le courant collecteur commence à augmenter. Puis, il a le temps de montée proprement dit, de 10 % à 90 % de la valeur finale, soit le temps t_r (Rise Time). La somme $t_d + t_r$ est désignée par le symbole t_{on} (retard à l'entrée en conduction complète).

A la coupure, nous rencontrons d'abord le temps de désaturation t_s (storage Time), suivi du temps de chute t_f (Fall time), dont le total constitue le t_{off} (retard à la coupure complète).

La figure n'est pas à l'échelle : dans la plupart des cas, le t_d est nettement plus court que le t_s , les t_r et t_f étant de loin les plus courts, surtout si la fréquence de transition f_i du transistor est élevée.

Bien entendu, ces valeurs n'ont de sens que si on précise toutes les conditions de mesure.

Comparaison des performances des différents dispositifs

Il importe maintenant de se faire une idée des performances comparées des différentes technologies de transistors bipolaires entre elles, et avec les technologies MOS de puissance.

Pour faire cette comparaison, il est logique d'envisager chaque qualité séparément.

Tenue au second claquage. Nous mettrons « hors concours » comme grand gagnant à ce point de vue les MOS de puissance, car ils IGNORENT le phénomène de second claquage. Une des raisons de cet avantage considérable des MOS de puissance est que, dans ces dispositifs, le coefficient de température est négatif : une **augmentation** de température du silicium tend à faire **décroître** le courant drain, ce qui évite tout accident.

Ensuite viennent les bipolaires du type « base homogène », dont les modèles les plus typiques sont le 2 N 3055, si ancien et toujours si utilisé, et le 2 N 3773 (avec ses homologues 2 N 3772 et 2 N 3771) parmi les modèles de plus forte puissance (150 W avec le boîtier à 25 °C).

Ensuite, tenant moins bien en second claquage, nous trouverons les modèles à base épitaxiée (en particulier, la majeure partie des $p-n-p$ de puissance).

Les plus faibles en second claquage sont les modèles à triple diffusion et les types Planar.

Gain. Il faut distinguer ici deux points de vue : la valeur élevée du gain statique à un certain courant (à ce point de vue, les modèles à base homogène sont bien placés) et la faible variation du gain dynamique en fonction du courant collecteur, et, dans ce sens, ce sont les triple diffusés qui l'emportent.

On ne peut pas parler du gain des MOS de puissance : ils ont une « pente », ou « transconductance », c'est-à-dire une variation du courant drain en fonction de

la tension grille-source. Il y a lieu de constater que cette transconductance varie remarquablement peu avec le courant drain dans de nombreux modèles (au dessus d'un certain courant drain minimal).

Tenue en tension. Ici, les grands champions sont les triple diffusés, suivis par les MOS de puissance des derniers modèles, suivis par les types à base épitaxiale, et l'on arrive à des tensions relativement basses pour les modèles à base homogène. Par exemple, il y a des transistors à triple diffusion qui tiennent jusqu'à 1 000 V, des MOS de puissance (certains « Hexfets » (R) de International Rectifier) qui vont à 500 V. Les types à base homogène dépassent rarement 100 V et sont souvent limités à 60 V.

Fréquence de coupure. Ici aussi, les MOS de puissance sont presque « hors concours », si l'on néglige le fait que l'utilisation réelle de cette grande fréquence de coupure est rendue très difficile par les problèmes de l'attaque de grille (nous y reviendrons) en raison des tensions assez importantes que l'on doit appliquer à l'entrée, qui présente une capacité souvent fort importante (on va de 100 pF à 5 nF suivant les types).

En effet, les MOS de puissance n'ont PAS de temps de désaturation et, théoriquement, ils répondent en quelques nanosecondes à la variation de potentiel grille-source. Mais c'est cette variation, précisément, qui est difficile à réaliser correctement et les difficultés sont reportées dans le circuit d'attaque.

En dessous, nous trouvons les Planars spéciaux VHF. Plus bas, mais encore bons, les triple diffusés. Les modèles à base épitaxiée sont limités relativement bas, et les modèles à base homogène beaucoup plus bas.

Tension de saturation. Quand on utilise un transistor de puissance, on cherche souvent à obtenir un bon rendement, donc à réduire aussi bas que possible la tension collecteur-émetteur quand le transistor est saturé.

Dans ce sens, les meilleurs sont les triple diffusés. Les autres technologies bipolaires sont moins bonnes pour ce point. Les moins bons, tout au moins pour le moment, sont les MOS de puissance. En effet, pour de tels transistors, on ne peut parler réellement de saturation, mais de fonctionnement à faible tension drain-source. On parle alors de R_{on} , et il convient de préciser que, dans ce sens, on a fait depuis 1978 jusqu'au moment où nous écrivons (1980) d'énormes progrès : on arrive maintenant à des valeurs de $0,05 \Omega$, ce qui permet de faire passer des courants de 10 A sous 0,5 V. Mais il faut préciser que, souvent, ces faibles R_{on} vont de pair avec des tensions maximales drain-source plus réduites.

Prix. Ce dernier point est le plus sujet à caution, l'évolution de la consommation entraînant des renversements spectaculaires des prix relatifs. On peut dire simplement que, de nos jours (1980), les plus chers sont les Planar VHF, suivis par les MOS de puissance haute tension et forte dissipation (avec une chute rapide pour ces derniers en ce moment) puis par les triple diffusés. Les modèles à base homogène et à base épitaxiée sont actuellement les plus économiques.

Il ne faut pas oublier que, dans le prix, un facteur non négligeable est la présentation technologique. Le boîtier « militaire » T0 63 est fort cher par lui-même. Le classique T0 3 est bien plus abordable, et le T0 220 en plastique le moins cher de tous.

Il y a des boîtiers spécialement coûteux : les modèles permettant d'avoir un collecteur isolé électriquement, avec une semelle en oxyde de beryllium, pour auto-

riser un refroidissement efficace sans isolement entre la fixation et le radiateur. A notre avis, ce type de boîtier est à utiliser uniquement dans le cas de certains VHF de puissance, ou pour des applications vidéo-fréquence à large bande et forte tension de sortie.

Choix du dispositif selon la fonction à réaliser

Si l'on veut commander des charges inductives en commutation avec une tension pas trop élevée (48 V par exemple), le type à base homogène semble le meilleur, alliant une tenue maximale en aire de sécurité et un prix bas, à condition toutefois que la fréquence de commutation soit relativement limitée (pas plus de 1 kHz).

Pour des fonctionnements en commutation à fréquence plus élevée, le triple diffusé convient, à condition de soigner les circuits de sécurité anti-second claquage, que nous verrons plus loin. Si l'on veut commuter vraiment très vite, le MOS de puissance s'impose, en admettant une certaine baisse de rendement du fait de la tension minimale drain-source un peu trop élevée.

Pour des utilisations où l'on a besoin de transistors *n-p-n*- et *p-n-p* rigoureusement complémentaires, il n'y a guère que les Planars aux petites tensions et surtout les bases épitaxiées qui conviennent. On attend avec confiance l'arrivée des MOS de puissance à canal *p*... il paraît que ce n'est qu'une question commerciale, le marché de ces dispositifs étant, paraît-il, peu demandeur, ce qui nous surprend.

Pour des utilisations à très haute tension à l'état bloqué, comme le balayage ligne en télévision, surtout pour la télévision en couleurs, le triple diffusé est à peu près le seul qui convienne actuellement.

Pour les cas où l'on doit commander directement un courant important à partir d'un signal à faible tension, comme ceux que peut donner un équipement industriel à microprocesseur, les MOS de puissance s'imposent, mais il ne faut pas perdre de vue que, si l'on ne peut fournir un courant de commande important sur les transitoires, la vitesse de réponse sera faible (charge de la capacité grille-source).

3. — UTILISATION DES TRANSISTORS DE PUISSANCE

Dans cette partie, la plus importante du chapitre, nous nous proposons de donner à l'utilisateur le plus d'indications possibles relatives à l'emploi optimal des dispositifs de puissance. Il ne saurait être question de détailler ici tous les circuits d'utilisation : ce chapitre ne peut prétendre faire concurrence aux traités d'électronique industrielle; cependant, nous nous efforcerons de voir les points communs aux différents montages pour permettre à l'utilisateur d'adapter à son cas particulier ce que nous avons dit plus haut sur les transistors en général.

Montage mécanique et interconnexion

On n'insistera jamais assez sur la nécessité de bien évacuer la chaleur dans les dispositifs de puissance. Nous en avons déjà parlé au chapitre III. Si nous revenons sur ce point, c'est parce qu'il y a des précautions spéciales à prendre quand la quantité de chaleur à évacuer devient importante.

D'abord il faut évidemment un *radiateur*. Un transistor de puissance sans radiateur a des possibilités lamentables par rapport à ce qu'il pourrait donner une fois installé sur une bonne plaque en aluminium, un de ces « éviers de chaleur » (jolie traduction de « heatsink », que nous avons vue dans certain Salon des Composants...) rigoureusement indispensables.

Le **contact thermique** avec le radiateur doit être bon. Cela implique d'abord que les trous de fixation du boîtier et, éventuellement, les trous de passage des électrodes (base et émetteur dans le cas des boîtiers T0 3 et T0 66) soient faits comme l'indique la figure 255 (a) et surtout pas comme sur la figure 255 (b). Or, ce second type de trou est plus fréquent que le premier, surtout en utilisant un foret mal affûté ou ayant une coupe mal adaptée à l'aluminium.

Signalons à ce propos deux « astuces » bien connues des mécaniciens qui travaillent l'aluminium. D'abord, il est bon de lubrifier la coupe du foret, mais

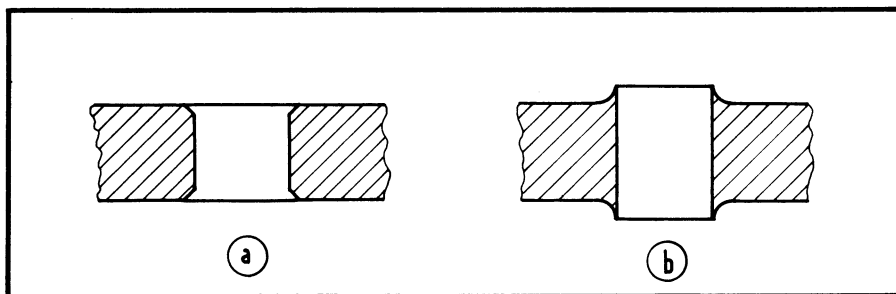


Fig. 255. — Pour améliorer le contact thermique avec un radiateur, il faut faire bien attention à réaliser des trous dans le radiateur qui se présentent en coupe comme en (a) et non comme en (b).

surtout pas avec de l'huile : il faut prendre de l'eau de savon (ou « huile soluble »).

Ensuite, pour percer un beau trou dans l'aluminium (ou dans le cuivre éventuellement), il est recommandé de commencer un peu le trou normalement, pour bien préciser l'endroit où il va se faire, puis de relever le foret et de mettre, entre ce dernier et la plaque d'aluminium, un morceau de chiffon en coton. Le chiffon sera déchiqueté lors du perçage, mais le trou sera bien plus rond que sans utilisation du morceau de linge.

De toutes façons, une fois les trous percés, il est indispensable d'éliminer toutes les bavures possibles aux points où le trou débouche, ce que l'on peut faire avec un foret de diamètre supérieur, en entamant à peine le métal pour faire une entrée conique.

Pour avoir un bon contact thermique, il est, par ailleurs, indispensable que la surface du radiateur soit bien plane. Pour un radiateur tout fait, la surface d'appui du transistor est généralement dressée; mais ce ne sera pas forcément le cas pour un simple morceau de tôle, surtout en faible épaisseur.

Pour améliorer le contact, si l'on a des doutes sur la planéité du radiateur, il est bon d'utiliser un fluide intermédiaire, par exemple de la graisse au silicone. On pense généralement à la graisse spéciale contenant une forte proportion d'oxyde de beryllium, dont la conductibilité thermique est excellente. Mais une telle graisse, difficile à trouver, fort chère et toxique, ne se justifie que si les espaces parasites

entre le boîtier du transistor et le radiateur arrivent vraiment à plusieurs dixièmes de millimètre. En effet, si c'est le cas, le contact thermique direct n'a lieu qu'en quelques points et ailleurs, il y a plusieurs couches d'air quand on n'utilise pas de fluide intermédiaire. Or, l'air est très mauvais du point de vue de la conductibilité thermique, n'importe quel fluide est préférable, fut-ce simplement l'eau (qui est environ 25 fois plus conductrice de la chaleur que l'air, tout en étant 350 fois moins conductrice que l'aluminium et 700 fois moins que le cuivre ou l'argent). Mais l'eau a tendance à s'évaporer, c'est pourquoi on prend un fluide peu volatil.

Donc, tout fluide interposé dans les couches d'air parasites agit comme si l'épaisseur de ces dernières était divisée par au moins 50 pour une simple graisse, par près de 100 pour des graisses chargées d'oxyde métallique. Signalons à ce propos que la graisse chargée à l'oxyde d'aluminium, non toxique et bien moins chère que celle qui est chargée à l'oxyde de beryllium, est très efficace et suffit dans la quasi totalité des cas.

Donc, il ne faut jamais monter les transistors « à sec » sur le radiateur.

Il faut aussi qu'ils soient bien serrés contre lui. Il est recommandé d'utiliser pour cela une clef dynamométrique, qui permet d'obtenir des vis de fixation un effort maximal sans mettre leurs filets en danger. Ce point est particulièrement important pour les boîtiers « militaires » comme le T0 61, car c'est une vis centrale en cuivre qui assure la fixation du transistor sur le boîtier : si on ne serre pas assez, le contact thermique est mauvais, si l'on serre trop, on endommage ou l'on casse la vis.

Si l'on est absolument obligé d'utiliser un mica entre le transistor et le radiateur, on le fait, mais, chaque fois que l'on peut s'en passer, il ne faut pas oublier que l'on gagne ainsi souvent 0,5 et quelquefois 1 °C/W dans la résistance thermique boîtier-radiateur.

Si, par malheur, on est obligé d'utiliser le mica, il faut toujours faire spécialement attention à l'élimination de tout copeau et de toute collerette pointue autour des trous, car on perce le mica plus facilement qu'on ne le croit; d'autre part, il est indispensable, dans ce cas, d'utiliser un bon fluide de contact thermique (graisse au silicone chargée à l'oxyde d'aluminium par exemple) sur les deux faces du mica.

Montage en parallèle. La dissipation maximale de chaque transistor, ou des considérations liées à l'aire de sécurité conduisent souvent à monter plusieurs transistors de puissance en parallèle.

Il y a là une règle impérative : on ne doit JAMAIS connecter directement les émetteurs entre eux et les bases entre elles.

Pourquoi? Tout simplement parce qu'il y a toujours des dispersions dans les courbes $I_c = f(V_{be})$ de différents dispositifs, même s'ils sont du même type.

En effet, supposons que nous ayons monté en parallèle deux transistors de puissance dont les courbes de $I_c = f(V_{be})$ soient la courbe (1) (en trait plein) et (2) (en pointillé) de la figure 256. Il ne faut pas oublier que ces courbes sont très raides dans la partie qui correspond à un courant I_c important.

Donc, si nous avons monté nos deux transistors exactement en parallèle (bases reliées, émetteurs reliés), nous leur appliquons la même tension V_{be} (ici v sur la figure 256), espérant obtenir un partage du courant collecteur total en deux parties égales. Or, on voit sur la figure que T_1 (correspondant à la courbe 1) aura un courant

Fig. 256. — Deux transistors de puissance théoriquement identiques peuvent avoir des courbes $I_c = f(V_{be})$ un peu différentes. Si on les monte directement en parallèle (bases, collecteurs et émetteurs directement interconnectés), l'un d'eux peut prendre bien plus de la moitié du courant total, l'autre bien moins.

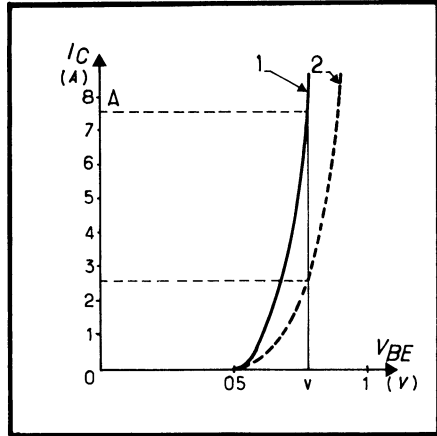
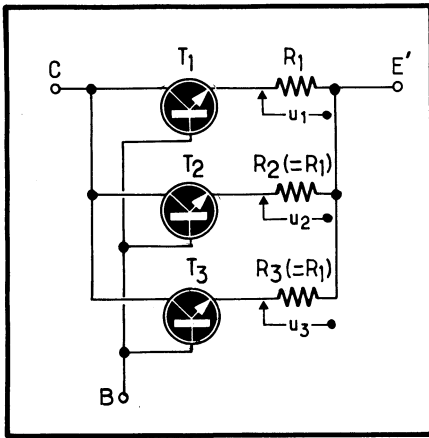


Fig. 257. — Pour assurer une bonne répartition du courant entre plusieurs transistors de puissance montés pratiquement en parallèle, on place, entre chaque émetteur et la ligne commune E', une petite résistance R, aux bornes de laquelle il y aura une faible chute de tension u (moins de 0,8 V à plein courant). On compense ainsi les dispersions de V_{be} des différents transistors.

collecteur de 7,5 A, alors que T_2 , qui correspond à la courbe (2) en pointillé, n'aura que 3,5 A de courant collecteur.

Comment arriver à une répartition correcte du courant total entre les collecteurs? Tout simplement par l'utilisation de résistances de faible valeur en série dans chaque émetteur, ainsi que le montre le schéma de la figure 257.

Les résistances en questions sont égales entre elles. Supposons que, par exemple, T_1 ait tendance à avoir un courant collecteur supérieur à celui de T_2 : il en résultera une chute de tension u_1 dans R_1 supérieure à la chute de tension u_2 dans R_2 . L'émetteur de T_1 sera donc à un potentiel supérieur à celui de T_2 , autrement dit, comme les bases de ces transistors sont au même potentiel, la tension base-émetteur de T_1 sera plus faible que celle de T_2 , ce qui va corriger, dans une très grande proportion, la tendance de T_1 à prendre tout le courant total pour lui.

La « ligne des émetteurs », soit ici E', est donc à un potentiel plus bas que les émetteurs aux-mêmes, ces derniers n'étant pas tous au même potentiel si les transistors ne sont pas rigoureusement identiques.

Si l'on trace maintenant (fig. 258) la courbe donnant le courant collecteur I_c du transistor T_1 en fonction de la tension V_{be}' (ne pas confondre avec V_{be} , car ici, pour T_1 :

$$V_{be}' = V_{be} + u_1),$$

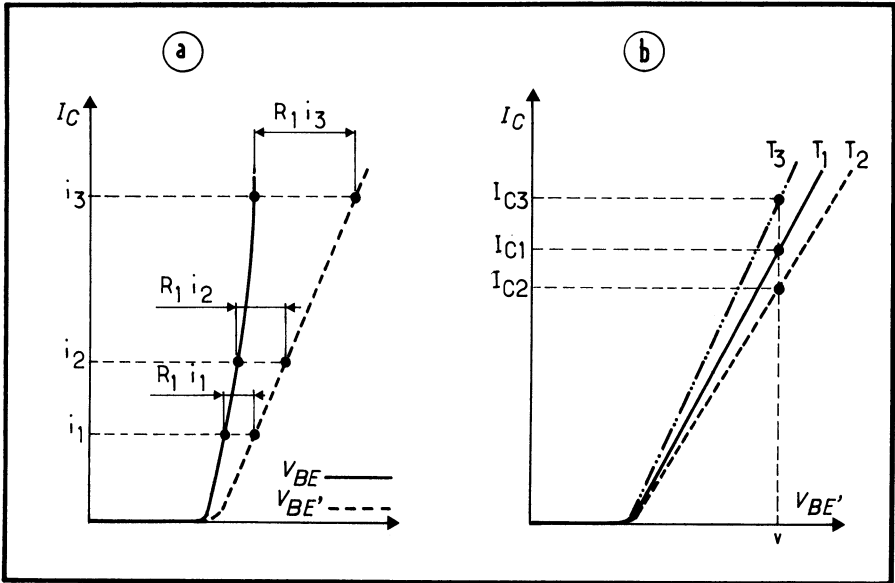


Fig. 258. — A partir de la courbe $I_c = f(V_{be})$ d'un transistor seul, on construit facilement (a) la courbe donnant I_c en fonction de V_{be}' ; ainsi, en considérant ces courbes pour les trois transistors de la figure 257, on voit (b) que la répartition de courant entre les collecteurs devient bonne.

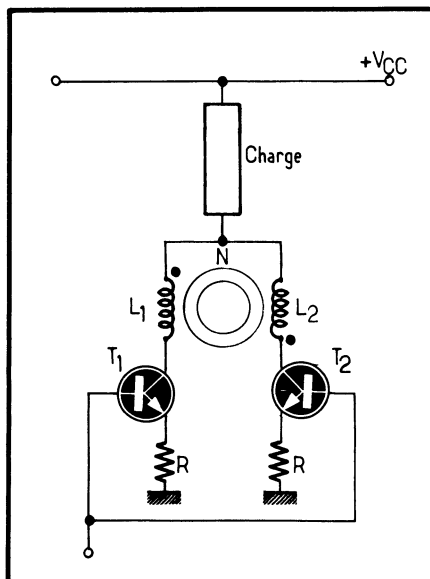
on peut le faire point par point comme le montre la figure 258 : à chaque point de la courbe (1) de I_c en fonction de V_{be} vrai, correspond une valeur de I_c , donc une chute de tension $u = RI_c$.

Sur la même ordonnée, on ajoute donc à l'abscisse du point de la courbe en trait plein la valeur $R_1 I_c$ correspondante, pour avoir un point de la courbe en pointillé correspondante.

Traçons ainsi les courbes I_c en fonction de V_{be} , pour les trois transistors (fig. 259). La courbe en trait plein est relative à T_1 , celle en pointillé à T_2 et celle en traits mixtes à T_3 . On voit sur cette figure que, en appliquant la même tension V_{be}' , v , aux trois transistors, on obtient trois courants collecteurs qui, s'ils ne sont pas rigoureusement égaux, sont très proches les uns des autres.

La question que l'on peut se poser est celle de la détermination de la valeur de R . Évidemment, plus la chute de tension u est grande, plus on se rapproche d'une répartition parfaite du courant total. Mais, d'une part, on ne cherche pas à rendre les courants collecteurs rigoureusement égaux (des différences de 10 à 15 % entre ces courants ne sont pas graves), d'autre part, il peut y avoir une puissance importante dissipée dans les résistances R . Si, par exemple chaque transistor laisse passer 4 A, il serait bien dommage d'avoir une chute de tension de 2 V dans les résistances R , qui dissiperaient alors chacune 8 W, alors que l'on a tout fait pour minimiser la tension collecteur-émetteur de saturation dans les transistors. De plus, des résistances de 8 W sont encombrantes et dégagent une chaleur que l'on doit évacuer.

Fig. 259. — Méthode de la « self Redoutey » qui permet d'assurer une meilleure répartition du courant entre les collecteurs de deux transistors lors du déblocage de ces derniers. Le noyau magnétique N est du type « saturable » (tore de ferrite par exemple).



Une règle pratique est la suivante :

- pour un appariement excellent des courants, on peut admettre une chute de tension dans chaque R atteignant, pour la valeur maximale 0,6 V ;
- pour un appariement plus approximatif, dans les cas où les courants sont très élevés et où le rendement passe avant tout, on peut envisager de réduire la valeur maximale de u (pour le courant maximal par transistor) à 0,3 V, mais il vaut mieux ne pas descendre plus bas.

Par exemple, soit à répartir un courant de 40 A entre 5 transistors identiques. Pour un appariement excellent, on prendra des R de 0,075 Ω (soit une chute de tension de 0,6 V sous 8 A), mais on pourra réduire ces valeurs à 0,04 Ω (ce qui réduira par là même la dissipation par résistance de 4,8 W dans le premier cas à 2,56 W dans le second cas, où nous totaliserons tout de même plus de 12 W dissipés dans les cinq résistances).

Certains s'étonneront de cette « perte nécessaire », en objectant que les constructeurs réalisent souvent des mises en parallèle « totales » de transistors de puissance dans un même boîtier. Ce dernier point est exact, mais il ne faut pas oublier que :

- les « puces » de transistors de puissances mises en parallèle sont issues d'une même rondelle de silicium et que le constructeur, avant de les monter en parallèle, les a minutieusement vérifiées du point de vue de leur identité parfaite ;
- comme le tout est logé dans un même boîtier, les différences de température entre les « puces » sont bien plus faibles que celles que l'on peut trouver dans le cas de boîtiers séparés.

Il n'est pas exclu, si l'on dispose de transistors du même type, fabriqués par le même constructeur, la même année et la même semaine, de réduire très fortement les chutes de tension maximales. Certains admettent même de supprimer les résistances R d'équilibrage : c'est une pratique fort dangereuse. Il ne faut pas

oublier que, quand un transistor chauffe, son V_{be} à courant collecteur donné diminue (environ $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$). Donc, celui des transistors qui a un courant plus fort, parce que son V_{be} est un peu plus faible que celui des autres, ayant un courant collecteur plus grand, chauffe plus que les autres, ce qui diminue encore son V_{be} . Ce processus peut ne pas être cumulatif, dans les cas favorables, mais il peut aussi le devenir et amener la destruction du meilleur des transistors, ce qui est souvent le premier terme d'une « épidémie » fort contagieuse.

La méthode préconisée par certains auteurs qui consiste à interconnecter directement les émetteurs et à interposer, en série avec chaque base, une résistance, n'est pas bonne : on égalise ainsi les courants base des différents transistors, mais rien ne garantit qu'ils ont des gains égaux, et, fait plus grave encore, quand un transistor chauffe plus que les autres parce que, ayant un gain plus grand, il a un courant collecteur plus grand, son gain a tendance à augmenter.

Comportement dynamique. La solution des résistances d'équilibrage R dans les émetteurs est parfaite en régime continu et pour les variations lentes de courant total. Le problème se complique un peu quand on utilise des transistors de puissance en parallèle dans un régime de commutation. Si les différents transistors n'ont pas la même fréquence de coupure, les plus rapides ont tendance, à l'ouverture (entrée en conduction) à prendre pour eux une part trop importante du courant total.

Il faut donc impérativement, si ce problème peut se poser, choisir des transistors du même type, réalisés par le même fabricant, et au même moment si possible. Chaque boîtier de transistor porte généralement l'indication de la date de fabrication sous forme d'un nombre de quatre chiffres. Les deux premiers désignent presque toujours les deux derniers chiffres du numéro de l'année, les deux derniers, le numéro de la semaine dans cette année (vu que ce numéro est toujours inférieur à 51 et que l'année se termine pratiquement toujours par deux chiffres donnant un nombre supérieur à 70, on ne risque pas la confusion, pour le cas où un constructeur aurait indiqué la date dans l'ordre inverse).

Par exemple, si l'on voit sur un boîtier :

7941

cela signifie que le transistor a été fabriqué dans la 41^e semaine (mi-octobre) de 1979.

Il faut également prendre le plus grand soin de câbler court et de rendre les trajets des courants égaux pour les différents transistors, car un simple fil peut présenter un coefficient de self-induction qui n'est pas négligeable pour des variations de courant qui se comptent en centaines d'ampères par microseconde.

On peut aussi, dans ce cas spécial, utiliser de petites résistances égales en série dans les bases, ce qui semble contredire ce que nous avons dit plus haut. Mais il ne faut pas oublier que l'on travaille maintenant en blocage et saturation. Dans ce dernier régime, on ne tient pas réellement compte des gains des transistors, on a donc intérêt à rendre les courants base relativement égaux à chaque instant.

Signalons enfin la « méthode REDOUTEY », qui consiste à utiliser (fig. 259) deux petits bobinages L_1 et L_2 en série dans les collecteurs des deux transistors mis en parallèles, bobinés en sens inverse sur un circuit magnétique N saturable, par exemple avec quelques tours de fils dans un tore de ferrite. On arrive ainsi à améliorer l'égalité des courants collecteurs pendant les périodes transitoires.

Les accrochages haute fréquence. Dans de très nombreux cas, les résultats bizarres constatés par certains utilisateurs de transistors de puissance sont dus à une entrée en oscillation.

Il ne faut pas oublier que, avec des étages Darlington en cascade, comme on le fait souvent, ainsi que nous allons le voir plus loin, on peut arriver à des gains en courant très élevés (on dépasse souvent 10 000 avec trois étages en cascade). Une très faible réaction positive, due aux seules capacités parasites, et surtout à un couplage parasite par les retours de masses, suffit pour faire entrer le tout en oscillations haute fréquence.

Il peut y avoir des oscillations à plus de 5 MHz, avec des composantes alternatives de plusieurs ampères. Dans certains cas, cette entrée en oscillation est mortelle pour l'équipement, amenant la destruction des transistors de puissance, ou des équipements voisins (nous avons vu des cartes complètes de circuits intégrés détruites par les retours de haute fréquence d'un bloc de transistors de puissance).

Si on examine les formes d'ondes à l'oscilloscope, on s'en aperçoit immédiatement. Mais, si l'on se contente d'une mesure de tensions et de courants, on peut ne rien voir : le tout semble seulement avoir un comportement assez anormal. On voit surtout que les valeurs de courant et de tension peuvent présenter des variations anormales, erratiques, sensibles à l'approche de la main ou au branchement sur le collecteur d'un simple cordon de mesure (ce cordon demeurant libre à l'autre extrémité).

Comment lutter contre ces accrochages? Les solutions sont très variées et dépendent de la bande passante que l'on veut maintenir pour le système.

Si nous procédons, par exemple, à la commande d'un moteur par un groupe de transistors de puissance, comme il n'est nullement nécessaire de conserver une bande passante très large, on peut parfaitement envisager la solution de la figure 260: un condensateur de bonne qualité (si possible du type céramique), monté *juste à côté* des transistors de puissance, reliant le collecteur à la base, supprime toute velléité d'accrochage. Sa capacité peut aller de 10 à 100 nF. Évidemment, cette solution ne convient plus aussi bien dans le cas d'une alimentation stabilisée, par exemple, car on a besoin, alors d'une bonne bande passante pour assurer une réponse dynamique rapide à l'ensemble et améliorer la réponse de l'alimentation aux transitoires.

On pourra, dans certains cas, couper une oscillation HF en introduisant un « bobinage » inductif sur la commande de base : il suffit, le plus souvent, de faire passer le fil de commande de base dans le trou d'un tore de ferrite.

Comme l'entrée en oscillations HF peut être destructive pour les transistors de puissance, si l'on veut éviter qu'il en soit ainsi, on limite fortement les risques en empêchant le collecteur du transistor de devenir négatif par rapport à l'émetteur (c'est ce qui peut très bien se produire pendant une oscillation HF). On y arrive, comme le montre la figure 261, au moyen d'un diode D en parallèle avec le transistor. Cette diode qui, en principe, ne doit jamais devenir conductrice, est une diode du type « rapide » : s'il arrive que le circuit entre en oscillations, elle doit conduire immédiatement dès que le potentiel du collecteur tombe en dessous de celui de l'émetteur.

Là encore, dans la lutte contre l'accrochage, il faut prendre un soin tout particulier des circuits de retours de masses. Il ne faut pas oublier que le courant émetteur

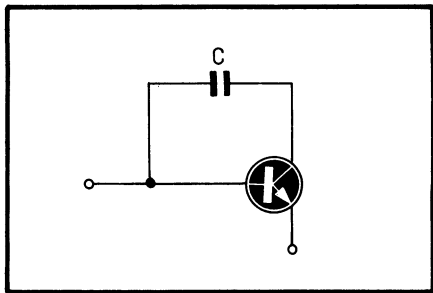
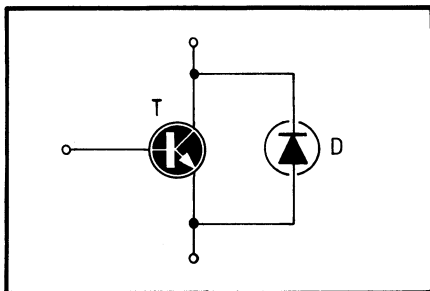


Fig. 260. — Si un ensemble de transistors de puissance a tendance à entrer en oscillations haute fréquence, on peut, si l'on ne désire pas une fréquence de coupure trop élevée; placer un condensateur C de 10 à 100 nF entre le collecteur et la base.

Fig. 261. — Toujours pour lutter contre les effets destructifs d'une oscillation HF possible on peut placer en parallèle avec les transistors une diode qui empêche le collecteur de devenir négatif par rapport à l'émetteur en crête d'oscillation.



des transistors de puissance, comme leur courant collecteur, peut atteindre des dizaines (ou des centaines) d'ampères. Ce courant passant dans la résistance très faible d'une connexion (même s'il ne s'agit que d'un millième d'ohm), peut provoquer des tensions qui seront artificiellement introduites dans une partie du circuit et provoqueront un accrochage. L'auteur se souvient, pour sa part, de très nombreux cas où des élèves, à qui il avait fait des cours, sont venus le trouver pour faire fonctionner tel amplificateur, telle alimentation stabilisée, telle commande de moteur, qui détruisait des transistors de puissance en hécatombes sans arriver à donner un résultat correct. Presque toujours, il s'agissait d'un problème de retours de masses.

On doit adopter le principe des retours *EN ÉTOILE*, les différents circuits qui ramènent un courant vers le point « masse » y arrivant par des fils *séparés* et *isolés* pour se réunir en un point *unique* (et, si possible, par des fils *courts* et de gros diamètre s'il s'agit de forts courants).

Prises de connexions sur les électrodes. Commençons par la connection de collecteur : elle semble sans problèmes, puisque le collecteur est relié au boîtier du dispositif, dans la grande majorité des cas.

Si on a pu se passer de mica, le collecteur est donc, en principe, parfaitement connecté au radiateur. Mais nous disons bien « en principe », car il y a des foules de causes de mauvais contacts (on sait bien que les mauvais contacts constituent, avec les résistances internes parasites et les capacités parasites, l'un des trois ennemis les plus opiniâtres de tout électronicien...). Entre autres, il y a la graisse introduite entre le transistor et le radiateur lors du montage, il y a l'oxydation du radiateur (particulièrement gênante, celle-là, le radiateur étant généralement en alliage d'aluminium, ou en aluminium pur, dont l'oxyde est un excellent isolant). Il ne faut donc pas hésiter à utiliser, sous les écrous de fixation, de côté du radiateur, des rondelles « éventail » qui, bien serrées sous l'écrou, crèvent la couche isolante en de nombreux points.

Mais il y a aussi le boîtier du transistor lui-même. Il arrive qu'il soit chromé, hélas!, ce qui fait que la prise de contact sur ce boîtier est mauvaise. Le chrome, métal particulièrement dur, se laisse mal entamer par les ailettes d'une rondelle éventail. Il faut fuir comme la peste les boîtiers chromés : méfiez-vous des boîtiers trop brillants!!!

Même dans le cas où l'on a une rangée de transistors de puissance mis en parallèle et montés sur un radiateur qui interconnecte tous leurs collecteurs, il est bon de prévoir (fig. 262), du côté des transistors, des cosses solidement serrées sous les vis

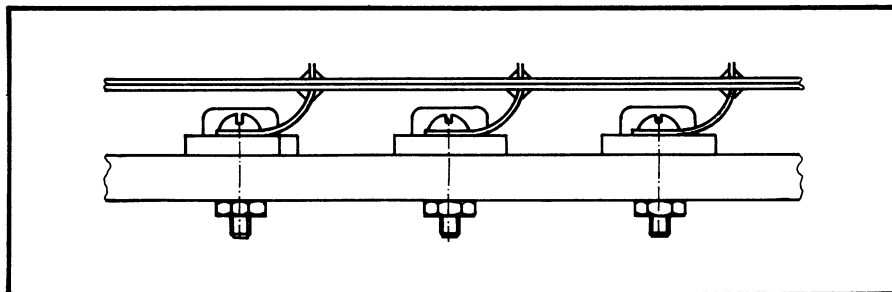


Fig. 262. — Pour assurer un bon contact de collecteurs, il est recommandé de serrer, sous chaque vis de fixation, une cosse. Un fil commun sera soudé sur ces cosses, et l'on prendra la connexion de collecteurs sur le milieu de ce fil, avec des connexions courtes en fil de fort diamètre.

de fixation, permettant de relier les collecteurs entre eux par un fil de cuivre étamé de gros diamètre, soudé dans chaque cosse. La connexion « collecteur » est à faire vers le milieu de ce fil, pour minimiser l'effet de la self-induction du fil.

Dans le cas des transistors de puissance en boîtier plastique du genre TO 220, par exemple, on a la chance de disposer d'une connexion de collecteur soudable (celle du milieu) et de ne pas être obligé de compter uniquement sur le contact réalisé sur la languette de cuivre, cette dernière ne servant qu'à la fixation sur le radiateur et au contact thermique.

Une autre connexion pose souvent des problèmes : celle des émetteurs. On oublie trop souvent que le courant collecteur de chaque transistor de puissance est au moins égal au courant collecteur. Les petites broches, trop fines à notre avis, des boîtiers TO 3 se prêtent mal à un bon contact. Une bonne solution est l'emploi d'une tresse de cuivre, de dimensions suffisantes, que l'on soude le long de la broche d'émetteur jusqu'à une distance de 2 mm du boîtier. Pour assurer un bon isolement, on glisse autour de l'ensemble une gaine thermorétractable. Nous avons même vu l'utilisation de manchons en cuivre de forme cylindrique, avec un diamètre extérieur de 3 mm, ayant des fentes longitudinales pour permettre de les souder sur la broche d'émetteur.

Bien entendu, il convient de re-préciser que, quand on doit couder une connexion (cas des boîtiers plastiques comme le TO 220), il faut le faire en maintenant la connexion bien immobile au sortir du plastique, avec une bonne pince à long becs : on ne doit *JAMAIS* couder une connexion au ras du plastique.

4. — LA COMMANDE

Nous grouperons ici les considérations relatives aux méthodes de commande de base des transistors de puissance bipolaires (et de commande de grille des MOS de puissance).

Le montage DARLINGTON

Le principe est bien connu : nous l'avons déjà vu page 112. Cet étage intermédiaire est presque toujours nécessaire, vu le courant collecteur élevé que l'on désire et la valeur souvent faible du gain des transistors.

Par exemple, pour obtenir un courant collecteur de 40 A, par mise en parallèle de cinq transistors de puissance du type 2 N 3773, à raison de 8 A chacun, nous aurons à fournir un courant de 0,5 A à chaque base, soit 2,5 A en tout pour le courant base.

Nous pouvons très bien envisager, dans ce cas, d'utiliser un autre 2 N 3773 comme étage Darlington pour donner ce courant base, en consommant lui-même environ 70 mA de courant base.

L'emploi d'un étage Darlington du même type que le groupe de transistors qu'il doit commander ne se justifie que si l'on a mis en parallèle au moins cinq transistors (et, dans notre cas, au plus seize, puisque le gain statique des transistors est de seize, à 8 A collecteur). Sinon, pour un nombre moins élevé de transistors en parallèles, l'étage Darlington est réalisé par un modèle de moindre puissance. Il ne faut toutefois pas oublier que la dissipation de puissance de l'étage Darlington est égale à celle des transistors de puissance divisée par leur gain statique. Donc, si notre ensemble de cinq 2 N 3773 doit dissiper en tout 500 W, il faut prévoir une dissipation de $500/16 = 31,3$ W pour l'étage Darlington.

Il ne faut pas oublier non plus que l'étage Darlington doit avoir une tenue en tension égale ou supérieure à celle des transistors qu'il commande et que l'on doit spécialement veiller à sa tenue en second claquage : la destruction de l'étage Darlington entraîne celle des transistors de puissance qu'il commande.

Enfin, le montage Darlington classique présente l'inconvénient d'augmenter notablement la tension minimale collecteur-émetteur des transistors de puissance : leurs collecteurs ne peuvent guère descendre plus bas que 1 V au-dessus de leurs émetteurs, pour que l'étage Darlington reste correctement alimenté.

Si nous avons voulu mettre en parallèle non plus cinq 2 N 3773, mais 210 transistors de ce type, pour commander une intensité de 1 700 A (l'auteur a déjà vu des panneaux de 500 transistors de puissance en parallèle), on ne pourrait plus utiliser un seul étage Darlington pour les commander : il en faudrait 14 du même type, chacun commandant 15 transistors. Le courant total des bases des 14 étages Darlington arriverait à totaliser 7 A, et il faudrait un dernier 2 N 3773 en « Darlington cascade » pour commander tout cela avec un courant base de 0,5 A, ce qui représente un gain en courant total, pour le groupe de 225 transistors, de 3400.

Il serait alors recommandé de prévoir des résistances d'émetteur montées comme l'indique la figure 263 sur les étages Darlington.

Sur cette figure, nous avons indiqué partiellement le premier groupe de quinze transistors (de T_{16} à T_{30}) et son Darlington T_2 , et seulement le 14^e groupe de 15

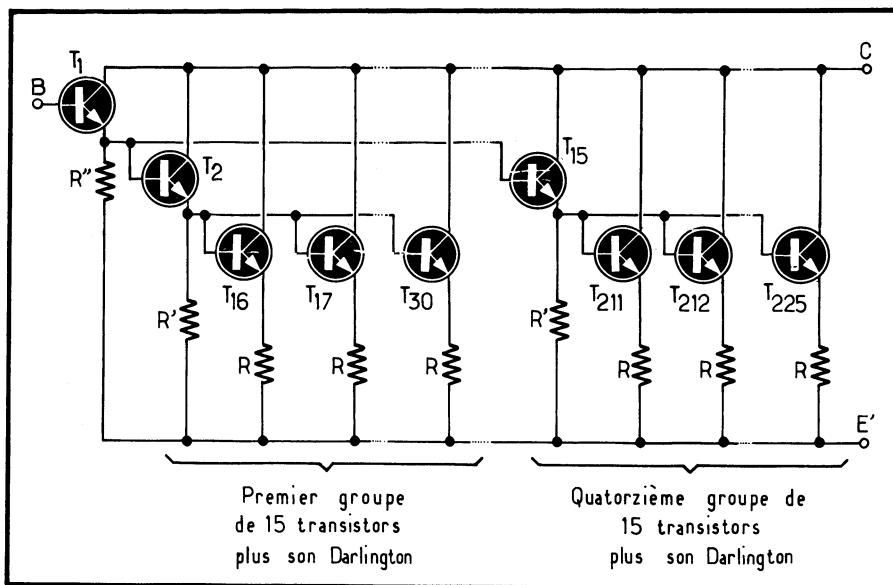


Fig. 263. — Groupement de 240 transistors du type 2 N 3773 en parallèle pour assurer un courant total de 1 700 A : on commande chaque groupe de 15 transistors par un « Darlington » (de T_2 à T_{15}), les bases de ces Darlington étant, à leur tour, commandées par un « Darlington de deuxième ordre », T_1 .

transistors (de T_{211} à T_{225}) et son Darlington T_{15} . Le Darlington d'entrée, T_1 commande les quatorze Darlington T_2 à T_{15} , chacun d'eux commandant 15 transistors.

Les résistances R sont les 210 résistances de $0,06 \Omega$ chacune permettant l'équilibrage des courants dans chaque groupe de 15, par une chute de tension d'environ $0,5 \text{ V}$ à 8 A .

Chaque « Darlington de groupe » (T_2 par exemple) est muni d'une résistance R' qui a un but tout à fait différent de celui des résistances R .

Il s'agit de faire en sorte que T_2 ne fonctionne jamais à partir d'un courant collecteur nul, même quand on veut annuler le courant total des transistors de T_{16} à T_{225} . En effet, on risquerait de réduire trop la fréquence de coupure de T_2 en le faisant « démarrer » à courant nul. On utilise donc R' , aux bornes de laquelle il doit y avoir au moins $0,6 \text{ V}$ pour que le groupe T_{16} - T_{30} commence à être débloqué, pour consommer un certain courant à T_2 , indépendamment des courants base des transistors de T_{16} à T_{30} . On admettra par exemple, $0,1 \text{ A}$, soit une valeur de 6Ω pour R' .

Le rôle de R'' , unique, est le même en ce qui concerne le « super-Darlington d'entrée », soit T_1 . Mais, comme il y a au moins $1,2 \text{ V}$ aux bornes de R'' , nous utiliserons ici 12Ω .

L'inconvénient de ce système avec deux « couches » de Darlington est que, entre C et E' , pour le courant maximal ($1 700 \text{ A}$), nous ne pourrons réduire la tension à moins de $2,1 \text{ V}$ (en comptant $0,5 \text{ V}$ de chute dans chaque R , $0,8 \text{ V}$ base

émetteur pour T_{16} par exemple et 0,8 V de tension base-émetteur de T_2). Cela fera près de 3,6 kW perdus (dont 840 W dans les 210 résistances R de 0,06 Ω). Mais il ne faut pas oublier que notre « monstre » à 225 transistors est normalement prévu pour dissiper plus de 20 kW (le radiateur doit être impressionnant).

Et il est d'ailleurs possible que l'ensemble commande une puissance bien plus grande dans la charge : comme on peut alimenter le tout sous près de 80 V (les 2 N 3773 les supportent), avec une charge résistive, par exemple, fonctionnant en commutation avec un courant crête de 1 700 A, on arrive à plus de 130 kW dans la charge.

Le montage « pseudo-Darlington »

Pour réduire un peu la tension « perdue » du fait des V_{be} en cascade dans les montages à deux Darlington en cascade, on utilise le montage de la figure 264 dit « pseudo-Darlington ». Il est équivalent à un transistor unique de grand gain de type $p-n-p$ dont l'émetteur serait en (1), la base en (2) et le collecteur en (3). Cela semble souvent tout à fait paradoxal, aussi préciserons-nous un peu la justification de cette analogie.

Tout d'abord, l'ensemble se comporte comme un transistor $p-n-p$ puisque le courant de commande, beaucoup plus petit que le courant commandé, *sort* de l'ensemble par l'électrode (2), ainsi qu'il le fait dans tout $p-n-p$, alors que, dans un $n-p-n$, le courant de commande *entre* par la base.

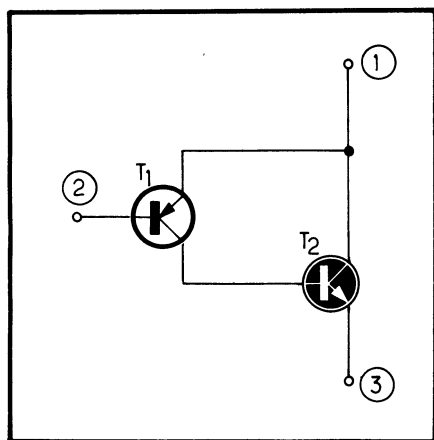


Fig. 264. — Montage « pseudo-Darlington », ou « transistor paradoxal » : le tout est équivalent à un transistor $p-n-p$ de très fort gain, ayant sa base en (2), son émetteur en (1) et son collecteur en (3).

Le courant principal, ou courant commandé, passe entre les électrodes (1) et (3). Dans un $p-n-p$, le courant *entre* par l'émetteur et *sort* par le collecteur, ce qui est donc une première raison pour considérer (1) comme l'émetteur du $p-n-p$ équivalent et (3) comme son collecteur.

Mais il y a une autre raison : en maintenant l'électrode (1) à potentiel fixe, si l'on fait varier le potentiel de l'électrode (3), celui de la base de T_2 (donc du collecteur de T_1) suivra ces variations. Il en résultera que peu de variation du courant collecteur de T_1 (c'est le « principe » n° 5) donc peu de variation du courant base de T_2 . La variation de la tension collecteur-émetteur de T_2 affectera, elle aussi,

assez peu le courant collecteur de T_2 . Donc, la variation du potentiel de (3) joue peu sur le courant commandé. A l'opposé, la moindre variation de potentiel de l'électrode n° (1) par rapport à l'électrode (2) entraîne une variation très rapide du courant collecteur de T_1 , donc de celui de T_2 . Enfin, il faut noter que la tension entre les électrodes (1) et (2) est 0,6 V environ comme dans toute jonction *émetteur-base* d'un transistor *p-n-p*.

Le pseudo-Darlington de la figure 264 présente l'intérêt de réaliser l'équivalent d'un *p-n-p* de puissance en utilisant un *n-p-n* de puissance et un *p-n-p* de petite puissance.

On peut aller plus loin en alternant les polarités, et l'on arrive alors au montage de la figure 265, équivalent à un *n-p-n* à très grand gain, ayant l'avantage sur le

Fig. 265. — L'emploi d'un étage *p-n-p* entre un transistor de puissance et le Darlington d'entrée permet de minimiser la tension de saturation de l'ensemble, plus réduite ici que dans le montage de la figure 263.

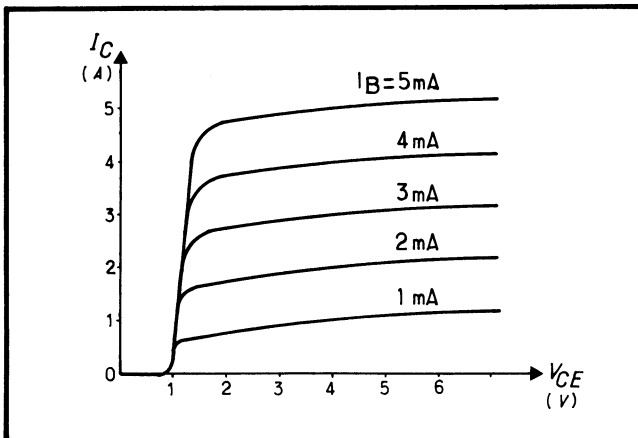
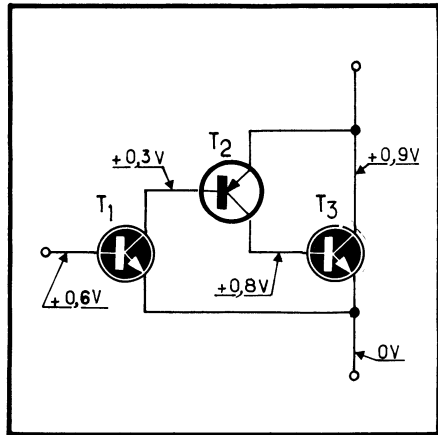


Fig. 266. — Dans un transistor de puissance Darlington en un seul boîtier, on reconnaît tout de suite qu'il s'agit d'un Darlington par la valeur élevée du gain statique (ici près de 1 000) et par le « décrochement » de 1 V environ sur les courbes $I_c = f(V_{c.e.})$.

montage de la figure 263 d'autoriser un fonctionnement sous une tension collecteur-émetteur de T_3 de 1 V seulement, comme pour un Darlington simple : en effet, si l'on prend comme origine des potentiels celui de l'émetteur de T_3 , sa base doit être au moins à 0,8 V et il suffit que l'émetteur de T_2 (donc le collecteur de T_3) soit à 0,9 V pour que T_2 fonctionne. Sa base peut être alors à 0,3 V et il y a 0,3 V entre collecteur et émetteur de T_1 , ce qui suffit pour assurer son fonctionnement.

Signalons, pour terminer ce qui a trait à l'emploi du montage Darlington, que de nombreux constructeurs réalisent maintenant des « transistors Darlington » comprenant l'ensemble de la figure 74 dans un boîtier unique. On a donc un transistor à trois connexions, qui ne se distingue d'un modèle simple que par les deux faits suivants :

- son gain en courant est considérable (par exemple, le modèle ESM 218 a un gain statique de 1 000 à 5 A collecteur);
- son réseau de caractéristiques $I_c = V_{ce}$ a l'aspect de la figure 266 : il y a un espace vide à gauche vers l'axe des I_c , car la tension de saturation a un minimum, comme nous l'avons expliqué plus haut.

La commande des MOS de puissance

Un avantage considérable des MOS de puissance est leur grande résistance d'entrée : il suffit d'appliquer la tension de commande sur leur grille, même si la source qui les commande a une résistance interne de plusieurs centaines de kilohms. Tout au moins, cela est vrai pour le régime lent, et c'est déjà fort intéressant : si l'on désire commander par le drain un moteur à courant continu, ou tout système dans lequel on n'aura pas à faire varier rapidement le courant, tout est pour le mieux. Il suffit d'avoir une tension de sortie suffisante pour amener le courant drain à la valeur requise, qui dépasse rarement 8 V. Par exemple, la sortie d'une porte C-MOS est parfaitement suffisante, dès que cette porte est alimentée sous plus de 9 V.

Mais les choses vont se compliquer si l'on désire faire varier *rapidement* le courant drain, car la capacité parasite d'entrée grille-source des MOS de puissance est très élevée : suivant les modèles, elle va de 100 pF à 5 nF (5 000 pF).

Si l'on désire obtenir une variation de la tension grille-source de 8 V en 1 ms, le courant de charge de ce condensateur parasite n'est que 40 μ A (pour 5 nF, en prenant le pire cas), ce qui n'est rien.

Si cette variation doit avoir lieu en 1 μ s, le courant de charge requis monte à 40 mA, ce qui n'est plus du tout négligeable. Enfin, si nous voulons débloquer le MOS de puissance en 40 ns, pour profiter à fond des possibilités du MOS, on en arrive à un courant de charge de 1 A !

Fait assez paradoxal, les capacités d'entrée base-émetteur des transistors de puissance sont presque aussi grandes que celles des MOS de forte puissance, mais elles sont bien moins gênantes pour deux raisons :

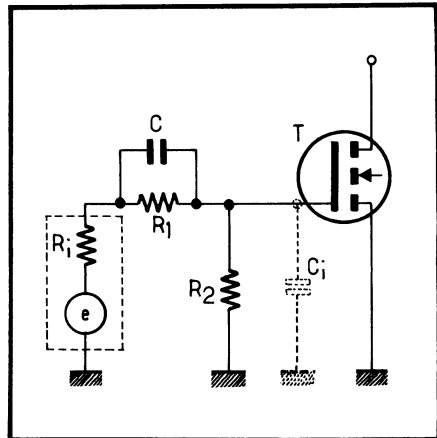
- la variation de tension base-émetteur à appliquer à l'entrée est très faible (0,1 V ou moins);
- un transistor de puissance bipolaire est toujours attaqué par un circuit de faible résistance interne, car on sait qu'il faut, de toutes façons, lui fournir beaucoup de courant base, même en régime continu.

Donc, malgré la résistance d'entrée énorme (en continu) des MOS de puissance, si l'on veut les commander rapidement, il faudra le faire par une source de faible résistance interne, pour charger aussi vite que possible la capacité d'entrée.

Par exemple, quand on commande des entrées de MOS de puissance par des sorties de portes C-MOS, on a intérêt à alimenter ces dernières sous la tension la plus élevée qu'elles puissent supporter (15 V en général) car on réduit ainsi la résistance de sortie par porte. D'autre part, si on peut le faire, il est recommandé de monter plusieurs portes C-MOS identiques en parallèle pour commander la grille du MOS de puissance.

Les constructeurs des MOS de puissance recommandent outre l'emploi de sources à relativement basse impédance pour commander les grilles, de réseaux « accélérateurs de commande », tel que celui de la figure 267. Sur cette figure, G représente le générateur d'attaque de grille ayant une F.E.M. e , et une résistance interne R_1 (faible). Le condensateur C_1 représenté en pointillé est la capacité parasite d'entrée du MOS.

Fig. 267. — Dans la commande grille d'un MOS de puissance, pour lutter contre la capacité parasite d'entrée C_1 , souvent très importante (elle atteint 5 nF), on peut utiliser le « diviseur apériodique » R_1/R_2 (document Siliconix).



Avec C_1 , C , R_1 et R_2 forment un diviseur apériodique. Ce système accélère notablement la variation du courant drain, mais il a évidemment deux inconvénients :

- il nécessite une tension de commande e plus grande que lors de l'attaque directe de la grille;
- il impose une consommation permanente de courant dans R_2 et R_1 pour maintenir le potentiel grille à une valeur fixe.

On aurait donc théoriquement intérêt à choisir R_2 et R_1 de forte valeur. En fait, les mesures montrent que l'on a intérêt à rester en dessous de 10 k Ω pour ces deux résistances (ce qui n'introduit tout de même qu'une consommation permanente de moins de 1 mA dans les résistances).

A noter un fait important : la mise en parallèle des MOS de puissance est bien plus facile que celle des transistors bipolaires : il n'y a pas besoin de résistances d'équilibrage, puisque les caractéristiques des différents MOS de puissance du même type sont relativement proches les unes des autres, et surtout en raison du

coefficient de température négatif de ces dispositifs : si l'un d'eux avait tendance à prendre une part trop grande du courant total, il chaufferait plus que les autres, ce qui tendrait à réduire son courant drain.

Rappelons un point important à propos de la commande de grille des MOS de puissance. Cette grille est presque toujours protégée par une diode Zener contre les charges électrostatiques, qui, en raison de l'isolement considérable de la grille, auraient tendance à détruire rapidement le dispositif. Or cette diode Zener fonctionne en diode normale quand on tente de rendre la grille négative par rapport à la source (dans le cas du MOS canal n). Donc, on ne peut rendre la grille négative, sinon le courant passant dans la diode de protection augmente très vite au-delà de la valeur dangereuse.

L'accélération du blocage de la base.

Dans un transistor bipolaire de puissance utilisé en commutation, on a toujours intérêt à bloquer la base aussi rapidement que possible. Comme nous l'ont montré les formes d'ondes de la figure 254, on a intérêt à appliquer, au moment du blocage, un courant *inverse* à cette base, et il y a plusieurs techniques pour cela.

On peut évidemment utiliser le montage prévu pour relever les formes d'ondes de la figure 254, c'est-à-dire celui de la figure 268.

On applique le signal de commande à la base à travers une résistance R_1 , la base étant reliée par une autre résistance R_2 à une tension $-p$, négative par rapport à l'émetteur. Cette méthode augmente la valeur du courant que l'on doit appliquer à la base pendant le déblocage du transistor. A la rigueur, on pourrait réduire la tension $-p$ à zéro, la présence de R_2 entre base et masse permettant un écoulement relativement amélioré des porteurs minoritaires de la base, mais c'est moins efficace qu'avec une « contre-tension » de deux ou trois volts.

On utilise aussi la méthode du bobinage shunt (fig. 269) : pendant le déblocage du transistor, la base étant positive, un courant permanent, limité par R_2 , circule dans le bobinage L vers la masse. Quand on cesse de fournir du courant à la base, le courant dans L ne peut s'annuler instantanément, il y a donc un courant momentané de la base vers la masse à travers L , ce qui accélère beaucoup la désaturation du transistor.

Il est évidemment bon de ne pas trop saturer le transistor, mais on est obligé, nous l'avons dit, de prévoir un courant de commande de base qui soit suffisant pour saturer ceux des transistors qui ont le gain le plus faible. Si le transistor utilisé a un gain élevé par rapport à la valeur minimale garantie dans le lot, il sera très saturé.

Pour limiter la saturation, on utilise le montage de la figure 270 dont le fonctionnement est simple : quand le transistor T est saturé, le potentiel de son collecteur tombe presque à celui de son émetteur. Le potentiel du point (A), du fait de la présence de D_1 et de D_2 et de la jonction base-émetteur de T est nettement positif par rapport au potentiel du collecteur. La diode antisaturation D_4 entre alors en action, dérivant la partie excédentaire du courant de commande de base. Le transistor est alors maintenu juste à la limite de la saturation, et il se rebloquera beaucoup plus vite. Pour permettre le passage du courant inverse de base depuis le circuit de commande, on a prévu une diode D_3 .

Fig. 268. — Pour réduire la durée de blocage d'un transistor de puissance, il est recommandé de prévoir un écoulement vers un point à potentiel négatif $-p$ du courant inverse de base, via R_2 .

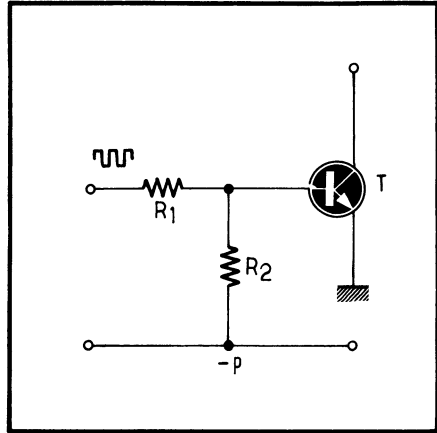
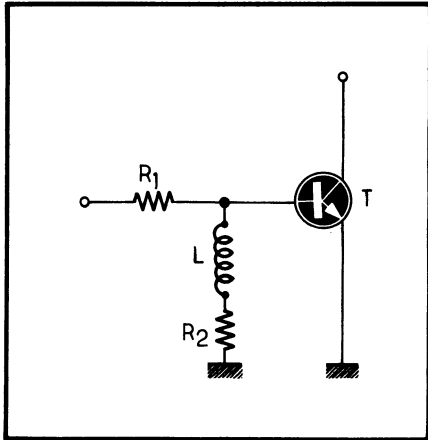


Fig. 269. — Un autre moyen de raccourcir le temps de blocage est de faire passer, pendant le temps de conduction du transistor, un courant permanent, limité par R_2 , dans un bobinage L . A la coupure du courant de commande en R_1 , le bobinage rend alors la base négative.

Fig. 270. — Pour réduire le temps de désaturation, il vaut mieux amener le transistor juste à la limite de la saturation : si le potentiel du collecteur tombe trop bas, la diode D_4 dérive vers le collecteur une partie du courant prévu pour commander la base. Les diodes D_1 et D_2 permettent l'action de D_4 , en augmentant le potentiel du point (A), la diode D_3 permet un reblocage plus rapide par application d'un contre-courant à la base.

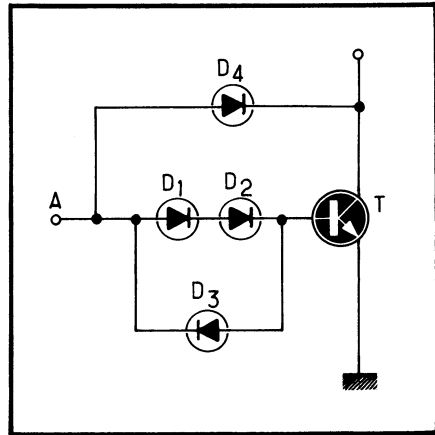
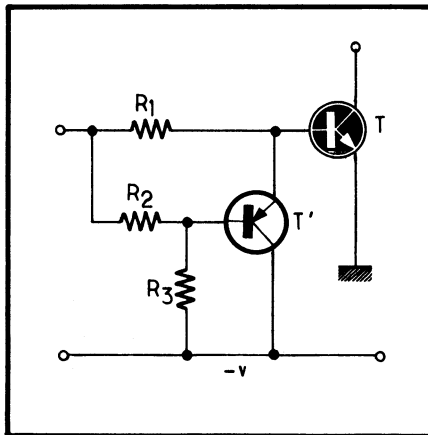


Fig. 271. — Lors du reblocage du transistor, le transistor T' , bloqué pendant la construction normale de T , se débloque et inverse le courant base, pour raccourcir la durée de blocage.

Pour accélérer le reblocage, toujours en inversant le courant base lors du blocage, on préconise aussi le montage de la figure 271 qui utilise, lors du reblocage de T, le déblocage de T', qui écoule vers la tension négative le courant de désaturation.

On rencontre même des montages encore bien plus complexes où l'on utilise un jeu de deux transistors, un *n-p-n* et *p-n-p* constituant une sorte de thyristor, pour permettre un véritable court-circuit entre la base et une source à tension négative au moment du reblocage.

On utilise quelquefois un véritable thyristor de petit modèle pour connecter plus brutalement la base à un point à potentiel négatif.

Cas particulier du Darlington

Si l'on utilise un étage Darlington séparé du transistor de puissance (donc si l'on n'emploie pas un transistor déjà monté en Darlington dans un boîtier unique), on a intérêt, comme nous l'avons vu sur la figure 263, à mettre une résistance séparée entre la base du transistor de puissance et son émetteur.

On gagne encore plus en utilisant le système du bobinage d'accélération de blocage, tel que nous l'avons représenté sur la figure 269.

Quelquefois, on s'arrange même à commander en même temps la base du petit transistor (étage Darlington) et celle du transistor de puissance, pour éviter d'additionner les t_{of} des deux transistors.

De toutes façons, le transistor d'entrée dans un montage Darlington doit être choisi de puissance suffisante pour ne pas risquer de détérioration, et, si possible, de fréquence de coupure élevée.

La limitation de courant

C'est sur l'attaque que l'on peut réaliser le circuit qui protège le transistor contre un courant excessif, cela étant particulièrement utile dans le cas d'un fonctionnement en régime non saturé.

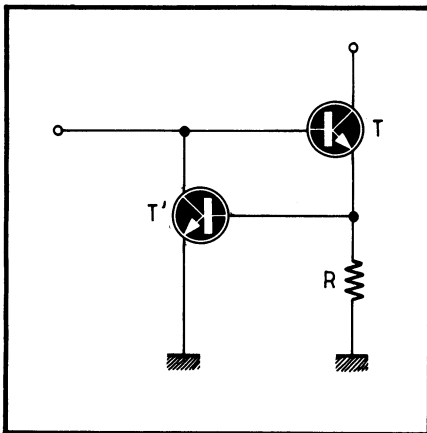


Fig. 272. — Pour limiter le courant maximal d'un transistor de puissance en dessous d'une valeur dangereuse, on utilise une petite résistance R entre émetteur et masse (par exemple, une des résistances d'équilibrage de la figure 257). Quand le courant limite est atteint, la tension aux bornes de R atteint 0,6 V (elle a été calculée pour cela), et le transistor T' absorbe le courant base en excès.

Le système est celui que représente la figure 272. Le transistor de puissance, T, a une résistance R dans son émetteur, calculée de telle sorte que, quand le courant dans T atteint la valeur maximale admise, la chute de tension dans R est de l'ordre de 0,6 V (il s'agit, par exemple, d'une des résistances R du montage de la figure 257).

Tant que le courant dans T est en dessous de la valeur maximale, T' reste bloqué, sa tension base-émetteur étant inférieure à 0,6 V. Si l'on tente d'envoyer à T un courant base excessif, qui ferait prendre au courant collecteur une valeur trop élevée, T' se débloque et dérive vers la masse une partie du courant de commande. Le courant de T ne peut donc dépasser la valeur maximale choisie. Ce montage est très couramment utilisé dans les amplificateurs haute fidélité.

5. — LE CIRCUIT DE CHARGE

Dans cette partie, particulièrement importante, nous envisagerons le circuit dans lequel le transistor de puissance fait passer un fort courant, qu'il s'agisse du courant collecteur pour les transistors bipolaires, ou du courant drain pour les MOS de puissance.

Si ce circuit est purement résistif, il suffit de connaître les caractéristiques de réponse du transistor et tout se passe bien, à condition, évidemment, que l'on n'aille pas dans les zones interdites, hors de la région limitée par l'aire de sécurité.

Mais tout se complique dès que la charge est, comme c'est pratiquement toujours le cas, douée d'un coefficient de self-induction.

Nous envisagerons donc successivement comment on peut envisager le fonctionnement en commutation sur charge inductive sans système de protection spécial, puis comment on adapte les circuits de protection pour éviter la destruction des transistors de puissance par le claquage secondaire.

La charge inductive sans protection

En électronique de puissance, la charge collecteur comporte toujours une partie résistive et une partie inductive, comme le montre, sous une forme simplifiée, la figure 273.

A l'établissement du courant, quand on débloque le transistor par un courant base I_b , rien de bien dangereux : le coefficient de self-induction limite la vitesse d'accroissement du courant collecteur. Dès que le transistor entre en saturation, le potentiel de son collecteur tombe presque à zéro, et le courant collecteur commence à augmenter avec une vitesse de croissance, maximale au début qui est :

$$\frac{d(I_c)}{dt} = \frac{V_{cc}}{L}$$

Le courant croît ensuite de plus en plus lentement, jusqu'à atteindre sa valeur limite V_{cc}/R . La « constante de temps » de cette croissance exponentielle est $L/R = T_0$ (au bout de $3 T_0$, le courant est à 95 % de la valeur finale, au bout de $4,6 T_0$, il en est à 99 %).

Mais c'est à la coupure que les choses vont se passer mal. Il y a maintenant

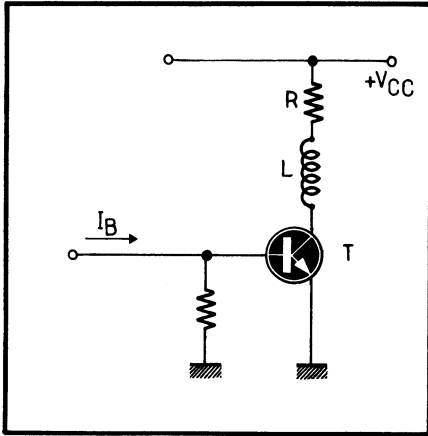


Fig. 273. — Emploi d'un transistor de puissance avec une charge inductive, fonctionnant en commutation sans système de protection, mais uniquement dans le cas où le constructeur a bien spécifié que ce type d'emploi était possible.

une énergie $\frac{1}{2} L (I_c)^2$ dans le bobinage, et elle doit aller quelque part.

Il se peut que le transistor le supporte. Les choses se passent alors comme le montre la figure 274.

Nous supposons que, au départ, le transistor est saturé et a un courant collecteur égal à V_{cc}/R . Le « point figuratif » (point de coordonnées V_{ce} et I_c qui représente l'état de fonctionnement du transistor) est donc en A.

Nous bloquons alors le courant base. Comme le courant dans un circuit inductif ne peut pas changer en un temps nul, le point figuratif se déplace très rapidement vers la droite à courant constant.

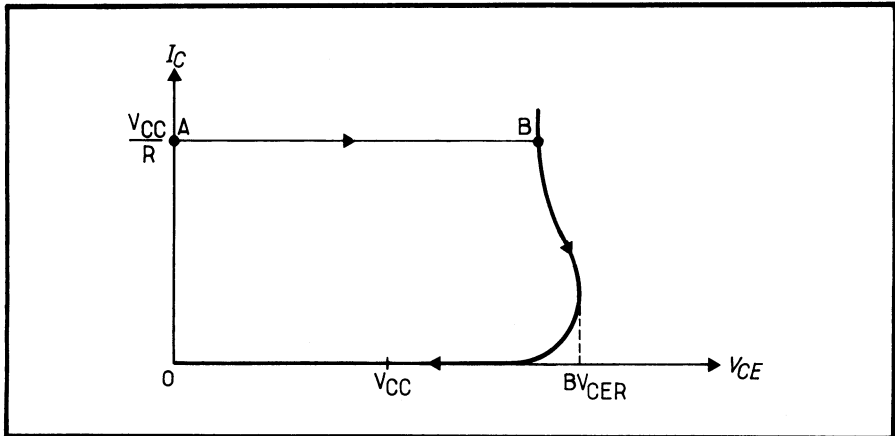


Fig. 274. — Dans le cas de la figure 273, lors du blocage du transistor, le point figuratif (point dont les coordonnées sont V_{ce} et I_c) se déplace de A (état saturé) à courant constant vers B, où le transistor entre en régime de claquage. Si le fabricant a bien précisé que cela était possible, vu le transistor utilisé, la valeur du coefficient de self induction L et le courant V_{cc}/R , le point figuratif redescend après le long de la courbe de claquage jusqu'en D sans destruction du transistor par second claquage. Mais, si l'on n'a pas pris les précautions nécessaires, la courbe de redescente peut passer dans la zone interdite et le transistor est instantanément détruit.

Il rejoint alors en B la courbe de claquage du transistor, par exemple celle qui est tracée avec une résistance entre base et émetteur (c'est l'une des courbes que nous avons vues sur la figure 247).

Le transistor entre en régime de claquage; l'énergie contenue dans le bobinage se dissipe sur sa jonction, et le courant diminue, le point figuratif se déplaçant sur la courbe de claquage.

On arrive alors au courant nul, donc constant, et le point figuratif est en D, correspondant à une tension collecteur-émetteur égale à V_{cc} (il n'y a plus de chute de tension dans la charge).

Le tout est de savoir si, pendant cette excursion, le point figuratif n'est pas allé dans des endroits interdits.

Le constructeur garantit le transistor jusqu'à une certaine valeur de courant de départ, pour une certaine valeur du coefficient de self-induction. En fait, on garantit que la courbe de claquage entoure, en passant à sa droite, un certain point défini par une tension minimale et un courant minimal garantis.

Si on n'a pas vérifié qu'il en était bien ainsi (que l'on emploie le transistor à l'intérieur des limites garanties par le constructeur), on peut dire qu'il s'agit d'un « assassinat de transistor avec préméditation », car on a toutes les chances (si l'on peut s'exprimer ainsi) de détruire le transistor par second claquage.

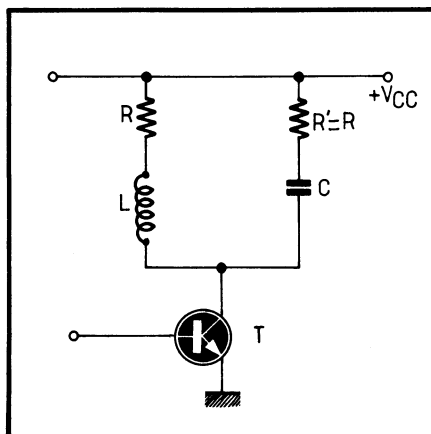
Il va de soi que nous avons envisagé jusqu'à présent le seul cas du fonctionnement en commutation. C'est le cas le plus général pour l'électronique industrielle, où l'on cherche un bon rendement.

Il peut cependant s'agir d'une charge inductive dans un fonctionnement linéaire. Dans ce cas, le plus souvent, la composante inductive est faible, on tente de la compenser par un réseau en parallèle sur la charge, comportant une résistance passive égale à la valeur ohmique de la charge, en série avec un condensateur (fig. 275) de valeur telle que :

$$L = CR^2$$

On peut démontrer, en effet que, dans ce cas, la charge collecteur est assimilable à une résistance pure de valeur R (c'est le fameux circuit de Boucherot).

Fig. 275. — Si l'on utilise une charge peu inductive, on peut contre-balancer les effets de L par le circuit parallèle R-C avec $C = L/R^2$.



On trouve un réseau analogue en sortie des amplificateurs haute fidélité destinés à alimenter un haut parleur, qui cesse d'être assimilable à une résistance pure aux fréquences élevées.

Si la charge inductive doit être commandée à une vitesse très faible, il n'y a, en principe, pas de danger. Mais nous conseillons toutefois de prévoir des circuits de protection, analogues à ceux que nous détaillons ci-après.

Protection par diode shuntant la charge inductive

Si l'on utilise un transistor de puissance en commutation avec une charge inductive, on peut protéger efficacement le transistor par l'utilisation de la diode parallèle à la charge (fig. 276), que l'on appelle aussi « diode de roue libre » (free wheeling diode).

Quand on établit le courant dans la charge, comme le potentiel collecteur tombe à zéro, la diode est polarisée en inverse et ne joue aucun rôle. Mais, lorsque l'on bloque le transistor, le courant qui passait dans la charge continue à passer dans la diode. Le potentiel collecteur du transistor ne doit pas, en principe, s'élever au delà de $V_{cc} + 1$ V en admettant qu'il faille environ 1 V direct aux bornes de la diode pour qu'elle devienne franchement conductrice.

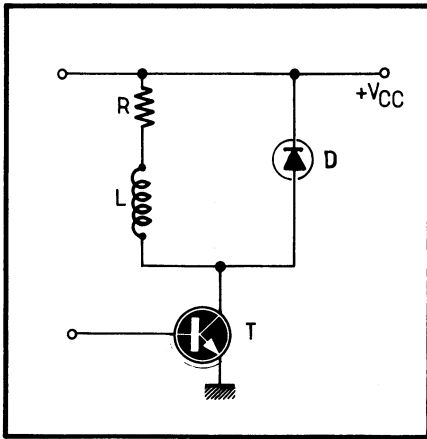


Fig. 276. — Plutôt que d'utiliser un transistor en commutation sur charge inductive sans protection, comme sur la figure 273, il est nettement préférable de le protéger, par exemple par une diode rapide-D en shunt sur la charge : au blocage, la tension collecteur monte au maximum à $V_{cc} + 1$ V.

Sur la figure 274, le trajet du point figuratif serait donc une horizontale jusqu'à la droite verticale d'abscisse V_{cc} , puis une descente le long de cette droite jusqu'au point D. Comme, en principe, le courant collecteur du transistor est nul pendant cette descente, ce n'est pas réellement le point figuratif du transistor qui fait ce déplacement, puisque celui du transistor passe immédiatement en D, mais celui de la charge. Donc, tout est parfait, pas de danger.

Il faut toutefois préciser quelques points :

1° La coupure de courant collecteur du transistor n'est pas instantanée; il y a une décroissance de ce courant, pendant cette décroissance la tension collecteur monte à V_{cc} et un peu au delà, mais le courant collecteur n'est pas nul, tout au moins pas tout de suite, il peut donc y avoir un peu de danger pour le transistor.

2° L'entrée en conduction de la diode peut ne pas être immédiate. Les diodes ont un temps de « turn on » non nul. Il faut donc choisir pour cette diode un modèle « rapide » (il y a aussi une autre raison pour cela que nous verrons plus loin). Une diode ordinaire risque de n'entrer en conduction qu'avec un retard notable, pendant lequel sa tension directe peut monter à près de 15 ou 20 V. La diode rapide doit être obligatoirement câblée avec des fils *gros et courts* : il ne faut aucune self-induction parasite en série avec la diode.

3° Cette méthode allonge notablement le temps de coupure du courant dans la charge. Si celle-ci était purement inductive, sans aucune résistance, et avec une diode parfaite (sans chute de tension directe), le courant continuerait de passer indéfiniment dans le circuit.

En fait, le temps de décroissance est surtout limité par la dissipation de puissance dans R et dans la diode.

Il faut aussi noter un point important. Si la diode utilisée n'est pas du modèle rapide à temps de récupération court, on sait qu'elle reste conductrice en sens inverse pendant un certain temps après avoir conduit en sens direct. Donc si, juste après avoir bloqué le transistor, on le re-débloque brusquement, la diode conduit en inverse et applique la quasi-totalité de V_{ce} , *sans aucune résistance série* au collecteur du transistor, qui risque fort d'être détruit.

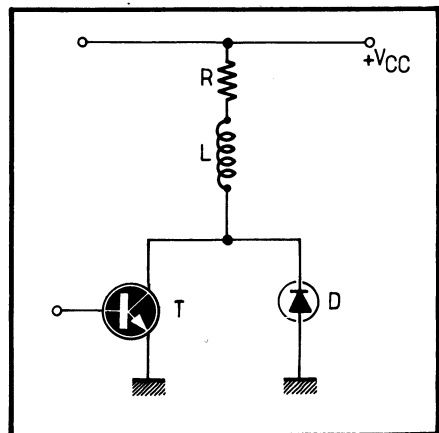
Nous résumerons ces remarques en disant que la protection par une diode en shunt sur la charge est bonne si l'on utilise une diode rapide, câblée en fils gros et courts, à condition de bien commander la base du transistor, pour obtenir une coupure rapide de son courant collecteur, et à condition, aussi, de ne pas exiger une décroissance ultra-rapide du courant dans la charge.

Protection par une diode de sécurité shuntant le transistor

La figure 277 montre la technique utilisée. Il semble que ce soit là une simple protection contre une oscillation éventuelle, portant le collecteur à un potentiel négatif (nous avons vu cette protection sur la figure 261), mais c'est tout autre chose.

La diode D figurée ici est tout à fait spéciale : c'est une « diode de protection », fonctionnant par avalanche inverse, un peu comme une diode Zener haute tension.

Fig. 277. — Dans cette autre méthode de protection, on utilise une diode spéciale D, dite « de protection », fonctionnant en avalanche inverse, un peu comme une diode Zener, à une tension définie, supérieure à V_{ce} , lors du blocage du transistor. On arrive ainsi à réduire la durée de décroissance du courant dans la charge (et l'on protège du même coup le transistor contre une éventuelle pointe négative de tension collecteur-émetteur).



Dès que la tension inverse à ses bornes dépasse une valeur qui dépend du type de diode, elle entre assez brutalement en conduction inverse, exactement comme une diode Zener (ce qui ne l'empêche d'ailleurs pas de jouer aussi le rôle de protection anti-négatif de la diode de la figure 261).

Les diodes de protection sont réalisées en plusieurs séries, définies par la tension de claquage et par la puissance moyenne (et maximale) qu'elles peuvent supporter.

L'avantage de ce type de protection est le suivant :

Supposons que la tension V_{cc} soit de 48 V et que l'on ait choisi une diode de protection qui limite la tension à 75 V. Lors du blocage du transistor, la charge se trouve soumise à une tension inverse de

$$75 - 48 = 27 \text{ V}$$

Il y a donc une décroissance du courant dans la charge beaucoup plus rapide que lorsque l'on utilise la simple diode de la figure 276.

D'autre part, comme l'avalanche est un phénomène instantané, il n'y a aucun retard à l'entrée en conduction de la diode de sécurité. Enfin, en cas de remise en conduction rapide du transistor pendant le fonctionnement de la diode de sécurité, il ne peut y avoir aucun phénomène de « récupération » : la tension aux bornes de la diode redevient nulle et c'est tout.

Une contre-indication de ce système est que la tension que doit supporter le transistor au moment où on le bloque est supérieure à V_{cc} .

Enfin, comme dans le cas précédent, il est important de bloquer rapidement le courant collecteur du transistor (c'est une précaution qui est toujours indispensable dans le cas du fonctionnement en commutation, car c'est lors du blocage que se produisent les pertes les plus importantes, d'où il résulte une diminution de rendement).

Comme la diode de la figure 276, la diode de protection doit être câblée en fils courts et de fort diamètre.

Les réseaux d'aide à la commutation

Comme nous l'avons dit, les diodes de protection ou les diodes shuntant la charge protègent le transistor (si on les a bien choisies), mais nous pouvons avoir une perte de puissance assez importante, due au fait que la coupure du courant dans le transistor n'est pas instantanée.

La figure 278 illustre ce phénomène, dans le cas de la protection par une diode shuntant la charge, comme sur le montage de la figure 276.

On voit que, dès que le courant commence à décroître dans le transistor, la tension V_{cc} de ce dernier monte très vite. La somme du courant dans le transistor et du courant dans la diode reste pratiquement constante, et le courant dans la diode va ensuite diminuer, mais très lentement par rapport aux temps de décroissance du courant dans le collecteur.

Il y a donc une durée importante pendant laquelle le transistor, soumis à une tension V_{cc} déjà importante, est traversé par un courant I_c encore élevé. La puissance dissipée sur le collecteur est notable (en fait, on doit ici parler d'énergie dissipée sur le collecteur, à chaque blocage de ce dernier, la puissance étant le produit de cette énergie par la fréquence de commutation).

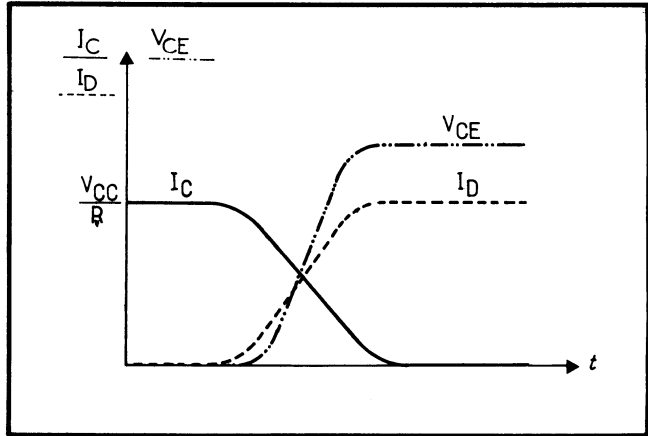


Fig. 278. — Dans le cas de la protection de la figure 276, lors de la coupure du courant collecteur, la descente de ce dernier est lente, alors que la montée de tension collecteur-émetteur est rapide : il en résulte, à chaque blocage, une forte énergie dissipée sur le collecteur du transistor.

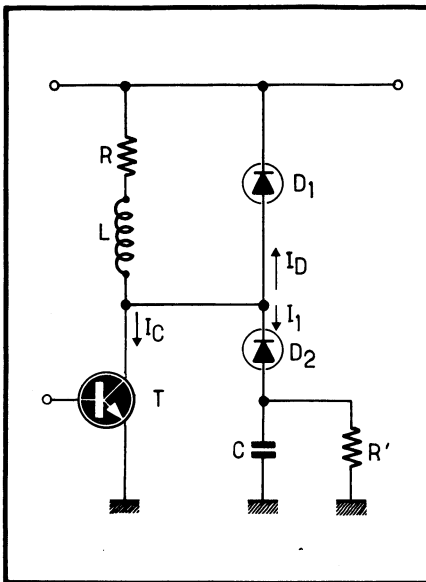


Fig. 279. — On va retarder la montée de tension V_{ce} lors du blocage par un condensateur C en parallèle sur le transistor. Mais, comme ce condensateur serait désastreux pour le transistor au moment de son déblocage, on doit mettre en série avec lui une diode D_2 . Il faut le décharger entre deux commutations, c'est le rôle de la résistance R' .

Supposons maintenant que nous shuntions le transistor par un condensateur : dès le début de la décroissance du courant collecteur, le condensateur va se charger, avec un courant de charge croissant (le courant dans la diode shunt sera faible au départ). Il va donc retarder la montée de tension collecteur du transistor, donc diminuer dans une importante proportion l'énergie dissipée dans le collecteur.

Seulement, on ne peut pas mettre ainsi un condensateur directement en parallèle sur le transistor. Il sera très bénéfique lors du blocage du transistor, mais, une fois le transistor bloqué, il va se charger à la tension V_{ce} . Alors, au moment du déblocage du transistor, il va provoquer un énorme accroissement du courant collecteur du transistor, en se déchargeant dans ce dernier.

On est donc amené à réaliser le montage de la figure 279. La diode D_1 est la diode de protection du transistor, shuntant la charge comme sur la figure 276. Mais la diode D_2 , permettant parfaitement la charge du condensateur C au moment du blocage du transistor, ne permet pas la décharge de ce dernier au moment du re-déblocage de la base de T .

Comme il faut tout de même que le condensateur puisse de nouveau jouer son rôle au moment du reblocage suivant du transistor, il faut qu'il soit alors déchargé. C'est là qu'intervient la résistance R' , choisie de telle sorte que la décharge de C dans R' soit terminée (ou presque) au moment du reblocage de T .

Évidemment, l'énergie stockée dans C est perdue en chaleur dans R' , mais il vaut bien mieux que ce soit là que dans la jonction du transistor. D'autre part, certains montages spéciaux permettent de récupérer l'énergie stockée dans C .

Avec ce montage, les formes d'ondes de la figure 278 deviennent celles de la figure 280, où nous désignons par I_1 le courant de charge du condensateur. C'est la somme $I_c + I_1 + I_d$ qui va rester pratiquement constante pendant les quelques microsecondes qui suivront le blocage de T , mais, comme la montée de V_{ce} est bien ralentie, l'énergie dissipée sur le collecteur du transistor est très faible.

Comme on n'applique plus la tension collecteur maximale que sur un transistor pratiquement complètement bloqué, nous pouvons considérer que nous utilisons une nouvelle sorte d'aire de sécurité : celle de la figure 281 : elle est tracée en coordonnées linéaires, comme sur la figure 241. Nous y trouvons les limitations

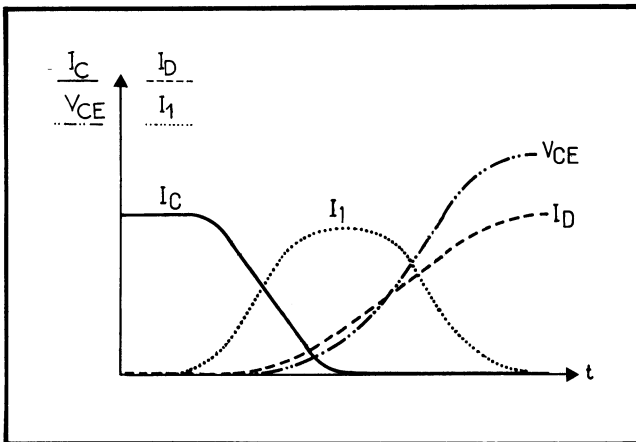


Fig. 280. — Dans le montage de la figure 279, on voit que la montée de V_{ce} est fortement ralentie. Il en résulte une forte diminution de l'énergie dissipée sur le collecteur à chaque blocage. On n'augmente pas le rendement, car l'énergie est dissipée dans R' , mais il vaut bien mieux que ce soit là que dans le transistor.

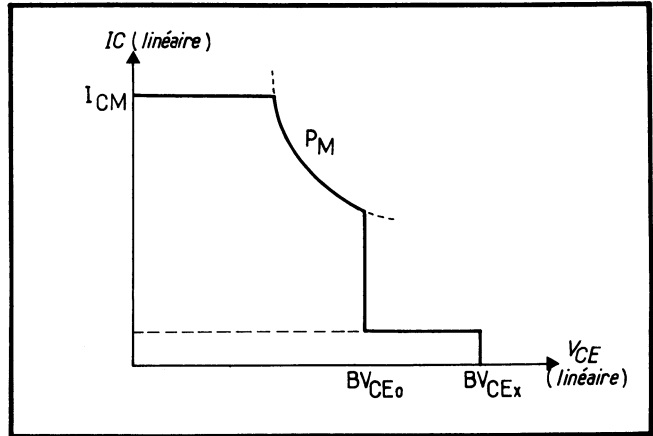


Fig. 281. — Si l'on peut assurer un blocage parfait du transistor (en tous cas à un courant collecteur inférieur à un minimum fort petit i_o), il est alors possible de considérer que l'aire de sécurité déborde vers la droite jusqu'à une tension BV_{CEx} supérieure à BV_{CE0} .

classiques (nous supposons que le second claquage n'intervient pas), mais, pour une valeur de courant collecteur inférieure à un certain minimum i_o (très faible), nous rencontrons une sorte de « prolongement » vers les tensions élevées de l'aire de sécurité. On peut donc, si le courant collecteur est presque nul, pousser la tension collecteur-émetteur jusqu'à la limite BV_{CEx} , bien plus grande que BV_{CE0} ou que $V_{ce\text{ sus}}$.

Cela est particulièrement intéressant dans le cas des montages du genre « balayage de télévision » où, du fait de la coupure très rapide du courant dans les bobines de ligne, on doit appliquer au collecteur du transistor des tensions qui vont jusqu'à 1 000 V. Évidemment, pour que tout se passe bien, il faut que la base soit contre-polarisée, pour avoir droit à l'application de toute la tension BV_{CEx} et il est toujours essentiel de bloquer la base assez énergiquement dans tous les cas.

L'étude des réseaux d'aide à la commutation prendrait trop de place ici, mais nous renvoyons les lecteurs que la question intéresse à l'excellent ouvrage « Le transistor de puissance dans son environnement », rédigé par plusieurs ingénieurs de la division Semiconducteurs de Thomson-CSF (Sescosem).

Les indications que nous avons données sur les diodes de protection sont parfaitement valables dans le cas des MOS de puissance, qui ne doivent jamais être utilisés avec des charges inductives sans protection.

Cas spécial du montage en série

On emploie très souvent, en commutation comme en régime linéaire, les transistors de puissance montés en série comme le montre la figure 282. Quand T_1 est débloqué, il applique la tension $+V$ à la charge, quand c'est T_2 qui est débloqué, la tension $-V'$ se trouve appliquée à la charge.

On emploie quelquefois quatre transistors montés en « H » (un peu selon le principe de la figure 87).

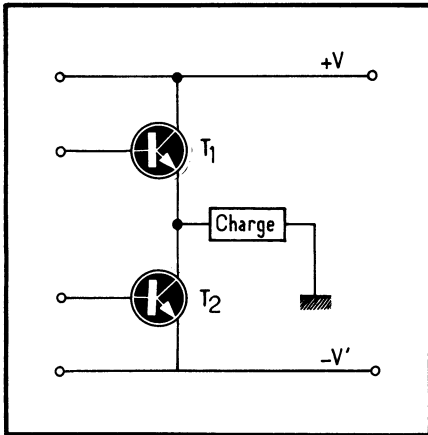


Fig. 282. — On utilise souvent deux transistors de puissance montés en série pour commuter un courant dans la charge, T_1 pour le courant qui va du point commun vers la masse, T_2 pour le courant qui va de la masse vers le point commun. Évidemment, chaque transistor doit être bloqué pendant que l'autre conduit.

On se doute bien que, dans le cas du montage de deux transistors en série, ou de quatre en H, il est fondamental d'éviter qu'il puisse y avoir conduction simultanée de deux transistors se trouvant en série entre $+V$ et $-V'$. Si cette conduction se produit pendant une partie très faible de la période de récurrence, la dissipation qui en résulte est déjà mauvaise pour le rendement; si ce fonctionnement a lieu pendant une proportion trop importante du temps, on risque la destruction des transistors par dissipation exagérée.

Malheureusement, cette conduction simultanée est un phénomène presque normal. Comme nous l'avons vu plus haut, l'entrée en conduction d'un transistor est rapide, sa cessation de conduction (t_{off}) est plus longue.

On voit un exemple de ce fait dans les essais des amplificateurs haute fidélité (dans lesquels la question de rendement n'a guère d'importance, mais qui doivent être d'une excellente fiabilité) : quand on les fait fonctionner, lors des essais, à pleine puissance de sortie, en poussant la fréquence de fonctionnement, on constate que, pour une puissance constante de sortie, la puissance consommée augmente avec la fréquence.

Un bon amplificateur haute fidélité doit le supporter et « passer » la pleine puissance à 20 kHz sans que les transistors en souffrent. Mais il est inutile qu'il transmette à pleine puissance des fréquences supérieures; s'il le fait, tant mieux, mais si, pour vérifier sa bande passante qui va bien plus loin (par exemple jusqu'à 300 kHz), on l'essaye à cette fréquence très élevée, à pleine puissance (dans un régime où il ne doit jamais être utilisé), on risque fort de le détruire.

Pour le fonctionnement industriel, en commutation, c'est plus grave encore : comme on veut commuter des puissances importantes, la moindre réduction du rendement signifie un échauffement considérable des transistors, et un grand risque de destruction.

Comment peut-on, dans ces conditions, quand on emploie deux transistors de puissance (ou 4 montés en H) en commutation, éviter cette conduction simultanée intempestive?

Le premier moyen consiste à raccourcir les signaux d'attaque des deux transistors qui sont montés en série. Au lieu de leur envoyer les courants de base de la

figure 283 (a), on les commande par les courants représentés en 283 (b). Au lieu d'utiliser des commandes de bases juste adjacentes, on laisse des temps de désaturation à chaque période, pour permettre à un transistor de se désaturer complètement avant que l'on commande à l'autre d'entrer en conduction.

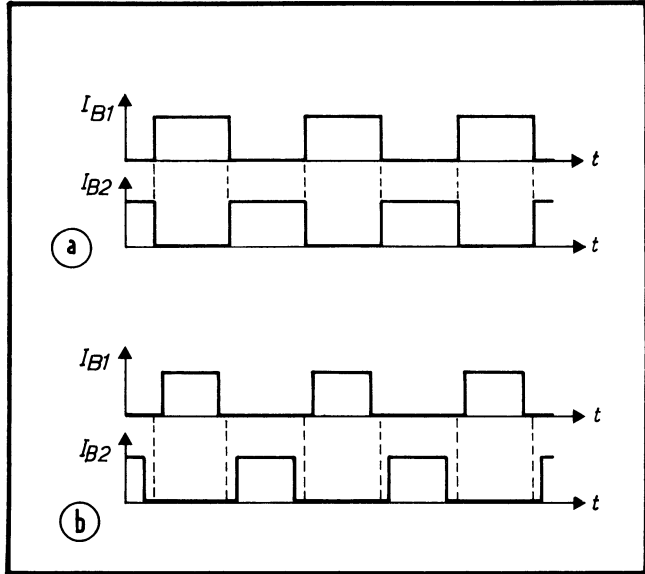
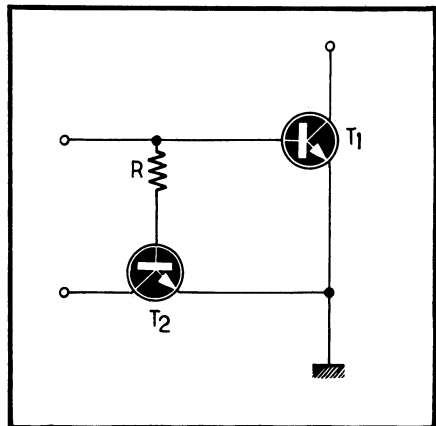


Fig. 283. — Si l'on commande les bases des transistors du montage de la figure 282 par les signaux complémentaires (a), en raison du temps de désaturation des transistors, il y aura des temps de conduction simultanée de T_1 et T_2 , d'où échauffement abusif et risque de destruction. Il faut agir sur les bases par des signaux comme ceux que l'on voit en (b) pour assurer une désaturation complète de chaque transistor avant que l'autre commence à conduire.

Fig. 284. — Un bon moyen pour savoir qu'un transistor est désaturé consiste à utiliser la diminution du potentiel direct base-émetteur, qui ne se produit qu'après la fin de la désaturation. Donc, tant que la saturation dure, la tension base-émetteur de T_1 est suffisante pour maintenir en conduction T_2 : le passage de courant collecteur dans T_2 indique donc que T_1 n'est pas désaturé; on peut donc utiliser le signal collecteur de T_2 pour inhiber la commande base de T_1 .



Cette solution n'est, malheureusement, efficace que si l'on prévoit des « temps morts » au moins égaux au temps de désaturation le plus long que l'on puisse rencontrer, donc normalement trop longs pour les autres transistors de la série. On perd ainsi du temps et l'on réduit la puissance maximale commutée dans la charge. Il va de soi qu'une telle solution ne peut s'envisager pour les solutions linéaires, comme les amplificateurs haute fidélité : on ne peut les commander en tout ou rien, et il ne faut pas de distorsion.

Il serait donc meilleur, si l'on veut une efficacité maximale, de retarder la commande d'un des deux transistors montés en série tant que l'autre n'est pas désaturé, et de permettre cette commande dès la fin de la désaturation.

Il nous faut donc un moyen de savoir quand le transistor se désature. On peut utiliser la remontée de son potentiel collecteur, qui ne commence qu'après la fin de la désaturation, mais il est souvent plus simple de vérifier, par un transistor annexe (fig. 284), la valeur de la tension V_{be} du transistor de puissance. En effet, tant que le transistor de puissance est saturé, son V_{be} est élevé (0,8 V au moins); il l'est presque plus encore pendant la désaturation (sauf si l'on applique une contre-tension forcée à la base pour hâter la désaturation, comme nous avons vu qu'on faisait).

Dans le schéma de la figure 284, le transistor T_1 est le type de puissance, T_2 est un petit transistor de signal. La résistance R (de 100 à 470 Ω) limite le courant base de T_2 . Ce dernier est largement débloqué tant que T_1 est saturé, il reste débloqué pendant la désaturation de T_2 , et ne se rebloque que quand le V_{be} de T_1 est retombé au-dessous de 0,5 ou 0,45 V, ce qui indique d'une façon certaine que T_1 est parfaitement désaturé.

On utilise alors le signal de T_2 sur une seconde entrée d'un circuit « ET » attaquant la base du second transistor de puissance en série avec T_1 , et jouant ainsi le rôle d'un signal d'« inhibition », qui bloque la commande de ce second transistor de puissance, tant que le premier n'est pas désaturé. On a ainsi une utilisation optimale des temps, mais il faut prévoir une commande base de chaque transistor, à l'autre entrée du « ET » dont nous avons parlé, exactement comme dans la figure 283 (a). Avec cet « interverrouillage » des transistors de puissance, on ne risque plus les échauffements dangereux dus à des conductions simultanées.

CHAPITRE XV

ÉVOLUTION POSSIBLE DE LA TECHNIQUE DES SEMICONDUCTEURS

Ayant vu les différents circuits que l'on peut réaliser avec les semiconducteurs, nous pensons qu'il est utile de se pencher sur l'évolution possible de ces dispositifs. Bien entendu, il ne saurait être question de jouer les prophètes : l'effet tunnel, par exemple, découvert en 1958, a été largement utilisé dans des dispositifs commercialisés, à peine deux ans plus tard. Il est parfaitement possible que la découverte d'un effet nouveau rende complètement périmés les dispositifs que nous connaissons en l'espace de quelques années.

On va même jusqu'à considérer le transistor lui-même comme « périmé », le circuit intégré devant le remplacer partout. Nous ne sommes pas de cet avis, et la preuve en est que le transistor de signal, et encore plus le transistor de puissance sont en constante évolution.

Cela dit, nous ne nierons pas l'évidence : on voit de moins en moins de transistors sur les cartes de matériels complexes, surtout dans le domaine de l'informatique. Les choses en sont même à un tel point que certains constructeurs commencent à rencontrer des difficultés sérieuses d'approvisionnement pour des transistors de signal de type courant, car la cadence de fabrication se ralentit.

Pour voir un peu ce qui doit se passer dans les années à venir, nous commencerons par envisager l'évolution des types connus, puis nous tenterons de voir ce que l'on peut attendre de nouvelles technologies, déjà envisagées, mais pas encore appliquées sur une grande échelle.

1. — ÉVOLUTION DES SEMICONDUCTEURS CLASSIQUES

A la prolifération stupide de types pratiquement identiques commence à succéder une simplification. On réduit le nombre de types disponibles, sans gêner personne d'ailleurs : à quoi bon avoir 794 modèles de transistors différents (ne portant pas le même nom) qui sont tous quasi-identiques au BC 108 ?

On va donc vers une fabrication aussi automatique que possible, économique (boîtiers en plastique). Les performances évoluent, mais cette évolution est lente.

On rencontre encore ça et là, pour le remplacement, des transistors au germanium. Si vous en rencontrez, ne les méprisez pas de trop, on peut tout de même s'en servir. Mais il faut bien reconnaître que ceux qui veulent « ré-introduire » le germanium mènent un combat d'arrière-garde.

Donc, pour les transistors de signal, les progrès portent actuellement sur l'augmentation de la fréquence de coupure, et l'on peut trouver assez couramment des types ayant un f_c de 1,5 à 2 GHz en bipolaire. Pour les modèles à effet de champ, on commence à généraliser les F.E.T. à l'arséniure de gallium arrivant jusqu'à plus de 10 ou 20 GHz.

Une belle série de transistors à effet de champ vient compléter heureusement les modèles bipolaires. On a pensé qu'ils devaient arriver à constituer près de 30 % de l'approvisionnement des constructeurs pour les petits étages, mais on est resté bien en dessous.

Ce sont les transistors de puissance qui vont évoluer le plus vite et de la façon la plus spectaculaire. Nous avons parlé des MOS de puissance, mais les bipolaires se perfectionnent pour tenir tête à l'envahisseur MOS. Il y aurait fort à faire dans l'évolution des modèles haute fréquence de puissance et nous pensons que ce n'est pas de sitôt que l'on va transistoriser les étages de puissance des émetteurs de télévision : les puissances de 10 à 30 kW à des fréquences de 500 à 800 MHz resteront longtemps le domaine du tube à vide, ainsi que les 500 kW ou 1 GW sur quelques centaines de kilohertz.

Le transistor de puissance industrielle va évoluer de plus en plus vers les applications du type « électrotechnique », avec des charges inductives, un fonctionnement en commutation, en particulier pour les commandes de moteurs et pour les alimentations à découpage. On voit, dans ce domaine, une intéressante compétition entre les thyristors, qui semblaient être les seules solutions possibles en commande industrielle, et les transistors de puissance de la nouvelle génération, bien armés contre le second claquage, commandant des courants de 200 A ou plus, supportant des tensions de 1 200 ou 1 500 V.

Pour augmenter leur gain, on tend de plus en plus vers la réalisation de types « Darlington ». Ce point nous semble important, car, si l'on regarde la structure de ces Darlington, on voit qu'elle est réalisée sur un seul morceau de silicium, contenant le transistor de forte puissance et le petit transistor qui commande le grand. En un mot, il s'agit d'un circuit intégré.

Donc, il nous semble qu'il y a un grand avenir dans une technique de ce genre : au lieu de se faire la guerre stupidement, les circuits intégrés et les transistors discrets peuvent se « marier » dans certaines réalisations intéressantes.

Nous attendons avec confiance la réalisation d'un transistor de puissance « inclaquable », dans lequel quelques éléments intégrés agiront sur sa commande pour l'empêcher totalement de fonctionner dans des régimes qui sont dangereux pour lui. Il se pourrait qu'alors le tristement célèbre « second claquage » ne soit plus qu'un mauvais souvenir... on peut rêver!

Ce même mélange de circuit intégré et de transistor se retrouve dans les assemblages de transistors de signal : dans un même boîtier du type « Dual In Line » à 14 ou 16 broches, on rencontre plusieurs transistors, dont certains sont rigoureusement appariés, pour permettre la réalisation de « LTP » à très faible dérive, de modulateurs en anneau, de « miroirs de courant » bien équilibrés, etc.

A côté des circuits intégrés de plus en plus spécialisés, ayant un nombre croissant de broches, on voit se développer une série de circuits, en technologie intégrée, avec quatre, trois ou même deux connexions (stabilisateurs de tension de précision remplaçant une diode Zener). Par exemple, les alimentations stabilisées dites « monolithiques » se présentent comme un transistor de puissance : le boîtier sert de commun entre la tension non stabilisée et la tension stabilisée, plus une broche pour le + non stabilisé, une autre pour la sortie en + stabilisé. On en rencontre qui peuvent dissiper jusqu'à 15 W. Si l'on regarde la « puce » de silicium qui constitue une telle alimentation, on voit que 90 % de la surface est occupée par le transistor de puissance servant de « ballast » interne, plus son Darlington, le reste étant laissé pour toute la circuiterie, pourtant fort complexe.

Nous sommes tout de même assez loin de la version « un transistor plus un tout petit peu de partie intégrée », mais cela nous semble un intéressant exemple d'une évolution technique possible.

2. — TYPES NOUVEAUX A ENVISAGER

On obtient maintenant d'intéressants résultats avec les transistors dits « overlay », consistant en une grande quantité de transistors, pratiquement mis en parallèle sur une même plaquette de silicium, l'équilibrage des courants étant réalisé par une couche métallique légèrement résistante, qui introduit en série avec chaque connexion d'émetteur une petite résistance. On a l'équivalent d'un transistor multi-émetteur, dont la longueur du contour de base et d'émetteur se trouve ainsi augmentée considérablement, permettant de conserver un gain important aux courants forts, tout en ayant de bonnes performances en haute fréquence.

Un autre domaine important, où les progrès semblent un peu moins rapides, est celui des « transistors en film mince » (T.F.T. = Thin Film Transistor). Il s'agit de semiconducteur que l'on dépose sur un substrat isolant, comme on le fait pour les résistances et condensateurs dans les circuits hybrides dont nous parlons plus loin. On peut envisager, par exemple, deux zones métallisées séparées par un trait extrêmement fin (en général obtenu par évaporation du dépôt métallique par « usinage » au faisceau Laser), que l'on couvre d'un dépôt de semiconducteur. Celui-ci, recouvert d'un isolant, reçoit une couche conductrice qui forme la grille d'un transistor à effet de champ du type M.O.S.

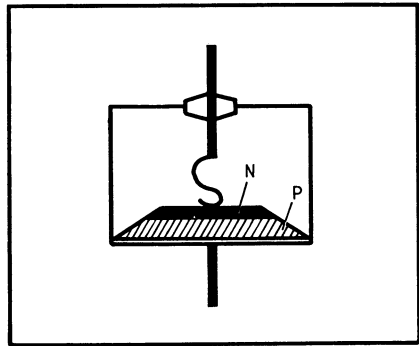
On compte également beaucoup sur la technique des « implantations d'ions », qui consiste à faire pénétrer dans un semiconducteur les ions dopants par bombardement ionique dans un gaz raréfié, au lieu d'utiliser la diffusion gazeuse à

chaud. Comme on peut focaliser et dévier un faisceau d'ions avec une très grande précision, il serait alors possible d'arriver à des dimensions d'éléments bien plus petites que par la photogravure.

On étudie au laboratoire les semiconducteurs organiques : il semble que certains plastiques irradiés et certains corps d'origine semi-biologique présentent un certain effet transistor. Logiquement le carbone pur devrait être un semiconducteur de choix, mais... le diamant est tout de même un matériau coûteux et que l'on n'a pas réussi à fondre.

Un domaine intéressant est celui des éléments opto-électroniques. Certaines diodes (en particulier les modèles à l'arséniure de gallium, à l'antimoniure d'indium) sont photo-génératrices ; quand un courant direct les traverse, elles émettent de la lumière (souvent dans l'infrarouge). D'autres diodes sont photo-sensibles : quand elles sont polarisées en inverse, l'arrivée de lumière sur leur jonction provoque le passage d'un courant, analogue à une fuite. En couplant, par l'intermédiaire de la lumière, une diode photo-génératrice à une diode photo-sensible, on obtient un peu l'équivalent d'un transistor, le couplage étant fait par la lumière et non par les porteurs minoritaires. On peut ainsi réaliser un isolement électrique absolu entre l'entrée et la sortie. L'emploi des faisceaux de fibres conduisant la lumière permet même de prévoir des différences de potentiel se chiffrant en centaines de kilovolts, si c'est nécessaire, entre le circuit d'entrée et le circuit de sortie. En outre, l'action est rigoureusement irréversible : il n'y a aucun couplage parasite de la sortie sur l'entrée.

Fig. 285. — En taillant mécaniquement, en cône très ouvert, la rondelle de silicium comportant une jonction P-N, on obtient une diode à « avalanche contrôlée », dans laquelle, lors du fonctionnement en régime de fuite inverse, le passage du courant d'avalanche ne se localise pas en un point de la jonction. On peut alors supporter, dans cette diode, un fonctionnement en régime d'avalanche inverse à grande puissance sans danger.



Pour les *redresseurs*, on perfectionne et généralise la technologie dite « à avalanche contrôlée ». Dans de tels redresseurs, on réalise une taille en cône très ouvert (fig. 241) de la diode. Le « claquage » de la diode ne se localise plus alors dans la périphérie de la jonction, comme dans les diodes ordinaires. Le redresseur peut alors supporter, en régime de claquage inverse, la même dissipation que celle qui en limite l'emploi en régime direct, alors qu'une diode redresseuse classique, pouvant supporter une dissipation de 1 W en régime direct par exemple, risque d'être détruite par une dissipation de moins de 0,1 W en régime de claquage inverse (par exemple, par un courant de 200 μA sous une tension inverse de 500 V), en raison de la localisation des zones où se produit l'avalanche.

On peut attendre des progrès intéressants des recherches actuelles sur les diodes dites « Schottky », utilisant une jonction métal-silicium. Utilisées comme diodes

de redressement dans les alimentations à basse tension, elles permettent, dans des conditions comparables, des chutes de tension directes nettement plus faibles que leurs homologues classiques à jonction, ce qui permet d'améliorer le rendement, problème très important pour les alimentations dites « à découpage », dans le cas où l'on veut produire du 5 V, par exemple, à partir d'une batterie d'accumulateur de 48 V.

Du côté des thyristors, on développe des modèles à déclenchement très rapide, ainsi que des types blocables par la gâchette (appelés « G.T.O. »). De très nombreux semiconducteurs à quatre couches, fonctionnant comme des thyristors, mais dans des applications différentes, à très faible puissance, permettent des circuits intéressants (transistor unijonction programmable ou « P.U.T. », interrupteur commandé au silicium unilatéral — soit le « S.U.S. » — ou bilatéral — soit le « S.B.S. »).

Le thyristor fonctionnant dans les deux sens, souvent appelé « TRIAC », se généralise : il permet des simplifications notables des circuits de commande de puissance par variation de phase.

3. — LES ASSEMBLAGES COMPACTS D'ÉLÉMENTS

Étant donné les dimensions extrêmement réduites des transistors proprement dits, on pouvait s'attendre à une miniaturisation remarquable des ensembles.

On a poursuivi, depuis les années 1958-60, cette miniaturisation sous deux formes. Il y a d'abord les circuits dits « hybrides », ou « à substrat isolant ». Ce sont, au fond, de minuscules circuits imprimés, réalisés sur un substrat en verre ou en céramique sur lequel on dépose des couches métalliques de faible résistivité (interconnexions), des couches métalliques de forte résistivité (résistances) et des couches isolantes qui peuvent séparer deux couches métalliques (condensateurs). On doit alors souder sur les emplacements adéquats les éléments actifs. Par exemple, un transistor (minuscule morceau de silicium) est soudé sur un ruban métallique, relié au collecteur du transistor. Les connexions de base et d'émetteur sont réalisées par thermocompression au moyen de deux fils d'or.

Dans de tels circuits, on peut réaliser des bobinages, par des dépôts de bandes métalliques en spirale. Les résistances peuvent être très précises (on les ajuste par usinage au faisceau laser). On peut même rapporter sur les points voulus des circuits intégrés monolithiques à la place des simples transistors. L'encombrement est faible, la fiabilité excellente et il y a lieu de penser que cette technologie, momentanément délaissée au profit des circuits intégrés monolithiques, va bientôt prendre sa revanche.

Le développement le plus spectaculaire de l'électronique des semiconducteurs pendant les années 1960-68 a été celui des circuits intégrés monolithiques. Il s'agit de circuits électroniques complets dans un seul morceau de silicium. On réalise, dans ce dernier, des transistors comme nous l'avons indiqué page 63. Les transistors sont diffusés dans une couche épitaxiale N déposée sur un substrat P.

On fait des diffusions P profondes tout autour de chaque transistor que l'on veut isoler du reste de la couche N, ce sont les « caissons », tels qu'on les voit sur la figure 242. Une diffusion P moins profonde, réalisée suivant un ruban en zigzag, permet d'obtenir une résistance. Les interconnexions entre les éléments, sur un même morceau de silicium, sont réalisées par des rubans métalliques déposés sur la couche de silice qui protège le silicium, le tracé en étant délimité par photo-

gravure. S'il est absolument indispensable que le circuit comporte un condensateur, on pourra le constituer par une jonction de diode bloquée, ou par une armature en silicium fortement dopé sous la couche de silice, l'autre armature étant une métallisation sur la couche de silice dans la partie en regard de la zone dopée.

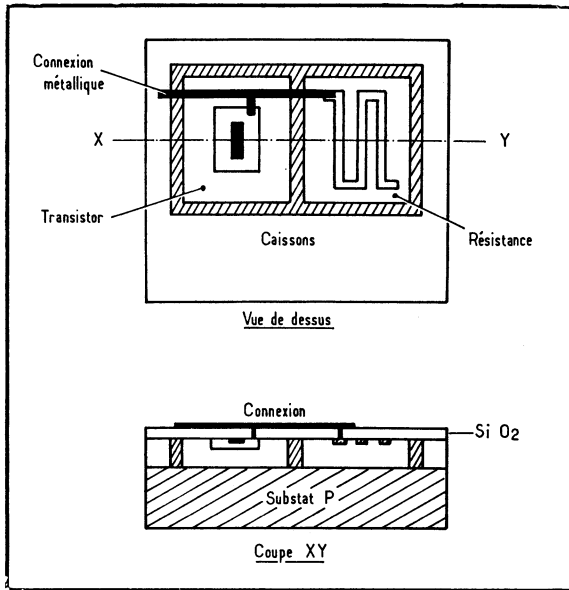


Fig. 286. — En diffusant un zig-zag P dans la couche épitaxiale N, on crée une résistance. La diffusion P profonde qui l'entoure (« caisson ») isole cette résistance du reste de la couche. Le transistor du type « planar », créé par diffusion en un autre point, est isolé aussi par un « caisson ». Des rubans métalliques déposés assurent l'interconnexion et l'on obtient ainsi les éléments d'un circuit intégré « monolithique ».

métallisation sur la couche de silice dans la partie en regard de la zone dopée. On peut ainsi intégrer des centaines ou des milliers de transistors bipolaires dans un morceau de silicium. Étant donné que la réalisation d'un transistor est facile, que celle d'une résistance l'est moins et que celle d'un condensateur pose des problèmes très difficiles, on cherche à faire des schémas comportant beaucoup de transistors, peu de résistances, et (si possible) pas de condensateurs. Il en résulte des montages un peu déroutants à première vue.

La réalisation de résistances bien linéaires et surtout précises est très difficile. C'est pourquoi les circuits intégrés monolithiques ont surtout commencé par se développer dans le domaine des circuits de commutation (circuits logiques, portes, basculeurs, etc.). Les circuits intégrés monolithiques « analogiques » (amplificateurs opérationnels, comparateurs, alimentations stabilisées, etc.) ont bientôt suivi et l'on se trouve devant un arsenal de circuits dont pas un électronicien n'aurait osé rêver il y a seulement cinq ans.

L'ingénieur doit s'habituer à raisonner en « fonctions » et non plus en « éléments actifs séparés ». On pousse le nombre de composants dans chaque circuit intégré plus loin chaque année, c'est le processus de la « M.S.I. » (Medium Scale Integration = intégration à échelle moyenne), bientôt suivi par celui de la « L.S.I. » (Large Scale Integration = intégration à grande échelle). Pour cette dernière,

l'emploi de la technologie MOS, qui ne nécessite pas de caisson d'isolement autour de chaque transistor, permet d'aller à des taux d'intégration atteignant près de 1 000 000 de transistors MOS dans une puce de 30 mm². Évidemment, il faut, pour de tels circuits, plus de connexions et les boîtiers sont plus souvent à 20, 24, 48 et même 64 broches qu'à 8 ou 14 broches. Évidemment, on cherche à réaliser des circuits très adaptables (comme le microprocesseur).

L'abaissement de prix des circuits intégrés monolithiques a été tellement vertigineux qu'il est parfois intéressant maintenant de réaliser des fonctions simples à partir de circuits intégrés plutôt que de les obtenir par des montages à transistors séparés. Nous en donnons quelques exemples dans les additifs 4 à 10, 12, 13 et 15.

Dans l'évolution à venir, on envisage maintenant l'électronique « moléculaire », visant à donner à chaque élément actif une dimension qui ne soit plus démesurée par rapport aux molécules constitutives de la matière. Le nom est, certes, bien optimiste de nos jours (1989), mais il est certain que ce sera là une tendance dominante des recherches des années à venir.

Il serait très imprudent d'assigner une limite à l'évolution des semiconducteurs et de leur technique de réalisation et d'utilisation. Les tubes nous ont rendu un grand service en nous permettant de nous familiariser avec les circuits. Leurs possibilités ne sont peut-être pas épuisées, mais il ne semble pas qu'ils doivent nous permettre d'aller beaucoup plus loin qu'ils ne l'ont fait. Quand on s'extasie sur la résistance extraordinaire d'un tube, qui supporte une surcharge de plus de cinq fois son régime nominal pendant un temps important sans être détruit, nous ne pensons pas que ce soit là un compliment que l'on fait aux réalisateurs du tube : la marque de la perfection, dans une technologie quelconque, est d'utiliser au maximum toutes les possibilités offertes par l'élément. Dans le transistor on le fait beaucoup plus que dans le tube : c'est pour cette raison qu'il faut raisonner et ne pas laisser au hasard le soin de faire fonctionner le montage.

L'électronique, maintenant qu'elle a « touché ses armes », en la personne des éléments semiconducteurs, est devenue adulte. Il est très difficile de prévoir quelle sera son évolution, mais il est logique de penser que cette dernière sera très rapide.

ADDITIFS

1. On néglige trop souvent (et l'auteur l'a fait — à tort — dans les éditions précédentes de ce livre) la notion de « pente » dans un transistor.

On a voulu, en effet, faire une différence fondamentale entre le transistor et le tube, et considérer que le transistor était toujours attaqué par une source de courant, sa résistance d'entrée étant négligeable (c'est d'ailleurs un peu ce que dit le « principe » n° 4). En réalité, on a souvent l'occasion de commander l'entrée d'un transistor par une source dont la résistance interne est faible par rapport à la résistance d'entrée de ce transistor, surtout si ce dernier est monté en émetteur commun : dans le cas où le gain est élevé et le courant collecteur faible, la résistance d'entrée est grande : avec 0,2 mA de courant moyen collecteur et un gain de 200, cela correspond à une résistance d'entrée de 28 k Ω .

La pente (qui correspond au paramètre y_{21e} , mais que nous désignerons par s) est le quotient

$$s = \frac{\Delta(I_c)}{\Delta(V_{be})}$$

de l'accroissement $\Delta(I_c)$ du courant collecteur par l'accroissement $\Delta(V_{be})$ qui lui a donné naissance.

Si un transistor, ayant un courant collecteur de 1,073 mA pour une tension base-émetteur de 0,590 V est amené à un courant collecteur de 1,147 mA [soit une variation $\Delta(I_c) = 0,074$ mA ou 74 μ A] par une tension V_{be} qui passe à 0,592 V [soit une variation $\Delta(V_{be})$ de 0,002 V = 2 mV], sa pente est de 0,074 : 0,002 = 37 mA/V.

Ce qui fait tout l'intérêt de cette notion de pente est le fait suivant :

Des considérations théoriques de physique du solide, en bon accord avec la réalité expérimentale, montrent que la pente d'un transistor (exprimée en milliampères par volt) est égale au produit par un nombre constant, voisin de 35, de son courant collecteur (exprimé en milliampères), cela étant principalement vrai pour les courants collecteurs faibles.

Ainsi, par exemple, un transistor qui fonctionne avec un courant collecteur moyen de 3 mA a donc une pente voisine de $3 \times 35 = 105 \text{ mA/V}$.

Précisons bien que cela ne veut pas dire que le courant collecteur varie de 105 mA pour 1 V de variation de la tension V_{be} , ce qui serait absurde, mais que plutôt, le courant collecteur variera de 105 μA (0,105 mA) pour 1 mV de variation de la tension base-émetteur.

Cette loi disant que $s = 35 I_c$ est valable aussi bien pour les transistors au silicium que pour les modèles au germanium, elle est valable pour les $n-p-n$ comme pour les $p-n-p$.

Ce qui vient encore en renforcer l'intérêt est le fait suivant : la résistance d'entrée en émetteur commun d'un transistor est à peu près égale au quotient de son gain statique en courant par sa pente (il faut alors exprimer cette dernière en ampères par volt).

C'est ainsi que, dans le transistor envisagé tout à l'heure, ayant un courant moyen de 3 mA collecteur, soit une pente de 105 mA/V (ou 0,105 A/V), si son gain moyen est de 150, cela donne une résistance d'entrée en émetteur commun : $h_{11e} = 150 : 0,105 = 1\,429 \Omega$.

2. Quand la résistance interne de la source qui attaque un transistor est négligeable par rapport à la résistance d'entrée du transistor, on dit que ce dernier est attaqué en tension : quel que soit le courant qu'il consomme à son entrée, la tension d'entrée est égale à la force électro-motrice du générateur.

Au contraire, quand la résistance interne de la source d'attaque est très grande par rapport à la résistance d'entrée du transistor, ce dernier est alors « attaqué en courant ».

Dans ce cas, il n'y a pas lieu de faire une distinction entre le montage émetteur commun et le montage collecteur commun. Dès que l'on a imposé la valeur du courant I_b qui arrive à la base du transistor, on sait que, sauf cas de saturation, il y aura un courant collecteur-émetteur (nous supposons $I_c = I_e$ selon le principe n° 1) dans le transistor, courant qui vaudra le produit par le gain moyen β du courant base I_b . Dès lors, le fait de placer la charge dans le circuit collecteur ou dans le circuit émetteur n'a aucune importance : aux bornes d'une charge d'impédance z , le courant collecteur (ou émetteur) I_c produira une tension égale à zI_c .

Si, par exemple (fig. 287), un transistor T est attaqué sur sa base par le courant d'une photo-diode PD, il est bien commandé en courant, la résistance interne d'une photo-diode étant considérable (entre 100 k Ω et 1 M Ω). Le courant I_b (courant de la photo-diode), arrivant à la base, produit un courant collecteur égal à βI_b et nous supposons que le courant émetteur a la même valeur. Suivant que l'on recueille le signal de sortie au point A ou au point B, on aura un signal de polarité positive ou négative, mais la valeur du signal de sortie ne dépendra que de la valeur de résistance de charge. Par exemple, si $R_1 = 2 \times R_2$, le signal obtenu en A aura une amplitude double de celui que l'on recueille en B. D'autre part, on ne changera absolument pas la valeur du signal en B en court-circuitant ou en découplant par un condensateur la résistance R_1 .

Cette dernière affirmation peut surprendre : on est tellement habitué à ce que la présence d'une résistance non découplée dans l'émetteur entraîne une contre-réaction. En fait, une telle contre-réaction se produit bien quand la base est attaquée par une source de tension : la variation de potentiel de l'émetteur prend alors une grande importance, puisqu'elle entraîne une variation de la tension base-émetteur.

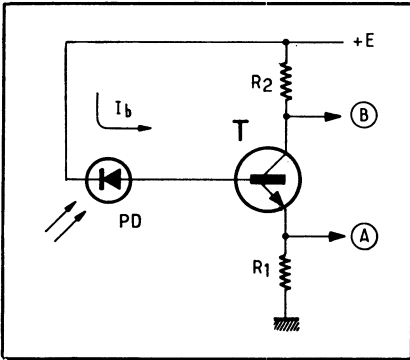


Fig. 287. — Un transistor commandé en courant (une photo-diode a une résistance interne pratiquement infinie) a un fonctionnement qui ne permet plus de faire de différence entre le montage émetteur commun et le montage collecteur commun.

Mais, lors d'une attaque en courant, le potentiel émetteur peut varier d'une façon quelconque, cela n'aura aucune influence sur le courant base, puisque ce dernier est fixé à une valeur donnée, indépendante du potentiel de la base.

On se trouve dans une situation tout à fait différente lors d'une attaque en tension pure : il n'y a plus lieu de faire une différence entre le montage émetteur commun et le montage base commune.

Soit, en effet, un transistor T (fig. 288) attaqué par une source de tension e de résistance interne négligeable (précisons bien que cette résistance interne est négligeable par rapport à la résistance d'entrée de T en base commune, déjà très faible). Suivant que nous placerons le commutateur K sur la position en trait gras ou en pointillé, nous mettrons à la masse un pôle ou l'autre de la source de tension d'attaque, nous aurons alors un montage base commune (position en trait gras) ou émetteur commun (position en pointillé).

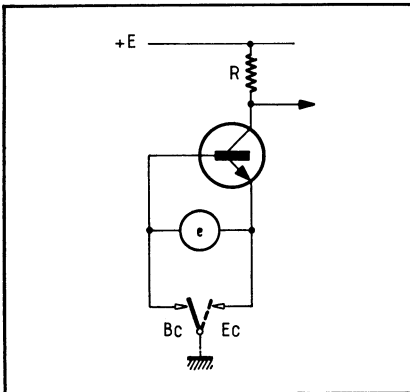


Fig. 288. — Si le transistor T est attaqué en tension par la source e (résistance interne presque nulle), on ne peut faire de différence entre le montage base commune (commutateur K dans la position de gauche en trait plein) ou le montage émetteur commun commutateur K dans la position de droite en pointillé).

La seule différence entre les deux tient au fait que, quand le commutateur K est dans la position en trait gras (montage B.C.), la source e est traversée par le courant émetteur du transistor, alors que, quand le commutateur K est dans la position en pointillé (montage E.C.), la source n'est traversée que par le courant base dudit transistor. Mais, comme la source est de résistance interne nulle, le courant qui la traverse n'a aucune importance.

Donc, quelle que soit la position du commutateur K, le courant collecteur de T est déterminé uniquement par la valeur de e . La position du commutateur K est donc sans influence sur le signal de sortie, ce qui montre qu'il n'y a pas lieu de faire une différence entre le montage E.C. et le montage B.C. dans ce cas.

3. Pour réaliser un bon modulateur tout ou rien (« chopper »), une des meilleures solutions, actuellement, consiste à employer un transistor à effet de champ (T.E.C.). En effet, ce dernier présente, entre son drain et sa source, une résistance relative-ment faible quand la grille n'est pas polarisée par rapport à la source (cette résistance peut descendre à 100 Ω ou moins). Quand la grille est polarisée négativement par rapport à la source, le T.E.C. peut être complètement bloqué, la résistance drain-source est alors presque infinie.

Ce qui fait le grand intérêt du T.E.C. dans son emploi en chopper tient au fait que, contrairement au transistor bipolaire, il ne présente rigoureusement pas de phénomène d'offset : la caractéristique courant drain/tension drain-source passe toujours rigoureusement par l'origine des coordonnées.

Pour moduler le T.E.C., on envoie sur sa grille une tension alternative d'amplitude suffisante, ce qui pose quelques problèmes, car il faut réduire par un neutrodynage les effets parasites de cette tension sur le canal drain-source, effets dus aux capacités parasites.

4. Les différents circuits intégrés « de base » dans la série des circuits dits « combinatoires » (par opposition aux circuits « séquentiels » tels que les compteurs et registres à décalage, ou les mémoires vives) sont les principales portes, dont les symboles sont rappelés dans la figure 289. En (a), le « buffer », qui donne en sortie le même niveau logique que celui que l'on applique à l'entrée, mais fourni par un amplificateur capable de débiter. En (b) l'inverseur, qui donne en sortie \bar{A} , en (c) le circuit « et », en (d) le « ou », le « nand » est représenté en (e), le « nor » (ou « ni ») en (f). En (g), le symbole du « ou exclusif ».

5. Pour le détail des technologies de ces circuits, nous renvoyons le lecteur aux ouvrages spécialisés (par exemple le livre de l'auteur « Emploi rationnel des circuits intégrés »).

Indiquons simplement que l'on utilise surtout les circuits du type « TTL LS » (faible puissance technologie Schottky), qui demandent que l'on consomme un certain courant aux entrées que l'on veut porter au niveau bas; les C-MOS, beaucoup plus lents, mais qui ont des résistances d'entrée presque infinies; les ECL, les plus rapides de tous mais plus difficile à interconnecter et les circuits du type N-MOS ou P-MOS, nécessitant quelquefois plusieurs sources d'alimentation, mais permettant un taux d'intégration très élevé.

Nous ne citerons que pour mémoire les technologies « RTL » avec des résistances en série dans les bases des transistors d'entrée, et « DTL » comportant des diodes à l'entrée.

L'emploi détaillé des circuits intégrés est toute une technique qui ne saurait être décrite ici. Toutefois, on peut envisager de remplacer, dans certains cas, quelques transistors par une ou plusieurs « porte logiques ».

6. Pour réaliser des monostables, on emploie de plus en plus des circuits intégrés monostables complets (il y a souvent deux monostables indépendants dans le même boîtier, comme dans le cas du SN 74 LS 123 en TTL LS ou du CD 4528). Ces circuits

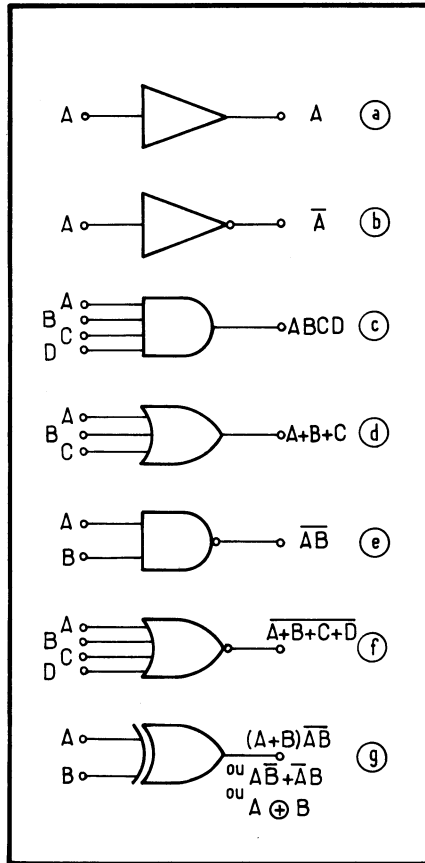


Fig. 289. — Les symboles les plus communément utilisés pour les circuits logiques sont indiqués ci-dessus, en (a) pour le « buffer », en (b) l'inverseur, (c) et (d) représentent respectivement le « et » et le « ou », (e) et (f) le « nand » et le « nor », le symbole (g) étant celui du « ou exclusif ».

sont généralement pourvus de deux entrées de commandes, appelées, par exemple, A et B. On déclenche le monostable :

- en appliquant un niveau bas sur A, et une transition du niveau bas au niveau haut sur B;
- en appliquant un niveau haut sur B et une transition du niveau haut au niveau bas sur A.

Il y a en outre, une entrée de remise à zéro, qui permet de terminer le signal de sortie plus tôt que normalement. Les diverses entrées permettent un choix important des modes de commande, ainsi que des sortes de commandes d'« inhibition », fort utiles dans de nombreux cas.

Les monostables intégrés que nous avons cités sont « redéclenchables », c'est-à-dire sensibles à la commande de déclenchement quel que soit le moment où elle se produit, même si elle a lieu pendant la période du monostable. Dans un

monostable non-redéclenchable, une commande intervenant pendant la période est inactive et n'a pas d'effet sur la durée du signal de sortie.

A l'opposé, dans un monostable redéclenchable de période T , si on le déclenche une première fois au temps zéro, puis une seconde au temps $T' < T$, soit avant la fin de la période (pendant que la sortie Q est temporairement à l'état haut), la sortie Q restera à l'état haut pendant une durée T après le dernier déclenchement, soit pendant une durée totale $T + T'$ dans notre exemple.

Donc, si l'on commande un monostable redéclenchable de période T par des impulsions de déclenchement périodiques de période $T' < T$, la sortie Q reste constamment haute. Un avantage ultérieur des monostables redéclenchables est qu'ils ont un « temps de récupération » nul.

Si le fait qu'ils soient redéclenchables est une gêne (ce qui est très rare), on peut utiliser le signal de sortie pour « inhiber » la commande pendant la période, par une des entrées A ou B dont nous avons parlé plus haut, l'autre servant à la commande.

Comme dans tous les circuits intégrés, on ne loge pas de condensateur dans le silicium. La durée du signal est déterminée par un condensateur placé à l'extérieur du circuit et connecté à ce dernier par deux broches du circuit, ainsi qu'une résistance également extérieure.

Dans le cas des monostables intégrés TTL, la valeur de la résistance extérieure est limitée à 30 ou 50 k Ω , et il y a des précautions particulières à prendre si l'on veut employer un condensateur électrochimique dans la constante de temps. On limite donc la valeur maximale de la période, mais, en revanche, on arrive mieux à des signaux fort courts (25 ns) et à flancs plus raides.

A l'opposé, dans les monostables C-MOS, rien ne s'oppose à l'utilisation d'un condensateur électrochimique, ni à l'emploi de résistances allant à 10 M Ω si l'on veut. On peut donc obtenir des temps beaucoup plus longs.

Il peut être intéressant de réaliser un monostable par une association de deux portes « NAND » ou « NOR » à deux entrées (ou plus).

La figure 290 indique une réalisation possible en deux « NAND ». La commande doit être faite par une impulsion négative, partant du + alimentation. Le point (D) peut être porté au niveau logique 1, ou relié au point F.

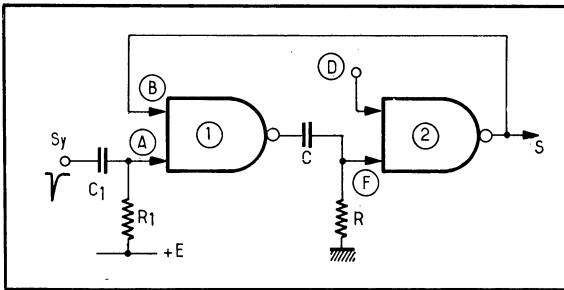


Fig. 290. — Réalisation d'un monostable au moyen de deux circuits « nand ». L'entrée (D) est maintenue au potentiel + (niveau logique 1), ou laissée en l'air, s'il s'agit de logique DTL ou TTL, ce qui revient au même. La résistance R est assez faible pour maintenir l'entrée (F) au niveau logique zéro, malgré le courant qui va de cette entrée vers la masse. Exemple de réalisation : deux circuits « nand » sur les quatre d'un SFC 400 E (Sescosem), $R = 390 \Omega$, $R_1 = 2,2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \text{ nF}$.

Si l'on réalise ce système avec des portes TTL, on est alors limité en valeur pour la résistance R à environ 500Ω et à $2\,000 \Omega$ pour les TTL « LS ». Si l'on emploie des portes C-MOS, il n'y a pas de limitations pour R .

Ce schéma fait avec des portes « NAND » se transpose facilement au cas de portes « NOR »; il faut alors déclencher le monostable avec un signal *positif* partant de zéro et allant vers le $+V_{dd}$, la résistance R_1 doit donc retourner à la masse, alors que la résistance R a son extrémité libre connectée au $+V_{dd}$ et non à la masse.

L'intérêt de l'emploi des portes « NAND » ou « NOR » pour réaliser un monostable tient à deux faits :

- ces portes sont plus courantes et plus faciles à trouver que les circuits intégrés monostables;
- il arrive souvent que l'on ait deux portes non utilisées dans un quadruple « NAND » et que l'on ait besoin d'un monostable, on peut ainsi le réaliser sans circuit supplémentaire.

Signalons également que l'on peut réaliser un monostable par emploi d'un amplificateur opérationnel (ou, de préférence, d'un comparateur) avec une réaction positive et une constante de temps. Mais le schéma est complexe et il n'y a pratiquement aucun avantage à procéder ainsi.

7. TRIGGER DE SCHMITT EN CIRCUITS INTÉGRÉS. On obtient un bon Trigger de Schmitt en utilisant deux portes « NAND » ou « NOR » montées avec une réaction positive comme l'indique la figure 291, utilisant des portes « NAND »

Les entrées (B) et (D) sont à porter au niveau logique 1, mais elles peuvent constituer, si on en a besoin, des « entrées d'inhibition ». On peut aussi relier entre elles les deux entrées du premier « NAND » et de même pour celles du second .

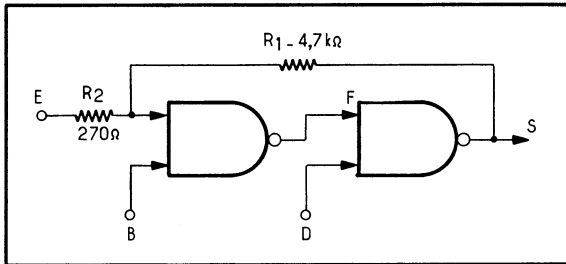


Fig. 291. — Réalisation d'un Trigger de Schmitt utilisant deux circuits « NAND » sur les quatre d'un SFC 400 E (Sescosem) ou d'un SN 7400 (Texas).

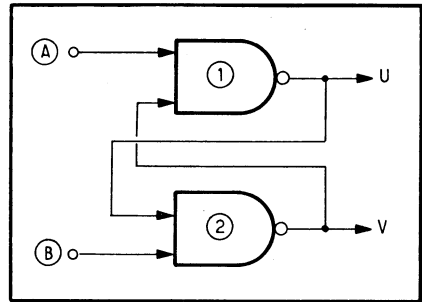
On remplace les « NAND » par des « NOR » en reliant les entrées inutilisées au niveau logique 0 (ou en reliant chacune à l'autre entrée de la même porte).

Dans le cas des portes TTL, la valeur de R_2 doit être limitée en dessous de 300Ω (on va jusqu'à $1\,500 \Omega$ pour les TTL « LS »). Avec des portes C-MOS, il n'y a pas de limitations de ce type : on peut réaliser un bon Trigger de Schmitt avec deux NANDS pris dans un circuit CD 4011 avec $R_2 = 220 \text{ k}\Omega$ et $R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$. Il est à noter que, dans le fonctionnement en Trigger de Schmitt, les portes C-MOS peuvent consommer un courant assez notable un peu avant le basculement, ce que l'on évite en les alimentant sous 5 à 6 V max.

Il existe des circuits intégrés réalisant directement la fonction « Trigger de Schmitt » sans éléments extérieurs, comme le 7413 (deux Triggers à quatre entrées) et le 74132 (quatre Triggers à deux entrées chacun). Ces Triggers sont présentés comme des portes « NAND » (ils peuvent être utilisés comme tels), donc, les entrées inutilisées sont à relier aux autres entrées utilisées, ou à porter au niveau logique 1.

8. **LES BISTABLES EN CIRCUITS INTÉGRÉS.** Nous avons vu (fig. 157) comment on faisait un bistable à deux commandes (dit « type R-S ») avec deux circuits « NOR ». La figure 292 indique comment on le réalise avec deux portes « NAND ». Les entrées (A) et (B) sont normalement toujours à l'état haut; une commande, portant momentanément une de ces entrées à l'état logique zéro,

Fig. 292. — Principe de base de la réalisation d'un bistable avec deux circuits « nand ». Les entrées (A) et (B) sont normalement au niveau logique 1; on agit sur l'état du bistable en ramenant momentanément à zéro le potentiel de celle des deux entrées (A) ou (B) qui correspond au « nand » dont la sortie est à zéro.



puis la ramenant à l'état haut, amène la sortie du « NAND » correspondant à l'état haut (à moins que cette sortie n'y soit déjà).

Dans de tels bistables, on ne doit pas agir simultanément sur les entrées (A) et (B), autrement dit, on ne doit pas appliquer un niveau bas sur ces deux entrées à la fois. Cette « interdiction » ne vient en aucune façon d'un danger éventuel pour le circuit : si l'on relie (A) et (B) à la masse en même temps, la seule conséquence est d'obtenir des niveaux hauts en même temps sur U et V. Mais, quand on ramène les entrées (A) et (B) au niveau haut, on ne peut pas du tout prévoir ce qui se passera pour les sorties U et V : cela dépend des vitesses de réponse des circuits.

Les bistables « R-S » (R comme « Reset » = remis à zéro et S comme « Set » = mis en état « travail ») sont à peu près les seuls qui soient encore réalisés par associations de portes « NAND » ou « NOR ».

Les autres types sont tous faits par des circuits intégrés spécialisés.

Le basculeur D

Le premier modèle est le « type D » (D comme « Delay » = retard) qui a (fig. 293) une entrée « D » et une entrée « horloge » (plus, généralement, une entrée S (ou « Preset », ou « 1 ») et une entrée R (ou « Reset » ou « 0 »).

Ce bistable fonctionne ainsi : quand on applique un niveau continu (haut ou bas) sur l'entrée D, la sortie Q prend ce niveau au moment où l'on agit par l'entrée « horloge » (ou CK comme « Clock »).

Par exemple, si l'on applique $D = 1$ (niveau haut), une commande d'horloge fait passer la sortie Q à l'état 1 (à moins qu'elle n'y soit déjà).

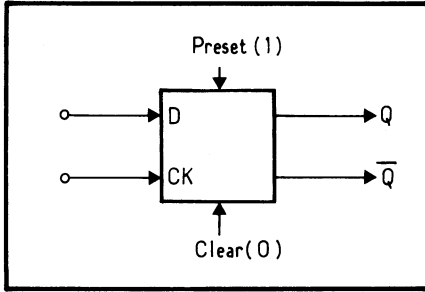


Fig. 293. — On utilise beaucoup le basculeur D, dans lequel la sortie Q prend l'état de l'entrée D après une action sur l'entrée horloge (entrée CK). Les entrées de prépositionnement permettent de mettre le basculeur dans l'état $Q = 0$ ou $Q = 1$, sans agir sur D ni sur CK.

On tend, de plus en plus, à utiliser, que ce soit pour les basculeurs D ou pour les autres types que nous verrons plus loin, une commande par l'horloge du type « edge triggered » (déclenchement par un flanc). Dans une telle commande, ce n'est pas le niveau de l'entrée horloge qui commande le basculement éventuel, mais son passage du niveau bas au niveau haut (ou le passage opposé, le constructeur le précise), ce qui offre de nombreux avantages.

Supposons que ce soit, par exemple, un flanc montant qui déclenche le basculement éventuel : le basculeur D ne tiendra compte, pour son état final, que de l'état de son entrée D pendant un certain temps, fort court, avant le flanc montant du signal appliqué à l'entrée CK. Ce temps (« preset time » = temps de pré-établissement) peut être d'une vingtaine de nanosecondes ou moins.

Certains basculeurs nécessitent le maintien de la tension en D pendant un certain temps après le flanc montant de la tension d'horloge (« hold time » = temps de maintien). Mais, le plus souvent, le « hold time » est nul.

Dans un tel basculeur, si l'on relie la sortie \bar{Q} à l'entrée D, on obtient un basculeur du type « T » (T comme transition), qui change d'état à chaque commande d'horloge.

Les entrées « Preset » et « Reset » (ou « Clear », ou « Reset », ou « 0 ») sont généralement prioritaires sur les entrées CK et D : en appliquant, par exemple, un niveau haut à l'entrée « Preset » (normalement maintenue au niveau bas), on « force » la sortie Q à 1 et \bar{Q} à zéro, quelles que soient les commandes appliquées à CK et à D.

Le basculeur J-K

Un autre type de basculeur, le plus « puissant » de tous par sa souplesse d'emploi, est le fameux « J-K ».

Il comporte une entrée « horloge » (ou CK), éventuellement des entrées « Preset » et « Clear », mais surtout deux entrées nommées J et K qui agissent comme suit :

Si l'on porte J et K à zéro, l'action de l'horloge est « inhibée », le basculeur reste dans l'état où il était avant l'arrivée du signal d'horloge ;

Si J et K sont au niveau haut tous les deux, on a alors un basculeur du type « T », qui change d'état à chaque commande d'horloge.

Si $J = 1$ et $K = 0$, le basculeur peut être sensible à l'action de l'horloge, mais uniquement s'il est, au moment où il la reçoit, dans l'état $Q = 0$, et Q passe alors à 1; si, à l'arrivée de l'horloge, on a déjà $Q = 1$, il ne se passe rien.

Enfin, si $J = 0$ et $K = 1$, le basculeur n'est sensible à la commande par l'horloge que si, au moment où elle se produit, il est dans l'état $Q = 1$ (il repasse alors dans l'état $Q = 0$). S'il est déjà dans l'état $Q = 0$, il ne se passe rien.

Comme pour les basculeurs D, les J-K existent en différentes réalisations, ayant, pour certains, une commande par le niveau de l'horloge (l'horloge doit effectuer un cycle complet de montée et de descente pour agir), et, pour d'autres, une commande par flanc ou « edge triggered ».

Par ces couplages entre différents bistables J-K, on arrive à une variété extraordinaire de possibilités. Ces dernières sont encore accrues si le basculeur a plusieurs entrées J et plusieurs entrées K : c'est le « produit logique » de ces entrées qui est pris en compte.

Il ne saurait être question ici de détailler la structure et les applications des différents basculeurs intégrés, mais, nous avons tenu à attirer l'attention des réalisateurs sur ces circuits qui, dans la grande majorité des cas remplacent avantageusement les basculeurs en transistors séparés.

Il y a quelques cas où la réalisation en transistors est préférable, par exemple si l'on désire des niveaux de sortie très élevés ou des courants de commande importants (par couplage entre deux MOS de puissance, par exemple).

Le plus souvent, un basculeur intégré permet beaucoup plus de réalisations qu'un ensemble en transistors. En outre, s'il est en type C-MOS, sa consommation hors des basculements est pratiquement nulle, ce qui est très intéressant pour les appareils portatifs.

9. COMPTAGE ASYNCHRONE ET SYNCHRONE. Le comptage binaire auquel il est fait allusion dans la page 280 est du type dit « asynchrone ». Cela signifie que les basculeurs se commandent les uns les autres, ne fonctionnant pas en synchronisme quand on souhaiterait qu'ils le fassent. Par exemple, si l'on arrive au nombre binaire 01111111 (127 en décimal) et que l'on envoie une nouvelle impulsion, c'est le basculeur des unités qui, en revenant à zéro, déclenchera le basculeur des dizaines. Celui-ci, en revenant à zéro, actionnera le basculeur des centaines, qui, en revenant à zéro, commandera celui des milliers... On voit que les temps de réaction s'ajoutent et que le basculeur des cent vingt-huitaines (qui doit passer de 0 à 1) ne prendra son état correct que lorsque les sept basculeurs qui le précèdent dans la chaîne auront ajouté leurs retards.

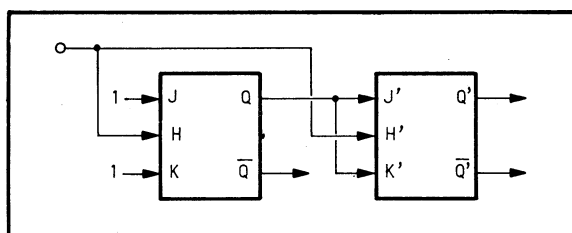
S'il s'agit de compter un certain nombre d'impulsions et d'afficher, une fois le comptage terminé, le résultat, ce retard n'a pas d'importance et l'on pourra très bien se contenter d'un compteur asynchrone. Mais, s'il est nécessaire de comparer à chaque instant le nombre binaire affiché sur les basculeurs à un nombre binaire donné, il faut que ces retards soient éliminés.

On doit alors réaliser un compteur binaire dit « synchrone ». Dans ce compteur, le basculement d'un bistable n'est pas commandé par le retour du précédent de l'état 1 à l'état zéro. Tous les basculeurs sont attaqués simultanément par une

même impulsion. Celle-ci est toujours appliquée au basculeur des unités (qui change d'état à chaque impulsion), mais, sur les autres basculeurs, elle n'est appliquée (ou active) que si tous les basculeurs qui précèdent dans la chaîne sont dans l'état 1.

Précisons ce point en envisageant un compteur synchrone par deux basculeurs seulement (fig. 263). Le premier basculeur est, nous le supposons, un J-K auquel on a appliqué $J = 1$ et $K = 1$; il change donc d'état à chaque commande en H. Le second, B_2 , a ses entrées J' et K' commandées par la sortie Q de B_1 . Il ne sera sensible à l'action de H' que si $J' = K' = 1$. Donc, si le premier basculeur est dans l'état repos ($Q = 0$), l'impulsion suivante agira bien sur B_1 (comme n'importe quelle impulsion), mais elle n'agira pas sur B_2 dont les entrées J' et K' sont à zéro. Seulement, B_1 ayant basculé, et appliqué, de ce fait, une tension 1 sur les entrées J' et K' de B_2 , ce second basculeur est devenu sensible à sa commande en H' . Lors de l'arrivée de l'impulsion suivante, il basculera *en même temps* que B_1 , B_1 passant au zéro et B_2 au 1.

Fig. 294. — Emploi de deux basculeurs J-K pour réaliser un comptage binaire dit « synchrone » à deux étages.



Si l'on veut réaliser un compteur synchrone à un nombre quelconque d'étages, on arrive au schéma de la figure 264. En ce qui concerne B_1 et B_2 , on retrouve le schéma de la figure 263. Mais, pour commander les J_3 et K_3 de B_3 , on utilise un circuit « et », E_1 , commandé sur une de ses entrées par la sortie Q_2 de B_2 , sur l'autre par la sortie Q_1 de B_1 . Il n'y aura donc 1 à la sortie de E_1 que si B_1 et B_2 sont tous deux dans l'état 1 ou état travail) : cela aura lieu après l'arrivée de l'impulsion n° 3. L'impulsion n° 4 agira donc sur B_3 en le faisant passer à l'état 1 *en même temps* qu'elle ramènera B_1 et B_2 à l'état zéro.

La sortie de E_1 vaut 1 si B_1 et B_2 sont dans l'état travail (état 1) donc la sortie de E_2 vaudra 1 si l'on a 1 sur ses deux entrées simultanément, soit :

- B_1 et B_2 à l'état 1;
- B_3 également à l'état 1.

C'est seulement lorsque cette configuration se présentera, soit après l'arrivée de la septième impulsion, que l'impulsion suivante sera active sur B_4 , dont les entrées J_4 et K_4 sont alors au 1.

A partir de l'attaque de B_3 , le montage est répétitif et peut être généralisé à un nombre quelconque d'étages.

On peut faire un compteur binaire synchrone sans utiliser de basculeur J-K. Il faut alors, à l'entrée de chaque basculeur, placer un « gate » (autrement dit une porte « et ») qui transmettra ou non à l'entrée du basculeur les impulsions de commande, suivant que la tension de commande que l'on applique à une entrée du gate (l'autre entrée étant attaquée par l'impulsion de commande) vaut 1 ou 0. On pourra, par exemple, utiliser la structure du schéma de la figure 264 : la sortie

de chaque circuit « et », par exemple E_2 , commandera une entrée du gate, l'impulsion de commande sera appliquée à l'autre entrée de ce gate, sa sortie agira sur l'entrée de commande de B_4 .

Rappelons que l'utilisation du comptage synchrone n'est nécessaire que dans certains cas spéciaux. La plupart du temps, le comptage classique asynchrone suffit.

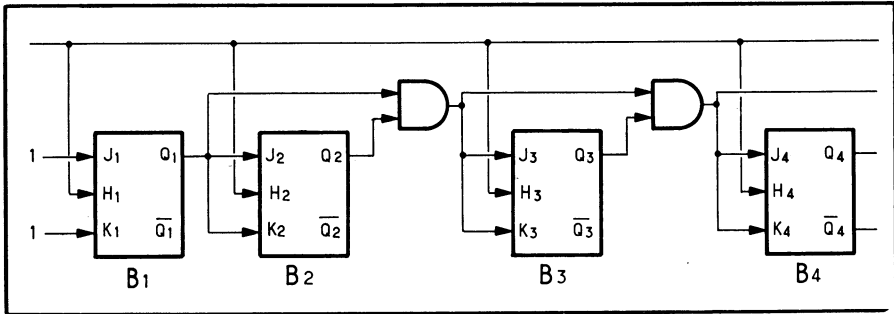


Fig. 295. - Si l'on veut réaliser un compteur binaire synchrone à plus de deux étages, il faut employer des circuits « et ». Le montage est répétitif à partir de B_3 : chaque basculeur n'est sensibilisé à l'impulsion commune de commande (en recevant 1 sur ses entrées J et K) que si tous les basculeurs qui le précèdent ont été amenés dans l'état travail par l'impulsion précédente. (Les deux circuits « et » sont, de gauche à droite,

10. **DÉCADES EN CIRCUITS INTÉGRÉS.** La meilleure solution actuellement pour faire des décades, sauf cas tout à fait spéciaux, consiste à utiliser les circuits intégrés spécialisés.

A titre d'indication des possibilités des basculeurs J-K, nous donnons ici (fig. 296) la structure utilisée pour la réalisation de la décade 7490.

Comme on voit, le basculeur de tête, A, est indépendant. Il compte donc normalement par 2. C'est le groupe des basculeurs B, C et D qui doit donc compter par cinq, ce à quoi l'on arrive par les couplages agissant sur les entrées J_{D1} et J_{D2} du basculeur D (il y a deux entrées J, c'est le « produit logique » des deux entrées qui agit comme entrée J sur D) et sur l'entrée J_B du basculeur B.

Négligeons pour le moment les commandes venant des portes « NAND » N_0 et N_9 et admettons que nous partions de l'état où les sorties B, C et D sont toutes au niveau zéro.

Les entrées « en l'air » sont supposées au niveau logique 1, comme c'est l'habitude sur les circuits TTL.

Le basculeur de tête est normalement couplé, par sa sortie A, à l'entrée BD du groupe A, B, C.

Le premier signal, arrivant en BD, agit uniquement sur B car ce basculeur a son entrée $J_B = 1$ (par le \bar{Q}_D) et K son entrée K_B au niveau 1 aussi. Il n'agit pas sur D, car les deux entrées J et D sont au zéro (une seule suffirait).

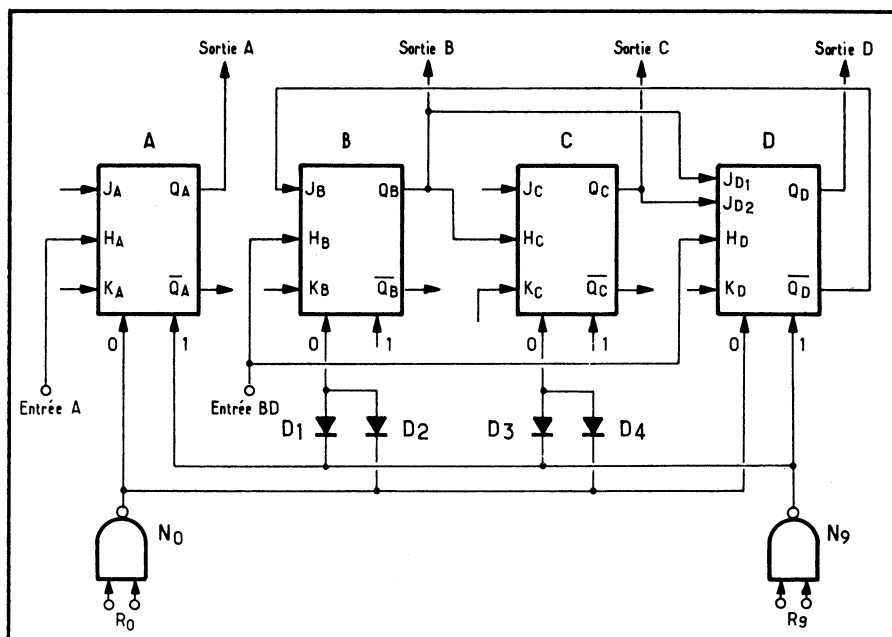


Fig. 296. — Structure logique de la décade en circuit intégré type SN 7490 (Texas), dont le fonctionnement est analogue à celui de la décade Rochar.

La sortie Q_B passe au niveau haut, ce qui n'est pas suffisant pour basculer C, qui nécessite, sur son entrée horloge H_C , un signal montant suivi d'un signal descendant (le basculement a lieu lors du flanc descendant du signal en H, comme pour les trois autres basculeurs).

Le deuxième signal « complet » (montée puis descente) arrivant en BD agit de nouveau sur B, puisque \bar{Q}_D est toujours à 1. La sortie B retombe de 1 à zéro, ce qui provoque le basculement de C, la sortie C passe donc de 0 à 1. Ce signal n'agit pas sur D, car, au moment où il se produit, l'entrée J_{D2} est à zéro.

Le troisième signal en BD agit sur B seul, faisant repasser la sortie B au 1; il n'agit pas sur C, ni sur D car, au moment où il se produit, l'entrée J_{D1} est à zéro.

Maintenant, les sorties B et C sont au 1. Il y a donc 1 sur les deux entrées J et D. Mais Q_D est toujours à zéro, \bar{Q}_D à 1.

Le quatrième signal en BD va agir sur les trois basculeurs.

Il agit sur B, ramenant la sortie B de 1 à 0 puisque \bar{Q}_D était nul au moment du signal. Il agit sur C puisque la sortie B repasse de 1 à zéro. Il agit sur D puisque ses deux entrées J sont au 1 au moment du signal.

Donc, après ce signal, les sorties B et C sont au zéro, la sortie D est à 1. La sortie \bar{Q}_D est donc passée à zéro.

C'est la raison pour laquelle le cinquième signal en BD n'agira pas sur B, puisque son entrée J est à zéro. Il n'y aura pas de signal sur l'entrée H de C, la sortie C va donc rester à 0.

Mais, comme il y a zéro sur les deux entrées J et D et 1 sur son entrée K et que D est dans l'état où sa sortie Q est à 1, le cinquième signal en BD va agir sur D (et sur D seulement), ramenant la sortie D au zéro. On est donc revenu à l'état initial, cela après cinq signaux complets en BD.

On voit que l'ensemble B, C et D compte bien par cinq.

Quand la décade fonctionne normalement, c'est-à-dire avec la sortie A reliée à l'entrée BD il faut donc considérer la sortie A comme sortie des unités, la sortie B comme celle des « deuxaines », la sortie C étant celle des « quatraines » et D celle des « huitaines ».

On voit que la sortie A change de niveau à chaque signal complet appliqué en H_A (nommé quelquefois A_i , l'indice i pour Input = entrée). Au cours d'un comptage de dix signaux en H_A , nous aurons donc la sortie A cinq fois à l'état zéro et cinq fois à l'état 1.

La sortie B sera haute entre l'impulsion n° 2 et l'impulsion n° 4, puis haute une deuxième fois entre l'impulsion 6 et l'impulsion 8, La sortie C sera haute de l'impulsion 4 à l'impulsion 8. Pour ce qui est de D, elle sera haute de l'impulsion 8 à l'impulsion 10.

Si l'on veut compter par un nombre supérieur à 10, on utilise la sortie D comme commande H_A de la décade des dizaines.

En appliquant un niveau haut simultanément aux deux entrées R_0 , on remet la décade dans l'état de départ (toutes les sorties au zéro). Si on applique le niveau haut aux deux entrées R_9 , ce sont les basculeurs B et C qui sont remis au zéro, alors que A et D sont mis au 1 : cet état correspond à la valeur 9.

Autres décades.

On tend maintenant de plus en plus à pousser le taux d'intégration. Dans les décades du type C-MOS, par exemple, on réalise couramment la double décade CD 4518 dans un seul boîtier, avec, en plus, la possibilité de choisir le type de commande : il y a, pour chaque décade, deux entrées, une « CK » (Clock = horloge) et une EN (Enable = autorisation).

Si l'on connecte l'entrée « Enable » au niveau haut, la commande de la décade se fera sur les flancs montants de l'entrée « CK ». A l'opposé en appliquant un niveau bas sur l'entrée CK, la commande se fera sur les flancs descendants de l'entrée « Enable » (la décade est du type « edge triggered »).

Dans d'autres décades, on peut disposer d'un « préaffichage ». Au lieu de remettre simplement la décade dans l'état zéro au début du comptage, on peut la mettre dans n'importe lequel des dix états qu'elle peut prendre normalement au cours du comptage. On dispose, dans ce but d'entrées de « prépositionnement », A_i , B_i , C_i et D_i et d'une entrée de « charge » (Load). Lorsque l'on applique un signal de niveau correct à l'entrée « load », les entrées de prépositionnement sont comme déconnectées, et la décade fonctionne normalement. Mais, avec un signal de polarité différente sur « load », on force la décade à prendre l'état exprimé en code binaire sur les entrées de prépositionnement. Par exemple, si l'on applique un niveau bas sur D_i et haut sur les trois autres, ce qui correspond à : $1 + 2 + 4 = 7$ la commande « load » met la décade dans l'état n° 7 (sorties A, B et C hautes, sortie D basse). La première impulsion de commande qui suit la fera passer à l'état n° 8, la suivante à 9, etc.

En plus de ce « prépositionnement », les décades modernes ont souvent une commande de « sens », nommée « up/down » (haut/bas). Suivant la polarité de cette entrée la décade :

- compte normalement, les états se succédant en croissant, de l'état 0 à l'état 1, du 1 au 2... du 8 au 9 et du 9 de nouveau à zéro (c'est le régime « up »);
- « décompte », c'est-à-dire fait se succéder les états dans le sens décroissant, passant, par exemple, de l'état 2 à l'état 1, du 1 au 0, du 0 au 9.

On cumule souvent, dans un circuit intégré, les avantages de la décade « up/down » (ou décade « réversible ») avec ceux de la décade « prépositionnable ».

Enfin, on commence maintenant à grouper, dans des circuits à haut taux d'intégration, des ensembles de décades (jusqu'à 6 ou 8 dans le même boîtier), avec des mémoires tampon d'affichage, plus un décodeur capable de commander directement un afficheur 7 segments, plus un multiplexeur, pour éviter d'avoir un nombre de broches prohibitif sur le circuit (il y a même souvent d'autres avantages dans ces circuits, comme le prépositionnement, une détection de passage par une valeur choisie, etc.).

La plupart des décades intégrées en technologie C-MOS, si intéressantes pour leur faible consommation à faible fréquence, peuvent compter des impulsions allant à 4 ou 6 MHz, certaines vont à 10 MHz. Les décades TTL du type LS vont à 25 ou 30 MHz. Les décades en technologie ECL permettent d'atteindre des vitesses de comptage de 200 à 400 MHz en réalisation relativement économique, et on va jusqu'à 1 500 MHz, ou 1,5 GHz avec des circuits plus poussés.

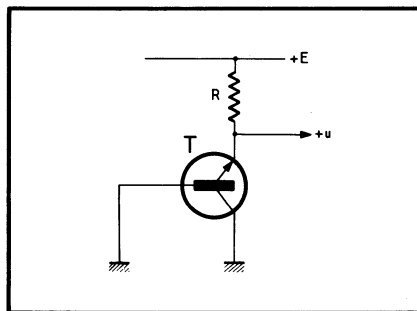
11. *UTILISATION DE TRANSISTORS EN DIODES ZENER.* Quand on désire une tension Zener de l'ordre de 7 à 8 V, on peut utiliser la jonction base-émetteur d'un transistor en diode Zener. Les résultats sont très bons dans le cas où l'on emploie, dans ce but, un transistor du type « planar », dont le coude Zener de la jonction base-émetteur est très brusque, même à petit courant.

Bien entendu, puisqu'il s'agit d'un transistor du type silicium *n-p-n*, on polarise positivement l'émetteur par rapport à la base.

Il est bon de limiter la dissipation de puissance à une cinquantaine de milliwatts (8 V, 6 mA par exemple) pour ne pas faire trop chauffer la jonction.

Comme le montre la figure 297, on relie alors la base à la masse et le collecteur aussi. Cette dernière connexion n'est d'ailleurs pas indispensable.

Fig. 297. — Ce transistor est utilisé comme diode Zener : sa jonction émetteur-base, polarisée en inverse, fonctionne en régime Zener. La base est connectée à la masse; on peut y connecter le collecteur, mais cela n'est pas indispensable.



On a proposé, à tort (l'auteur l'a fait) de relier à la masse le collecteur de T seulement, en laissant la base en l'air, pour compenser, par la jonction base-collecteur, utilisée dans le sens direct, le coefficient de température de la diode Zener constituée par l'espace émetteur-base. Il ne faut pas le faire, car il peut y avoir un « effet transistor inverse » (en permutant émetteur et collecteur), qui peut donner un effet d'avalanche et une zone à résistance négative.

12. *ALIMENTATION RÉGULÉES INTÉGRÉES.* Sauf dans certains cas particuliers, on préfère souvent utiliser, pour réaliser de bonnes alimentations régulées, utiliser des circuits intégrés, seuls ou accompagnés de transistors extérieurs.

Principe général

En effet, on intègre fort bien, dans le schéma général de la figure 231, la source de tension de référence, l'amplificateur de comparaison et les dispositifs éventuels de sécurité. On intègre plus difficilement le transistor « ballast » de puissance et les résistances stables qui définissent la tension de sortie, mais on y arrive cependant.

On assiste donc, en ce qui concerne les alimentations intégrées, à l'apparition de deux familles :

- les modèles très adaptables, prévus généralement pour une petite puissance, nécessitant souvent un « ballast » extérieur pour réguler des intensités importantes;
- les modèles dits « monolithiques », où tout est intégré, y compris un « ballast » souvent assez important, mais qui n'ont aucune « souplesse » d'adaptation : un circuit est prévu par exemple, pour donner une tension régulée de 8 V, pas plus ni moins.

Comme exemple de modèle adaptable, nous citerons surtout, comme particulièrement caractéristique, le μA 723, ou SFC 2723.

Il comporte (fig. 298), alimentés tous les deux par les bornes V_s+ et V_s- : une source de tension de référence REF, qui donne une tension étalon de l'ordre de 7 V par rapport à V_s- , et un amplificateur d'erreur A. Il y en a, en plus, un transistor « ballast » intérieur, T_1 , et un transistor de limitation de courant, T_2 .

Emplois du μA 723

Si l'on veut utiliser ce circuit comme une alimentation régulée complète sans élément actif extérieur, on le fait par le montage de la figure 299. Les résistances R_1 et R_2 jouent le même rôle que sur la figure 231. La résistance r sert à la limitation de courant : quand l'intensité I qui traverse le transistor ballast intérieur dépasse une valeur telle que

$$r \times I = 0,6 \text{ V}$$

Le transistor T_2 devient conducteur et dérive donc une partie du courant de sortie de A, courant qui, normalement, commande la base de T_1 . On empêche donc l'intensité de dépasser cette valeur critique, exactement comme sur la figure 238.

Avec le montage utilisé, la tension régulée ER est au moins égale à la référence, soit 7 V.

La dissipation de puissance dans T_1 ne peut guère dépasser 0,5 W ce qui limite le courant régulé à 30 mA, par exemple, s'il y a 29 V de tension non régulée (entre V_s+ et V_s-) et 12 V de tension régulée ER, car cela donne environ 17 V de tension collecteur-émetteur pour T_1 .

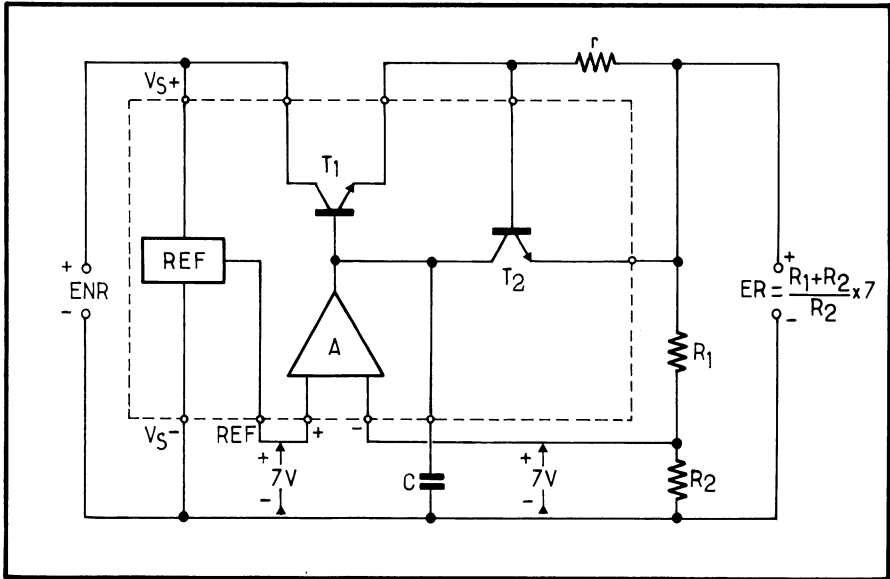


Fig. 298. — Un exemple de circuit intégré très adaptable pour réaliser des alimentations stabilisées est le μA 723 ou SFC 2723. Les différents éléments, y compris le « ballast » intérieur, T_1 , sont peu interconnectés, ce qui donne une grande souplesse d'emploi.

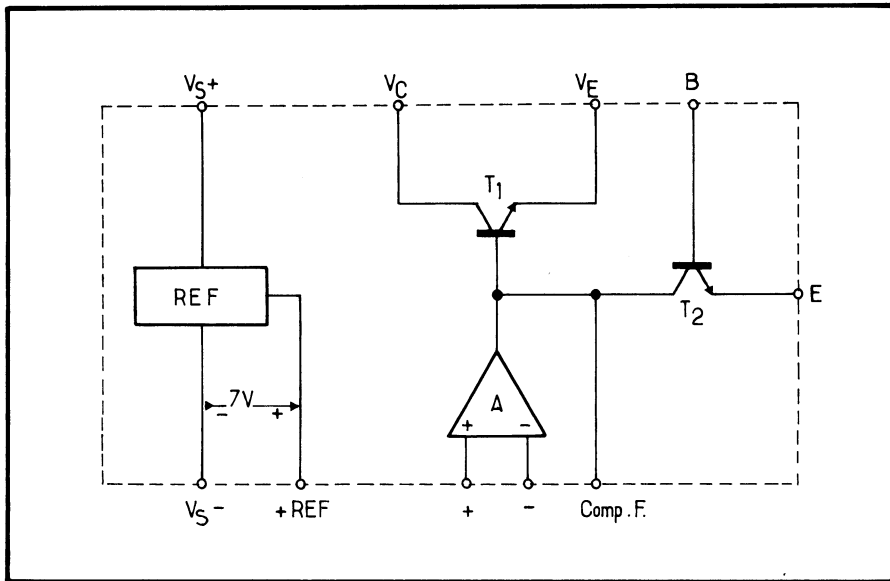


Fig. 299. — Pour utiliser le circuit intégré de la figure précédente sans ballast extérieur, on le monte comme indiqué ci-dessus. La résistance r détermine le courant maximal de court-circuit (on protège ainsi le ballast intérieur), les résistances R_1 et R_2 déterminent la tension de sortie.

Si l'on veut obtenir plus de courant, on peut utiliser le montage de la figure 300. Le transistor ballast extérieur, T_3 , est monté en « pseudo-Darlington » avec le ballast intérieur T_1 . Comme dans le montage précédent, le condensateur C (1 nF ou moins) sert à la stabilisation dynamique de l'ensemble : il ne faut pas oublier qu'une alimentation stabilisée du type de la figure 231 correspond à un fonctionnement en boucle fermée avec un « gain de boucle » important : les déphasages intempestifs dus aux éléments actifs ont vite fait de faire entrer le tout en oscillation haute fréquence.

Si l'on voulait encore plus de courant, on pourrait utiliser T_3 de la figure 300 comme commande de base d'un transistor de puissance sur un bon radiateur. Avec un seul $p-n-p$ extérieur, comme sur la figure 300, on va facilement à une dissipation de 20 W dans T_3 et à des courants de 0,3 A. Si on ajoute un transistor de plus, on arrive à plus de 6 A.

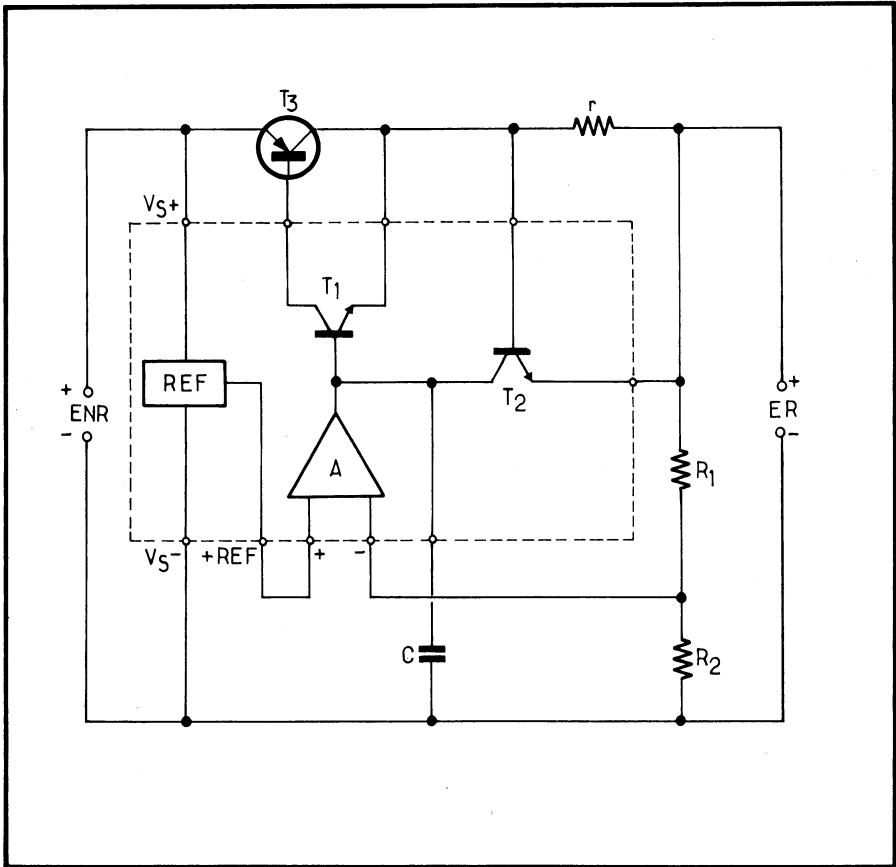


Fig. 300. — Pour obtenir un courant régulé plus fort qu'avec le montage de la figure précédente, on utilise le ballast intérieur du circuit intégré, T_1 , pour constituer, avec le transistor de puissance extérieur, T_3 , un étage dit « pseudo-Darlington ».

Un avantage sérieux de l'utilisation d'un circuit comme le μA 723 est qu'il comporte un minimum d'interconnexions internes. Il est donc très adaptable. En particulier, avec des branchements différents, il se prête fort bien à la réalisation d'une alimentation stabilisant une tension négative, dans laquelle le V_{s+} est le pôle positif commun à la tension non stabilisée ENR et à la tension stabilisée ER. On peut même utiliser ce circuit pour commander une régulation du type « shunt », dans laquelle un transistor de puissance joue un peu le rôle d'une diode Zener de grande puissance.

La tension de référence de 7 V de ce circuit ne constitue nullement une limite inférieure pour la tension régulée. Il suffit de diviser la tension de référence par un diviseur de tension à deux résistances pour permettre la stabilisation d'une tension de sortie de 5 ou même 4 ou 3 V.

Les stabilisateurs « monolithiques »

C'est une technique tout à fait différente que nous trouvons dans les circuits de régulation dits « monolithiques ». Ils ne comportent que trois connexions, dont une est le boîtier. Ils se présentent tout à fait comme des transistors de puissance, mais ils contiennent tout ce qui est nécessaire pour donner une tension de sortie stabilisée, avec une limitation de courant, et même une limitation thermique : si la température de la « puce » de silicium s'élève trop, le circuit disjonctivement et ne recommence à fonctionner que lorsque la température est redescendue largement en dessous de la valeur qui a provoqué la disjonction.

Quand on utilise, par exemple, un circuit 78 HV 12 (Signetics-Philips), on sait que la tension de sortie sera comprise entre 11,5 et 12,5 V, dès que la tension d'entrée non régulée sera supérieure à 15 V (et inférieure à 60 V). On ne peut ni régler la valeur de la tension de sortie (certains schémas ont été donnés dans le but de permettre ce réglage, mais les résultats sont souvent décevants), ni régler l'intensité à laquelle le limiteur de courant entre en action.

On ne peut non plus utiliser ce régulateur en type « tension négative ». Ce dernier point peut sembler bizarre : une fois que l'on dispose de la tension de sortie de 12 V régulés, rien n'empêche d'en connecter le pôle positif à la masse, ce qui donne du -12 sur l'autre pôle.

C'est faisable, mais on ne peut ainsi utiliser une même alimentation non stabilisée pour alimenter plusieurs régulateurs négatifs, ayant, par exemple, des tensions de régulation différentes. Pour que cela soit possible, il faut que le régulateur monolithique soit prévu pour fonctionner en « négatif », c'est-à-dire dans un montage où c'est le pôle positif qui est commun à la tension non stabilisée ENR et à la tension stabilisée ER.

Donc, pour chaque tension (5 V, 6 V, 8 V, 9 V, 12 V, 15 V, 24 V), nous aurons deux modèles de régulateur (au moins, et probablement beaucoup plus si l'on tient compte des gammes de courant). (voir page 409)

On paye donc l'immense simplicité d'utilisation (trois fils à brancher et c'est tout) d'un manque de souplesse et d'une multiplication abusive des modèles.

Signalons que les circuits intégrés « adaptables », comme le μA 723, contrairement aux « monolithiques », se prêtent fort bien à la réalisation d'alimentations stabilisées dites « à découpage », dont on parle de plus en plus.

Les alimentations « à découpage »

Ces alimentations ont l'immense mérite d'avoir un bon rendement ce qui n'est pas le cas des modèles classiques à ballast série : quand on consomme 4 A à une tension régulée de 6 V, obtenue à partir d'une tension non régulée de 30 V, la consommation de courant sur 30 V est aussi de 4 A : il y a donc 20 % de la puissance fournie par ENR qui est utilisée réellement, et 80 % qui est dissipée dans le ballast.

Le principe de l'alimentation à découpage est d'utiliser une commutation rapide dans un transistor de puissance, sur un bobinage servant à la récupération, grâce à l'emploi d'une diode de récupération.

On arrive ainsi à des rendements forts intéressants : pour avoir, par exemple, 4 A sous 6 V régulés, on ne consommera que 1 A à la source de 30 V non régulé, soit un rendement global de 80 %, au lieu des 20 % de l'alimentation à ballast.

Toutefois, nous précisons que, si le principe est séduisant, la réalisation d'une telle alimentation est hérissée de difficultés. Les ennuis dus à la commutation de charges inductives, les pertes dans le bobinage, dans le transistor de commutation, les dangers de destruction des éléments, les problèmes de rayonnement parasite de haute fréquence, tout cela fait que, de la théorie à la pratique, il y a bien loin.

Ce type d'alimentation devient particulièrement intéressant dans certaines applications où l'on redresse directement le 220 V alternatif, ce qui donne du 300 V continu environ. A partir de ces 300 V continus, on réalise une alimentation en convertisseur continu-continu, donnant, par exemple, du 12 V sous fort débit. Le transformateur que l'on utilise dans ce convertisseur, fonctionnant à 15 ou 20 kHz (plus encore avec les MOS de puissance), peut être très petit, léger et d'un bon rendement. Mais la difficulté de réalisation atteint alors des sommets ... inquiétants. On ne doit se lancer dans une telle entreprise que si l'on est un habitué de ces questions, rompu à la manipulation des transistors de puissance dans les circuits inductifs les plus compliqués, ayant de nombreuses années de pratique, et une connaissance approfondie des moindres problèmes technologiques (car ces derniers viennent encore s'ajouter aux problèmes techniques complexes).

13. ALIMENTATION A MONTÉE PROGRAMMÉE. L'utilisation d'un disjoncteur dans une alimentation stabilisée peut en rendre l'emploi malaisé en raison du fonctionnement intempestif du disjoncteur lors de la mise en route de l'alimentation. En effet, si le montage alimenté comporte, en parallèle sur lui, un condensateur de forte capacité, ce dernier se charge très vite lors de l'application de la tension au montage. L'intensité de charge est souvent suffisante pour faire fonctionner le disjoncteur.

On peut supprimer cet inconvénient (ainsi que d'autres qui peuvent résulter d'une montée trop rapide la tension stabilisée lors de la mise en route) par l'emploi du montage de « montée programmée ». Il s'agit d'un montage (faisant l'objet d'un brevet de l'auteur), dont le but est de faire en sorte que, lors de la mise en route de l'alimentation, la tension de sortie croisse suivant une loi linéaire avec la vitesse que l'on désire.

Le schéma de ce système est indiqué sur la figure 301, sur laquelle nous avons supposé, pour ne pas surcharger le schéma, qu'il s'agissait d'une alimentation stabilisée d'un type très simple, sans limiteur ni disjoncteur. Elle comporte simplement une diode Zener de référence Z, un amplificateur de tension d'erreur T₃,

commandant le transistor ballast T_1 par l'étage Darlington T_2 . Le condensateur C_1 a pour but de supprimer l'éventuel accrochage H.F. de l'ensemble de régulation.

Le système de programmation comporte, comme éléments essentiels, C_2 , R_5 , D_1 et T_4 .

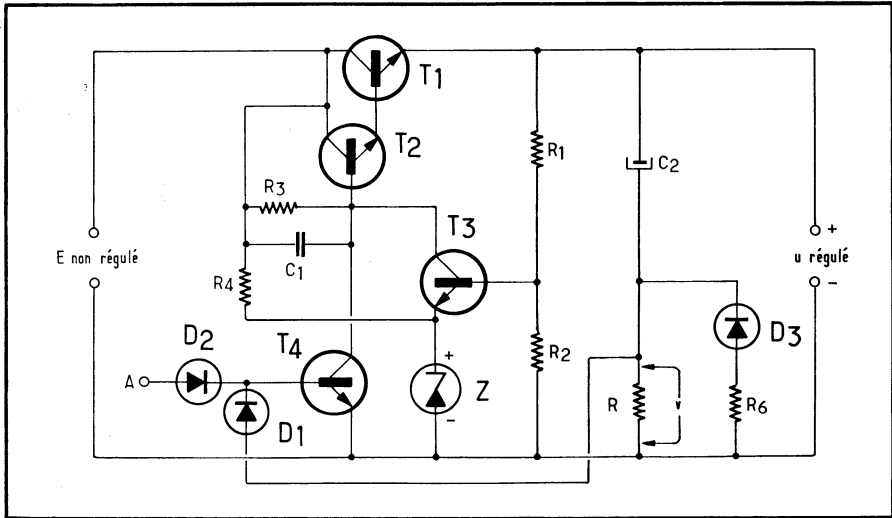


Fig. 301. — Montage dit « de montée programmée », limitant la vitesse de montée de la tension régulée lors de la mise en route. (La résistance notée R est, en fait, la résistance R_5 .)

Son fonctionnement est facile à comprendre. Le transistor T_4 est normalement bloqué; s'il vient à être saturé, il amène à zéro le potentiel de la base de T_2 , empêchant tout courant de passer dans T_2 , donc dans T_1 . Si T_4 n'est que partiellement débloqué, il réduit la tension de sortie.

Lors de la mise en route, la tension de sortie U augmente. La quasi-totalité de cette tension se retrouve aux bornes de C_2 . Ce dernier se charge donc, le courant de charge de C_2 étant :

$$i = C_2 \frac{dU}{dt}$$

Ce courant passe dans la résistance R_5 et provoque l'apparition à ses bornes d'une tension (faible par rapport à U) qui vaut donc :

$$v = C_2 R_5 \frac{dU}{dt}$$

Tant que cette tension reste inférieure à 1,2 V, la somme des tensions de seuil de déblocage de la diode D_1 et du transistor T_4 n'est pas atteinte, et T_4 reste bloqué. L'alimentation fonctionne donc normalement.

Mais, si la vitesse de montée de U tend à dépasser une valeur telle que la tension v , proportionnelle à cette vitesse, dépasse 1,2 V, le transistor T_4 commence à se déblocquer. Ceci vient empêcher la croissance de U , ou, plus exactement, en limiter la vitesse à une valeur préalablement fixée, ne dépendant que de $C_2 R_5$.

Si, par exemple, $C_2 = 100 \mu\text{F} = 10^{-4} \text{ F}$, à une vitesse de montée de U valant $\frac{dU}{dt} = 10 \text{ V/s}$ correspond un courant I de 10^{-3} A soit 1 mA . Si la résistance R_5 vaut $1,2 \text{ k}\Omega$, T_4 se déblocquera dès que la vitesse de montée de U dépassera 10 V/s . En prenant $RI = 4,7 \text{ k}\Omega$, ce sera la vitesse de montée $\frac{dU}{dt}$ de $2,5 \text{ V/s}$ environ qui correspondra au début du déblocage de T_4 .

On constate alors que la tension de sortie monte exactement suivant le rythme qui a été choisi, correspondant au début du déblocage de T_2 , soit d'une façon parfaitement linéaire. Suivant que l'on dispose de plus ou moins de temps pour que la tension de sortie ait sa valeur définitive, on prendra une montée plus ou moins lente.

La diode D_3 a pour but de permettre une décharge un peu plus rapide de C_2 lors de la coupure de la tension. La résistance R_6 limite l'intensité crête qui pourrait passer dans la diode D_3 en cas de court-circuit de la tension de sortie.

La diode D_2 ne fait pas partie du système de montée programmée. Elle permet d'utiliser le transistor T_4 à deux fins. En effet, ce transistor sert essentiellement à la montée programmée, mais, s'il est saturé par du courant envoyé à sa base par une autre source, il coupe la tension de sortie de l'alimentation. Il peut donc être l'élément commandé par le bistable du disjoncteur, ou par l'amplificateur du limiteur. On envoie alors le courant commandant la coupure de la tension de sortie au point A. La diode D_2 constitue, avec la diode D_1 un circuit « ou », permettant d'utiliser ainsi le transistor T_4 pour deux buts différents.

En fonctionnement normal, une fois la tension de sortie atteinte, le transistor T_4 ne joue plus aucun rôle, il est simplement bloqué.

Signalons que l'on peut très bien supprimer la diode D_3 et la résistance R_6 : il faut simplement renoncer à la montée programmée dans le cas où l'on remet en route l'alimentation tout de suite après l'avoir coupée.

14. LA « POULIE » (OU « MIROIR ») A COURANT. Un étage L.T.P. comme celui de la figure 72 permet un passage de dissymétrique à symétrique. Il est souvent suivi d'un autre étage symétrique, quelquefois de deux.

Mais, quand on veut repasser au dissymétrique, on peut utiliser un seul des transistors de l'étage symétrique de sortie : on emploie donc la variation de courant collecteur de ce transistor. Suivant le transistor pris dans l'étage, on aura un gain positif ou négatif.

En procédant ainsi, on perd deux avantages de la symétrie :

1° On « perd » les variations en sens opposé du courant collecteur de l'autre transistor de l'étage;

2° On n'est plus protégé contre les signaux parasites qui font varier simultanément les courants collecteur des deux transistors, mais sans faire varier leur différence.

Il est donc utile de disposer en sortie d'un courant égal à la différence des courants collecteur des deux transistors de l'étage.

C'est ce que l'on peut obtenir par le montage de la figure 302.

Le courant I_1 du transistor T_1 passe par la résistance R_1 et par la diode D. Il y a, aux bornes de R_1 , une chute de tension RI_1 (R est la valeur commune de

R_1 et de R_2). Aux bornes de D , il y a une tension V_d . Donc, le point (A) se trouve à une tension $E - RI_1 - V_d$.

Comme, entre la base du transistor T_3 et son émetteur, il y a aussi une tension V_d , le point (B) se trouve à un potentiel supérieur de V_d à celui du point (A).

Il y a donc une tension RI_1 aux bornes de la résistance R_2 , dont la valeur est aussi R . Le courant émetteur de T_3 est donc $RI_1/R = I_1$.

Le courant collecteur de T_3 , pratiquement égal à son courant émetteur, est donc pratiquement égal à I_1 . Le transistor T_3 joue donc le rôle d'un « renvoi de courant », d'où son nom de « poulie à courant » ou de « miroir de courant ».

Dans la connexion allant vers (D), on trouve donc un courant $I_1 - I_2$, ce qui était le but cherché.

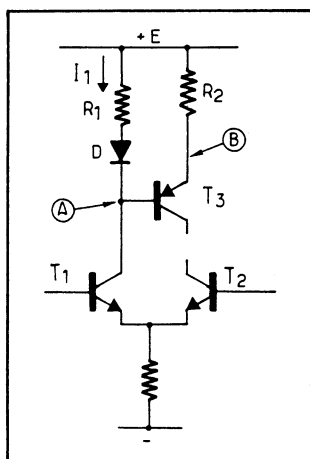


Fig. 302. — Schéma du « miroir de courant ».

On peut, dans ce montage, donner à R_1 et R_2 des valeurs différentes. Alors le « miroir » à courant est un « miroir grossissant », car on peut obtenir un courant dans T_3 , par exemple, qui soit le double (ou le triple) exactement du courant dans R_1 , si R_2 vaut $R/2$ (ou $R/3$).

On emploie aussi ce « miroir » pour donner des « images multiples » en utilisant la chute de tension dans R_1 et D pour « piloter » les bases de plusieurs transistors $p-n-p$ analogues à T_3 , fournissant chacun un courant collecteur qui soit une « image » du courant dans R_1 : on trouve ce genre de réalisation dans de nombreux circuits intégrés linéaires, pour alimenter les collecteurs d'étages amplificateurs par des sources de courant, permettant d'obtenir des gains considérables, si l'étage est chargé par un autre étage à grande impédance d'entrée.

15. **MULTIVIBRATEUR ASTABLE RÉALISÉ AVEC UN TRIGGER DE SCHMITT INTÉGRÉ.** Il existe, comme nous l'avons vu à la fin de l'additif 8, des circuits intégrés double ou quadruple Trigger de Schmitt (74 LS13 pour le double, 74 LS12 pour le quadruple). On peut alors réaliser des oscillateurs astables très simples, utilisant le montage dit « oscillateur Charbonnier », que nous avons décrit à propos des montages à tubes.

Le montage est celui de la figure 303. Le second Trigger de Schmitt, (2), n'est pas indispensable, il sert simplement à mettre en forme les signaux du premier (qui sont déjà assez rectangulaires, mais le palier bas et surtout le palier haut ne sont pas parfaitement horizontaux).

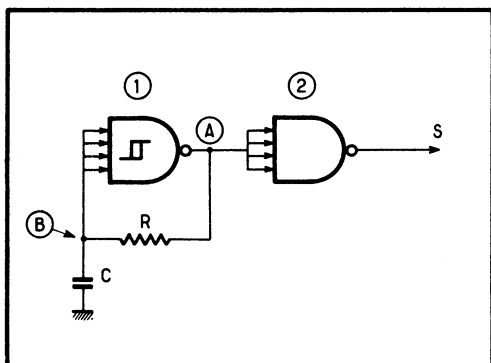


Fig. 303. — Application au Trigger de Schmitt intégré du montage « Oscillateur Charbonnier », qui fournit des signaux rectangulaires. Le second Trigger (2), non indispensable, sert à parachever la mise en forme des signaux.

Supposons que, au départ, le point (A) soit à potentiel haut (ce que signifie que le point B est arrivé à un potentiel plus bas que le seuil bas, a , du Trigger). Il y a donc un courant qui part de (A) et va charger C. Le potentiel du point (B) monte progressivement, jusqu'à ce qu'il dépasse le seuil haut, b du Trigger. Il y a basculement de ce dernier et le potentiel du point (A) tombe presque à zéro.

Le courant dans R s'inverse et le potentiel de (B) se met à descendre progressivement, jusqu'à ce qu'il arrive en dessous du seuil bas, a , du Trigger. Ce dernier rebascule, faisant monter brusquement le potentiel de (A) à sa valeur élevée.

Comme nous l'avons vu à propos du montage de la figure 254 (p. 379), la valeur de la résistance R est limitée à environ 400Ω . Le condensateur C peut être du type électrochimique, il n'y a pas de limite supérieure à sa valeur.

Ce montage, très simple, permet de réaliser un multivibrateur qui démarre toujours et qui permet d'obtenir des signaux depuis 100 Hz jusqu'à une dizaine de mégahertz.

Si le Trigger de Schmitt est réalisé avec des portes C-MOS, qui ont une très grande impédance d'entrée, la valeur de R n'est plus limitée à 400Ω . On peut utiliser plusieurs mégohms, et l'on descend alors à une fréquence d'oscillation très basse si on le souhaite.

De toutes façons, pour réaliser un multivibrateur intégré, la meilleure solution est le fameux circuit « 555 », comportant un basculeur bistable et deux comparateurs, dont les schémas d'applications en monostable et astable se trouvent dans toutes les notices de constructeurs.

APPENDICES

1. — TRANSFORMATION DES PARAMÈTRES

1. Passage des r_e , r_c , r_b et r_m aux h

Quant on connaît les paramètres en r , donnés quelquefois par d'anciens recueils, il est bon de les transformer en paramètres en h . Nous indiquerons ici uniquement les formules permettant d'obtenir, à partir des paramètres r , les paramètres en h valables pour le montage émetteur commun :

$$h_{21e} = \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{r_b + r_m}{r_c - r_m}$$

$$h_{22e} = \frac{1}{r_e + r_c(1 - \alpha)} = \frac{1 + \beta}{r_c + r_e(1 + \beta)}$$

$$h_{11e} = r_b + r_e(1 + \beta) = r_b + \frac{r_e}{1 - \alpha}$$

$$h_{12e} = \frac{r_e}{r_c(1 - \alpha)} = \frac{r_e(1 + \beta)}{r_c}$$

(dans les formules ci-dessus, α et β sont relatives aux gains en continu, souvent désignés par α_0 et β_0).

2. Formules rigoureuses de transformation entre les h en émetteur commun, et les h en base commune

$$h_{11e} = \frac{h_{11b}}{1 + h_{21b}} \text{ (rappelons que } h_{21b} = -\alpha)$$

$$h_{12e} = \frac{h_{11b} h_{22b} - h_{12b} h_{21b} - h_{12b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{21e} = \frac{-h_{21b}}{1 + h_{21b}}$$

$$h_{22e} = \frac{h_{22b}}{1 + h_{21b}}$$

Pour le passage des paramètres émetteur commun aux paramètres base commune, les formules rigoureuses sont :

$$h_{11b} = \frac{h_{11e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{12b} = \frac{h_{11e} h_{22e} - h_{12e} h_{21e} - h_{12e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{21b} = \frac{-h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

$$h_{22b} = \frac{h_{22e}}{1 + h_{21e}}$$

autrement dit, ces quatre formules sont rigoureusement de la même forme que les quatre précédentes, en permutant les indices e et b .

3. — Passage des h aux y et inversement

Les paramètres en y (admittances) se définissent par deux équations linéaires analogues à celles qui ont permis de définir les paramètres en h ; simplement, pour les paramètres en y , on prend comme grandeurs de départ (variables) la tension d'entrée et la tension de sortie, et comme grandeurs à calculer (fonctions) les courants d'entrée et de sortie.

Bien entendu, comme pour les paramètres en h , on ne considère que des variations de ces grandeurs.

Les formules que nous donnons ci-dessous ne comportent pas d'indices e ou b , elles sont valables pour les trois montages, en utilisant évidemment les mêmes indices pour les y et pour les h (par exemple, elles sont valables pour trouver les h en émetteur commun à partir des y en émetteur commun).

$$h_{11} = \frac{1}{y_{11}}$$

$$h_{12} = \frac{-y_{12}}{y_{11}}$$

$$h_{21} = \frac{y_{21}}{y_{11}}$$

$$h_{22} = \frac{y_{11} y_{22} - y_{12} y_{21}}{y_{11}}$$

et réciproquement :

$$y_{11} = \frac{1}{h_{11}}$$

$$y_{12} = \frac{-h_{12}}{h_{11}}$$

$$y_{21} = \frac{h_{21}}{h_{11}}$$

$$y_{22} = \frac{h_{11} h_{22} - h_{12} h_{21}}{h_{11}}$$

2. — RÉSISTANCE THERMIQUE DES RADIATEURS

Les renseignements qui suivent sont tirés de l'article de H.L. Aronson paru en octobre 1956 dans « *Control Engineering* » sous le titre : « Applying power transistors to control ».

Pour trouver la résistance thermique d'un radiateur, on calcule deux résistances thermiques différentes, correspondant respectivement :

- $R_{c,th}$ à la résistance thermique due à la convection
- $R_{r,th}$ à la résistance thermique due au rayonnement

Si des lois de l'écoulement de chaleur étaient linéaires, ces résistances ne dépendraient ni de la température du radiateur, ni de la température ambiante, ni de la différence de ces deux valeurs. En fait, pour une détermination précise, il faut tenir compte de la non-linéarité des lois d'échange thermique.

Il faudra donc procéder par approximations successives puisque la température du radiateur n'est connue, par rapport à l'ambiante, que si l'on connaît la résistance thermique « radiateur-ambiante ». En fait, étant donné que la résistance thermique « jonction-radiateur » est très souvent nettement plus petite que la résistance thermique « radiateur-ambiante », on peut supposer, en première approximation, que la température du radiateur est peu inférieure à celle de la jonction.

Les courbes jointes sont valables dans l'hypothèse où la température du radiateur est uniforme. Autrement dit, elles sont valables pour les petites surfaces de radiateur (moins de 200 cm² en comptant les deux faces) si le radiateur est réalisé en aluminium de 2 mm d'épaisseur ou en cuivre de 1,5 mm.

Pour que ces courbes soient valables pour des radiateurs plus grands, il faut que l'épaisseur soit plus importante, surtout au centre du radiateur. Par exemple,

on peut utiliser les courbes dans le cas de plaques de radiateurs de 20×20 cm (soit 800 cm^2 total) dans le cas où il s'agit de plaques de plus de 3 mm d'épaisseur (en aluminium) ou plus de 2 mm d'épaisseur (en cuivre rouge) avec une partie centrale de 8×8 cm de plus de 6 mm d'épaisseur (aluminium) ou plus de 4 mm d'épaisseur (cuivre rouge).

Les courbes de la figure A donnent la résistance thermique de convection. Le paramètre h représente la hauteur de la plaque servant de radiateur, supposée rectangulaire avec deux arêtes verticales de longueur h (en cm).

La grandeur obtenue en ordonnée est le produit de la résistance thermique de convection (en $^\circ\text{C}/\text{W}$) par la surface totale (les deux faces) de la plaque (en cm^2).

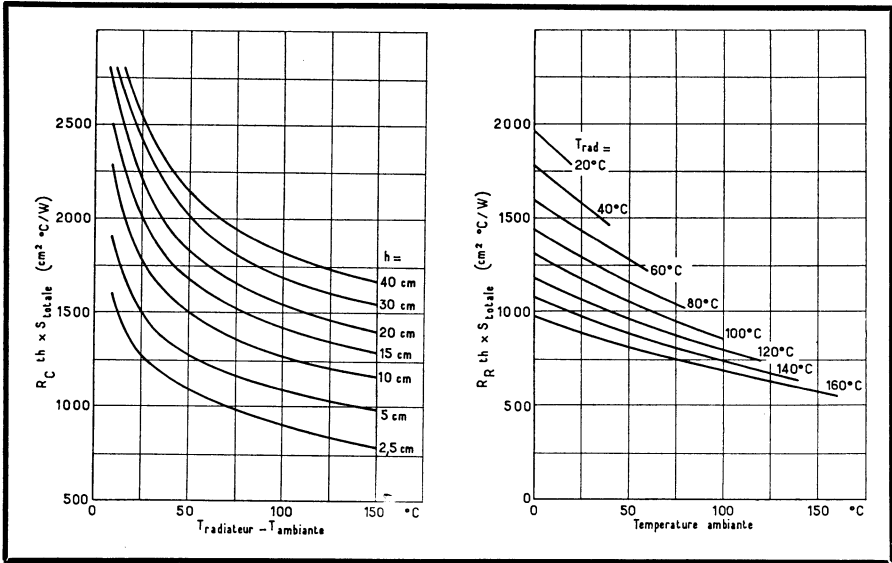


Fig. A

Fig. B

Par exemple, une plaque de $h = 10$ cm, largeur 15 cm (surface totale 300 cm^2), travaillant à 60°C au-dessus de l'ambiante aura un produit $R_{c,th} \times S$ de $1440 \text{ cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$, soit une résistance thermique de convection :

$$1440/300 = 4,8 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

Les courbes de la figure B donnent la résistance thermique de rayonnement, par l'intermédiaire du produit de cette résistance par la surface totale (les deux faces) du radiateur. Elles sont valables dans le cas de radiateur dont toute la surface peut rayonner sans gêne (plaque plane), cette surface étant noire et mate.

Par exemple, dans le cas de la plaque précédente de 10 cm de haut et 15 cm de large, si on suppose la température ambiante de 20°C et le radiateur à 80°C , on trouve un produit

$$R_{r,th} \times S \text{ de } 1320 \text{ cm}^2 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

soit une résistance thermique de rayonnement de :

$$R_{r,th} = 1320/300 = 4,3 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$$

Une fois trouvées les deux résistances thermiques, on calcule la valeur obtenue en les mettant en parallèle. Dans le cas de l'exemple cité, cela donnerait :

$$\frac{4,3 \times 4,8}{4,3 + 4,8} 2,27 = \text{°C/w}$$

Bien entendu, les chiffres trouvés ainsi sont approximatifs. Les courbes de la figure A sont valables pour une plaque bien dégagée, dans l'air non perturbé, l'air pouvant circuler librement. Dès que la moindre ventilation est établie, la résistance thermique de convection s'effondre immédiatement, sans que la résistance thermique de rayonnement soit modifiée.

3. — LISTE DE SEMICONDUCTEURS RECOMMANDÉS

Étant donné l'effarante multiplication du nombre de dénominations pour des types pratiquement identiques, il n'est évidemment pas question d'« imposer » n'importe quel nom : la liste qui suit donne des exemples de types actuels, et il est vraisemblable que tout utilisateur pourra trouver des centaines (sinon des milliers) de dénominations différentes pour chaque type proposé comme modèle.

1. — Transistors séparés

- *Transistors B.F. petit niveau* (F_t 200 MHz, dissipation de 0,2 à 1 W) :
 - en TO 92, faible bruit, gain de 400 à 900, $BV_{ce} = 45$ V : BC 414 C (*n-p-n*) et BC 416 C (*p-n-p*), analogue en 80 V gain 120 à 400 : BC 546 (*n-p-n*) et BC 556 (*p-n-p*), courant plus fort : BC 337-16 (*n-p-n*) et BC 327 (*p-n-p*).
- *Transistors de commutation petit niveau* ($F_t \#$ 600 MHz 2 N 2369 (*n-p-n*) et 2 N 2894 (*p-n-p*))
- *Transistors H.F. petit niveau*
 - à 600 MHz, I_c optimal 3 mA : 2 N 918 (*n-p-n*) et BF 272 A (*p-n-p*);
 - à 1,5 GHz, 2 N 5179 et BFY 90 (*n-p-n*) et BFR 99 (*p-n-p*);
 - à 1,6 GHz mais 1 W dissipable BFW 16 (*n-p-n*) et 2 N 2283 Motorola (*p-n-p*);
 - à 5 GHz BFR 90, BFR 91 et BFR 96, à centrer sur des I_c de 10, 20 et 50 mA (*n-p-n*) et BFT 95 et BFT 96 (*p-n-p*).
- *Transistors de demi-puissance*
 - TO 220 (60 W à 25 °C boîtier) : BD 301 A et TIP 41 A (*n-p-n*) et BD 302 A et TIP 42 A (*p-n-p*);
 - « Darlington » TO 220 : ESM 218 et TIP 121 (*n-p-n*) et ESM 262 et TIP 126 (*p-n-p*);
 - « V-MOS » TO 220 : VN 88 AF et IRF 720 à IRF 723.
- *Transistors de puissance* (plus de 100 W à $T_c / 25$ °C)
 - « homobase » 2 N 3055 et 2 N 3772 (*n-p-n*) et MJ 15012 (*p-n-p*);
 - triple diffusion de commutation rapide : BUX 15 (*n-p-n*)
BUX 20 (350 W à $T_c = 25$ °C) en *n-p-n*

- « Darlington » TO 3 : ESM 118 (*n-p-n*) et ESM 162 (*p-n-p*);
- « V-MOS » VN 4000 A (400 V et 8 A max);
- « HEXFET » : IRF 353.

2. — Circuits intégrés

2.1. Régulateurs de tension

Petit niveau : μA 723 ou SFC 2723.

Monolithique 5 V : SFC 2805, MC 7805, en négatif : MC 7905 et TDB 2905 (dans tous ces circuits, on remplace le 05 en fin de désignation par 06, 09, 12, 15 ou 24 pour les modèles 6 V, 9 V 12 V, 15 V et 24 V.

Monolithique universel positif : LM 317 et TDB 0117 (avec différents suffixes suivant le boîtier, donc le courant maximum : ces régulateurs nécessitent deux résistances en commande de tension, une depuis le + régulé vers le point de commande, qui ne consomme que 50 μA , une autre depuis ce point vers la masse : on doit avoir 1,25 V entre le + régulé et le point de commande, si l'on met ce point de commande à la masse — par exemple par un transistor débloqué — on fait passer la sortie à la tension réduite de 1,25 V). Le modèle universel en négatif est le LM 337 ou le TDB 0137 avec les mêmes caractéristiques.

2.2. Amplificateurs opérationnels

Modèles anciens μA 741, le même en double μA 458 ;

BIFET simple LF 356, double LF 353 et TL 082 (courant d'entrée de 1 nA).

BIMOS : CA 3130 (courant d'entrée 1 pA, sortie MOS) et CA 3140 (mêmes caractéristiques à l'entrée, mais sortie bipolaire).

Bruit exceptionnellement réduit : TDA 1034.

2.3. Triggers de Schmitt

En TTL : SN 7413 (double), SN 74132 et SFC 4132 (quadruple).

En C-MOS HEF 4093 (quadruple) HEF 40106 B (sextuple).

2.4. Portes NAND

En TTL : SN 74 LS 00 (quadruple, 2 entrées), SN 74 LS 10 (triple à trois entrées), SN 74 LS 20 (double à quatre entrées) SN 74 LS 30 (huit entrées) avec les séries TTL classiques en SN 7400 (ou SFC 400) SN 7410 (ou SFC 410), SN 7420 et SN 7430.

En C-MOS : HEF 4011 B (quadruple deux entrées), HEF 4023 B (triple trois entrées), HEF 4012 B (double quatre entrées) HEF 4068 B (huit entrées).

2.5. Portes NOR

En TTL : 74 LS 02 (quadruple deux entrées).

En C-MOS : HEF 4001 B (quadruple deux entrées), HEF 4023 B (triple trois entrées), HEF 4002 B (double quatre entrées), HEF 4078 B (huit entrées).

2.6. Inverseurs

En TTL : SN 7404, en C-MOS HEF 4049 B.

2.7. OU exclusifs

En TTL : SN 74 LS 86, en C-MOS HEF 4070 B.

2.8. *Basculeurs et compteurs*

Basculeurs J-K : en TTL 74 LS 76 (double), en C-MOS HEF 4027 (double).

Compteurs par 10 : en TTL SN 74 LS 90 (simple), SN 74 LS 192 (réversible, prépositionnable), en C-MOS HEF 4017 B (simple, dix sorties décodées), HEF 4518 B (double décade) HEF 4510 B (réversible).

Compteurs par 2^n : en TTL SN 74 LS 161 (4 bits), en C-MOS HEF 4520 (2×4 bits indépendants), HEF 4024 B (7 bits) HEF 4020 B (14 bits) HEF 4516 B (4 bits, réversible) HEF 4521 B (24 bits).

Basculeurs D : en TTL SN 74 LS 174 (sextuple), en C-MOS HEF 40174 (sextuple), HEF 4076 B (quadruple, sorties 3 états), HEF 4013 (double).

2.9. *Monostables et astables*

En TTL : SN 74121 (monostable simple non redéclenchable) SN 74122 (monostable simple redéclenchable) 74 LS 123 (monostable double redéclenchable).

En C-MOS : HEF 4047 B (monostable et astable), HEF 4528 B (double monostable redéclenchable).

2.10. *Registres à décalage*

En TTL : SN 74 198 (8 bits, entrées et sorties parallèles).

En C-MOS : HEF 4014 B (8 bits, entrées parallèles), HEF 4006 B (18 bits), HEF 4031 B (64 bits).

2.11. *Décodeurs*

En TTL : SN 74 LS 247 (BCD à 7 segments).

En C-MOS HEF 4511 B (BCD à 7 segments, avec mémoires).

2.12. *Portes analogiques*

En MOS : SFF 160 (huit voies, commande codée).

En C-MOS HEF 4066 B (quatre portes bilatérales).

BIBLIOGRAPHIE

I — LIVRES GÉNÉRAUX SUR LES SEMICONDUCTEURS

- Technique et Applications des transistors*, par H. SCHREIBER (Éditions Radio).
Les semiconducteurs discrets, par G. MOURIER (Chiron).
Transistor manual (General Electric).
Emploi rationnel des circuits intégrés, par J. P. OEHMICHEN (Éditions Radio).
Technologie des composants électroniques (tome 2), par R. BESSON (SECF Éditions Radio).

II — LIVRES SUR DES SEMICONDUCTEURS SPÉCIALISÉS

- Thyristors & triacs*, par H. LILEN (Éditions Radio).
Les triacs, par J. P. CHABANNE (Éditions techniques et scientifiques françaises).
Le thyristor, par M. HELBERT (Éditions techniques et scientifiques françaises).
Les transistors à effet de champ, par J. P. OEHMICHEN (Éditions Radio).
Les diodes zener, par G. MOURIER (Éditions techniques et scientifiques françaises).
Mémoires intégrées, par H. LILEN (Éditions Radio).
L'amplificateur opérationnel, par R. DAMAYE (Éditions Radio).
Montages à capteurs photosensibles, par J. P. OEHMICHEN (Éditions techniques et scientifiques françaises).
Le microprocesseur, par P. LMELUSSON (Éditions techniques et scientifiques françaises).
Du microprocesseur au micro-ordinateur, par H. LILEN (Éditions Radio).

III — LIVRES SUR LES CIRCUITS

- Introduction to digital computer technology*, par Louis NASHESKY (John Wiley et Sons éditeur, New York).
Logique binaire et ordinateur, par AUMIAUX (Masson).
Designing with operationnal amplifiers, par Jerald G. GRAEME, Burr-Brown (Burr-Brown electronic series, Mc Graw et Hill New York).
A handbook on electrical filters, par Donald R.J. WHITE (Library of Congress, catalog card number 63-23232).

IV — ARTICLES DE REVUES

Dans ce qui suit, l'abréviation *E.D.* indique qu'il s'agit de la revue *Electronic Design* (que l'auteur recommande tout spécialement aux lecteurs). La notation : pp. 35-39 (par exemple) indique que l'article se trouve depuis la page 35 incluse à la page 39 incluse.

4.1. Transistors de puissance bipolaires

- « Le phénomène de dV/dt dans les transistors de puissance », par REDOUTEY, dans *Électronique et Automatismes industriels*, n° 234, avril 1977, pp. 27-33.
- « Audio bipolar transistors ready for all loads », *E.D.*, vol. 28, n° 16, 2 août 1980, pp. 83-87.

4.2. Transistors haute fréquence

- « RF, microwave transistors cut noise, raise power and stretch bandwidth » (état de la question sur les transistors HF), *E.D.*, vol. 27, n° 25, 6 décembre 1979, pp. 51-56.

4.3. Transistors FET et MOS de puissance

- « MOS power versus bipolar-The designer wins », *E.D.*, vol. 28, n° 12 du 7 juin 1980, pp. 131-137.
- « Will MOSFETs push bipolar and Darlington out of power supplies? », *E.D.*, vol. 28, n° 9 du 26 avril 1980, pp. 34-35.
- « Medium power devices mark breakthroughs in MOSFETs », *E.D.*, vol. 28, n° 7 du 29 mars 1980, pp. 27-28.
- « P-channel HEXFETs complement N-channel devices », *E.D.*, vol. 28, n° 17 du 16 août 1980, p. 199.
- « MOSFET pairs simplify audio amplifier design », *E.D.*, vol. 28, n° 16 du 2 août 1980, pp. 75-79.

4.4. Amplificateurs opérationnels

- « Les amplificateurs opérationnels "haute tension" », par P. ALLIAS, *Toute l'Électronique*, n° 452, mars 1980, pp. 31-35.
- « Quad N-channel BIFET Op Amps swing down to negative rail », *E.D.*, vol. 28, n° 9 du 26 avril 1980, p. 225.
- « BIMOS Op Amps more than replace BIFETs in low cost instruments and audio gear », *E.D.*, vol. 28, n° 7 du 29 mars 1980, pp. 75-77.
- « Power Op Amps take on tough jobs », *E.D.*, vol. 28, n° 19 du 13 septembre 1980, pp. 127-135.
- « I.C. Bipolar Op Amps hold down D.C. error », *E.D.*, vol. 27, n° 26 du 20 décembre 1979, pp. 44-48.

4.5. Portes analogiques

- « Les commutateurs analogiques actuels et leurs applications », par G. MOURIER et P. ALIAS, *Toute l'Électronique*, n° 453, Avril 1980, pp. 61-68.

4.6. Les mémoires

- « État de la question sur les mémoires, liste comparative » (en anglais), *E.D.*, vol. 28, n° 15 du 19 juillet 1980, pp. 86-92 et pp. 101-118.

4.7. Oscilloscopes

- « Focus on oscilloscopes », *E.D.*, vol. 28, n° 18 du 1 septembre 1980, pp. 179-186.

4.8. Alimentation à découpage haute fréquence

- « High frequency switchers get the nod when top performances count most », *E.D.*, vol. 28, n° 7 du 29 mars 1980, pp. 105-108.

TABLE DES MATIÈRES

Avant propos	5
-------------------------------	----------

CHAPITRE I

Bases physiques de fonctionnement des semiconducteurs et applications de ces bases	9
1. Rappel de notions de physique du solide	9
2. L'effet transistor	15
3. Les phénomènes parasites dans le transistor	19
4. Étude pratique du fonctionnement du transistor	20
5. Les grandeurs caractéristiques du transistor	26
6. Les limitations en fréquence	36
7. Les limitations technologiques	41
8. Les treize principes d'utilisation des transistors	42
9. Bases physiques de fonctionnement et paramètres des autres dispositifs semiconducteurs	44
La diode Zener.	44
La diode tunnel.	46
Le transistor unijonction (ou diode double base).	46
Le redresseur au silicium commandé ou thyristor	49
Transistor à effet de champ.	51
Diodes à capacité variable	52
10. Technologie de fabrication, équivalences.	53

CHAPITRE 2

Applications directes des principes d'utilisation	62
1. Conditions de saturation d'un transistor	62
2. Justification des relations entre courants de fuite	63
3. Un transistormètre ultra-simplifié	67
4. Méthodes de polarisation d'un transistor.	72
5. Détermination des impédances d'entrée et de sortie des 3 montages	81
Influence de la résistance d'attaque sur la résistance interne de sortie	83

CHAPITRE 3

Les problèmes d'écoulement de la chaleur dans les jonctions.	86
1. Dissipation collecteur d'un transistor chargé par une résistance pure	86
2. Les lois de l'écoulement de chaleur	88
3. Application des lois ci-dessus au transistor	91
4. Les radiateurs et leur détermination	93
5. L'inertie thermique de la jonction du boîtier et du radiateur.	96
6. Quelques détails concernant les problèmes thermiques	99

CHAPITRE 4

Étages amplificateurs en émetteur commun	102
1. Étages à couplages alternatifs	102
2. Couplage continu	109
3. Étage de sortie	114
4. Amplificateur à large bande.	128
5. Amplificateurs accordés.	131

CHAPITRE 5

Le montage collecteur commun et les montages qui s'y rattachent	136
1. Les problèmes de polarisation.	137
2. Étage collecteur commun en cascade.	139
3. Étage abaisseur d'impédance à transistors complémentaires. . .	144
4. Augmentation d'impédance d'entrée par réaction positive . . .	147

CHAPITRE 6

Quelques applications des montages à base commune	150
1. Étages amplificateurs haute fréquence	150
2. Augmentation d'impédance à courant constant	152
3. Générateur à courant constant	155

CHAPITRE 7

Le transistor utilise en régime de saturation. Fonctionnement en commutation	157
1. Avantages des transistors utilisés en saturation	158
2. Les transitoires en fonctionnement tout ou rien.	160
3. Le transistor en interrupteur tout ou rien	169
4. Le transistor dans les circuits logiques.	174

CHAPITRE 8

Structures et propriétés des montages impulsions sans éléments inductifs.	194
1. Les multivibrateurs astables.	195
2. Générateurs de dents de scie astables	205
3. Montages monostables	215
4. Bistable du type « Trigger de Schmitt »	220
5. Bistable symétrique du type Eccles-Jordan	226
6. Calcul des circuits monostables et bistables.	232

CHAPITRE 9

Structure et propriétés des montages impulsions comportant des éléments inductifs.	238
1. Bobinages en « mémoire de courant ».	240
2. Montages à couplages inductifs régénératifs.	243
3. Montages à ligne à retard	248

CHAPITRE 10

Le comptage.	252
1. Les structures de compteurs	252
2. Méthodes d'affichage des compteurs	262

CHAPITRE 11

Les amplificateurs opérationnels.	268
1. Les opérations mathématiques avec les amplificateurs opérationnels	268
2. Le montage de Goldberg	271
3. Détails sur les modulateurs	275

CHAPITRE 12

Conversion analogique-numérique et numérique-analogique.	277
1. Convertisseur numérique-analogique	278
2. Convertisseurs analogiques-numériques	282
Le système codeur mécanique	282
Convertisseurs analogiques-numériques utilisant une rampe et un comptage	283
Convertisseur analogique-numérique par asservissement tension-fréquence	285
Convertisseurs analogique-numérique par la méthode des essais successifs	287
Convertisseur analogique-numérique par compteur réversible	288

CHAPITRE 13

Instruments utiles pour les réalisations à transistors.	290
1. Alimentations non stabilisées	291
2. Alimentations stabilisées par diodes Zener	297
3. Alimentations stabilisées par transistor	300
4. Les mesures d'intensité	314
5. Les étuves	317

CHAPITRE 14

Les transistors de puissance	320
1. Les dispositifs	321
Technologie « PLANAR »	321
Technologie à « base homogène »	322
Technologie à base épitaxie	323
Technologie par triple diffusion	323
Le MOS de puissance	324
2. Caractéristiques des dispositifs	327
Les tensions de claquage	327
Les valeurs maximales	329
Le second claquage	331

L'aire de sécurité	333
Aires de sécurité en régime transitoire	335
Influence de la technologie du dispositif sur l'aire de sécurité	336
Les temps de réponse	337
La commutation	338
Comparaison des performances des différents dispositifs	340
Choix du dispositif selon la fonction à réaliser	342
3. Utilisation des transistors de puissance	342
Montage mécanique et interconnexion	342
4. La commande	352
Le montage DARLINGTON	352
Le montage « pseudo Darlington	354
La commande des MOS de puissance	356
L'accélération du blocage de la base	358
Cas particulier du Darlington	360
5. Le circuit de charge	361
La charge inductive sans protection	361
Protection par diode shuntant la charge inductrice	364
Protection par diode shuntant le transistor	365
Les réseaux d'aide à la commutation	366
Cas spécial du montage série	369

CHAPITRE 15

Évolution possible de la technique des semiconducteurs	373
1. Évolution des semiconducteurs classiques	374
2. Types nouveaux à envisager	375
3. Les assemblages compacts d'éléments	377
Additifs.	380
Appendices.	404
1. Transformation des paramètres	404
2. Résistance thermique des radiateurs	406
3. Liste des semiconducteurs recommandés	408
Bibliographie.	411
Table des matières.	413

emploi rationnel des **TRANSISTORS**

Ingénieur pratiquant quotidiennement les transistors, l'auteur a cherché et trouvé pourquoi même des techniciens confirmés, utilisant les semi-conducteurs depuis des années, commettaient encore tant de fautes. Son ouvrage vise donc à rendre clair et simple ce qui devrait l'être et doit le rester.

Après avoir énoncé les quelques règles simples et indispensables, l'auteur clarifie toutes les notions complexes concernant les structures, le fonctionnement et les applications des dispositifs à semi-conducteurs y compris celles mettant en jeu des *puissances ou des tensions élevées*.

C'est un ouvrage de base pour tout électronicien.



9 782709 108409

ISBN 2 7091 0840 2

Code : 85



ÉDITIONS RADIO

The logo for Éditions Radio, featuring a stylized, blocky 'ER' monogram in white on a black background. Below the monogram, the words 'ÉDITIONS RADIO' are printed in a bold, sans-serif font.